

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**

**CENTRO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA**

**MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONSIDERAÇÕES DE PROJETO PARA ANEMÔMETROS A FIO  
QUENTE**

**BASEADO EM ESTRUTURAS REALIMENTADAS**

Ronny Clay Santos Diniz

Campina Grande - PB

2004

**CONSIDERAÇÕES DE PROJETO PARA  
ANEMÔMETROS A FIO QUENTE BASEADO  
EM ESTRUTURAS  
REALIMENTADAS**

**Ronny Clay Santos Diniz**

Dissertação de Mestrado submetida à  
Coordenação de pós-graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade Federal  
de Campina Grande como parte dos  
requisitos necessários para a obtenção do  
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento da Informação

Raimundo Carlos Silvério Freire

Orientador

Hiran de Melo

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Ronny Clay Santos Diniz, Janeiro de 2004



D585c    Diniz, Ronny Clay Santos  
          Consideracoes de projetos para anemometros a fio quente  
          baseado em estruturas realimentadas / Ronny Clay Santos  
          Diniz. - Campina Grande, 2004.  
          98 f. : il.

          Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -  
          Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Ciencias  
          e Tecnologia.

          1. Anemometros 2. Sensores Termo-Resistivos 3.  
          Anemometros a Fio Quente 4. Equivalencia Eletrica 5. Ponte  
          de Wheatstone 6. Dissertacao I. Freire, Raimundo Carlos  
          Silverio II. Melo, Hiran de III. Universidade Federal de  
          Campina Grande - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.36(043)

CONSIDERAÇÕES DE PROJETO PARA ANEMÔMETROS A FIO QUENTE  
BASEADO EM ESTRUTURAS REALIMENTADAS

RONNY CLAY SANTOS DINIZ

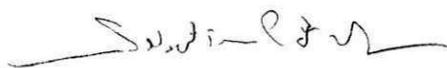
Dissertação Aprovada em 18.12.2003

  
RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG  
Orientador

  
HIRAN DE MELO, Dr., UFCG  
Orientador

  
RÔMULO PIRES COELHO FERREIRA, D.Sc., CEFET-AL  
Componente da Banca

  
ANTÔNIO ALMEIDA DA SILVA, Dr., UFCG  
Componente da Banca

  
SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA, D.Sc., UFMA  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
Dezembro - 2003

# Dedicatória

---

A Deus.

A meus pais, Maria da Guia e Orlando Barbosa, sem seus ensinamentos jamais eu alcançaria este objetivo.

A minha esposa, Rosângela Alves, pelo amor, compreensão e incentivo.

A meus irmãos, Jean, Kaio e Keine pelo incentivo e união.

## **Agradecimentos**

---

Ao amigo Djalma Albino pela sincera amizade e pela ajuda na elaboração dos programas durante várias madrugadas.

Aos meus orientadores Raimundo Carlos Silvério Freire e Hiran de Melo por acreditarem que eu concluiria o trabalho ao qual me propus.

Aos amigos da CHESF, em especial a Bruno Vasconcelos, Antônio Carlos, Laércio Rosas e Hélio Burle pela amizade e recursos disponibilizados para realização dos experimentos.

A todos amigos do LIMC, em especial a Guilherme, Rômulo Pires, Alessio e Fernando Rangel pelo apoio, amizade e momentos de descontração.

Aos funcionários da Copele, Ângela, Marcos e Pedro por serem prestativos nos momentos em que precisei de seus trabalhos.

Ao sofrido povo brasileiro, por ter financiado de forma indireta este trabalho, através de impostos, possibilitando que pessoas como eu, filhos de trabalhadores humildes, tenham a chance de fazer um curso de mestrado.

Enfim, a todos aqueles que não foram citados, mas que de forma direta ou indireta me ajudaram a concluir este trabalho.

## Resumo

---

Os anemômetros baseados no princípio de medição da velocidade do fluido a partir da transferência de calor, que usam sensores termo-resistivos aquecidos eletricamente, são chamados de “Anemômetros a Fio Quente”. Eles podem ser classificados como instrumento elétrico de medição, pois o tipo de sensor utilizado modifica um parâmetro elétrico, grandeza que o instrumento irá processar, em função da grandeza que se deseja medir. No sentido de determinar a velocidade do fluido a partir de um parâmetro elétrico, utiliza-se o princípio da equivalência elétrica nas arquiteturas de medição, dentre as estruturas existentes, investigou-se a estrutura à temperatura do sensor constante, conhecida pela sigla “CTA”, do inglês “Constant Temperature Anemometer”. Neste trabalho apresentam-se considerações de projeto para implementação de CTA com realimentação PWM, além de procedimentos para caracterização de sensores, circuitos para compensação de temperatura do fluido e um sistema de aquisição de dados. Baseado nas considerações de projeto apresentadas neste trabalho, implementou-se um CTA com excitação PWM que mede a velocidade do ar.

# Abstract

---

Anemometers based on the measurement principle of the fluid velocity using heat transfer and heated electrically thermo-resistive sensor are called Hot wire anemometer. They can be classified as an measurement electrical instrument because the sensor used has one of its electrical parameter modified in presence of the fluid velocity variation.

In order to obtain a fluid velocity from a electric parameter one use the electrical equivalence principle in the measurement structures. Among measurement structures that use such a principle, it was investigated the called Constant Temperature Anemometer - CTA. This dissertation consists of establishing a methodology to be used in design of fluid velocity measurement systems based on feedback structures using PWM excitation, beyond procedures for sensor characterization, circuits of fluid temperature compensation and a data acquisition system. Based on the methodology presented in this dissertation, it was developed a CTA with PWM excitation which measures air velocity.

# ÍNDICE

---

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>ESTRUTURAS REALIMENTADAS BASEADAS EM SENSORES TERMO-RESISTIVOS.....</b>	<b>6</b>
2.1	SENSORES TERMO-RESISTIVOS.....	6
2.1.1	<i>Equações que Regem o Comportamento do Sensor.....</i>	<i>6</i>
2.1.2	<i>Aplicações .....</i>	<i>9</i>
2.2	MÉTODOS DE MEDIÇÃO .....	11
2.2.1	<i>Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante. ....</i>	<i>11</i>
2.2.2	<i>Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante Excitado por Sinal PWM.....</i>	<i>13</i>
2.3	ANEMÔMETRO A FIO QUENTE.....	14
2.3.1	<i>Anemômetro a Fio Quente a Temperatura Constante .....</i>	<i>15</i>
2.3.2	<i>Anemômetro a Fio Quente a Temperatura Constante com excitação PWM</i>	<i>16</i>
2.3.3	<i>Compensação da Temperatura do Fluido.....</i>	<i>16</i>
<b>3</b>	<b>CONSIDERAÇÕES DE PROJETO.....</b>	<b>20</b>
3.1	CARACTERIZAÇÃO DO SENSOR .....	20
3.2	ESTRUTURA A TEMPERATURA CONSTANTE .....	23
3.2.1	<i>Ajuste do Ponto de Operação.....</i>	<i>23</i>
3.2.2	<i>Ajuste da Tensão de Desvio do Amplificador Operacional.....</i>	<i>25</i>
3.3	ANEMÔMETRO A FIO QUENTE COM EXCITAÇÃO PWM.....	27
3.3.1	<i>Ponto de Operação, Sensibilidade do Circuito e Faixa De Medição.....</i>	<i>29</i>
3.4	COMPENSAÇÃO DA TEMPERATURA DO FLUIDO.....	34
3.4.1	<i>Circuito de Compensação Utilizando dois Sensores PTC.....</i>	<i>35</i>
3.4.2	<i>Circuito de Compensação Utilizando um Sensor PTC e um Termistor.....</i>	<i>39</i>
3.4.3	<i>Circuito de Compensação Utilizando Sensor Único .....</i>	<i>42</i>
<b>4</b>	<b>IMPLEMENTAÇÕES .....</b>	<b>45</b>
4.1	DETALHAMENTO DO PROJETO.....	45
4.1.1	<i>Diagrama em Blocos.....</i>	<i>46</i>

4.1.2	<i>Diagramas Esquemáticos</i> .....	48
4.2	SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS .....	51
4.2.1	<i>Protocolo de Comunicação</i> .....	52
4.2.2	<i>Algoritmos</i> .....	52
4.2.3	<i>Interface Humano Máquina</i> .....	56
4.3	CARACTERIZAÇÃO DO SENSOR .....	58
4.3.1	<i>Determinando <math>R_0</math> e <math>\beta</math></i> .....	58
4.3.2	<i>Área do Sensor, S:</i> .....	60
4.3.3	<i>Determinando a, b e n Utilizando a Própria Estrutura de Medição</i> .....	61
4.4	RESPOSTA TEMPORAL DO CTA.....	64
4.4.1	<i>Tensão de Desvio</i> .....	64
4.4.2	<i>Frequência do PWM</i> .....	67
4.5	TESTES DE FUNCIONALIDADE .....	70
4.5.1	<i>Sensor PTC + Termistor</i> .....	70
4.5.2	<i>Dois Sensores PTC's</i> .....	70
4.5.3	<i>Sensor Único</i> .....	71
4.6	AFERIÇÃO COM UM ANEMÔMETRO DE PALHETA.....	72
4.6.1	<i>Comparação com Anemômetro Comercial</i> .....	72
4.6.2	<i>Faixa De Medição</i> .....	72
4.6.3	<i>Resolução</i> .....	73
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b> .....	<b>74</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>76</b>
	<b>APÊNDICE A ( SIMULAÇÕES )</b> .....	<b>79</b>
	<b>APÊNDICE B ( PROGRAMAS EM ASSEMBLER )</b> .....	<b>88</b>
	<b>APÊNDICE C ( PROGRAMAS EM DELPHI)</b> .....	<b>93</b>

## Lista de Figuras

---

Figura 1-Circuito do sensor a temperatura constante.....	4
Figura 2-Arquitetura em ponte com amplificação do sinal de desequilíbrio .....	12
Figura 3-Arquitetura em ponte com modulador PWM.....	14
Figura 4-Diagrama de um CTA, considerando-se os parâmetros não ideais do amplificador operacional.....	15
Figura 5- Estrutura de um anemômetro com duas pontes de Wheatstone.....	17
Figura 6-Anemômetro a Fio Quente circuito de compensação baseado na comutação do ponto de operação do sensor .....	19
Figura 7- Representação do Sensor em termos de suas dimensões .....	21
Figura 8-Circuito para determinação das constantes a,b e n .....	22
Figura 9-CTA com Circuito de Ajuste do Ponto de Operação .....	24
Figura 10-Amplificador de instrumentação para medição da tensão de desvio.....	26
Figura 11-Diagrama em blocos do CTA com excitação PWM .....	28
Figura 12-Curvas de $\tau/T$ versus velocidade, para alguns valores da amplitude de pulso do sinal PWM.....	32
Figura 13-Gráfico de $\tau$ versus velocidade para alguns valores de temperatura do sensor, $T_s$ .....	33
Figura 14-Gráfico de $\tau$ versus velocidade do fluido, para alguns valores de $R_1$ .....	34
Figura 15-CTA com circuito de compensação utilizando dois PTC's.....	36
Figura 16- CTA com PTC e termistor.....	40
Figura 17- CTA com sensor PTC único.....	42
Figura 18-Diagrama em blocos do projeto.....	46
Figura 19-Diagrama esquemático do CTA - Página 1/2.....	49
Figura 20- Diagrama esquemático do CTA - Página 2/2 .....	50
Figura 21-Sistema de aquisição do CTA.....	51
Figura 22- Protocolo de comunicação entre Microcontrolador e Sistema de aquisição de dados .....	52
Figura 23-Algoritmo do sistema de aquisição e microcontrolador para o CTA com dois sensores .....	53

## Lista de Siglas e Símbolos

---

- $a$  - Constante da lei de King
- $a_x$  - Constante da lei de King para o sensor x
- $a_y$  - Constante da lei de King para o sensor y
- $A$  - Ganho de malha aberta do amplificador operacional
- $A/D$  - Conversor analógico digital
- ADC0 - Conversor A/D do microcontrolador
- $b$  - Constante da lei de King
- $b_x$  - Constante da lei de King para o sensor x
- $b_y$  - Constante da lei de King para o sensor Y
- $\beta$  - Coeficiente de temperatura do sensor
- $c$  - Calor específico do sensor
- CTA - Constant Temperature Anemometer
- $d$  - Diâmetro do sensor
- $E$  - Amplitude do sinal PWM na ponte de Wheatstone
- FPGA - Field Program Gate Array
- GPiB - Padrão de comunicação de dados
- $h$  - Coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor
- $I_s$  - Corrente pelo sensor
- IHM - Interface Humano Máquina
- $l$  - Comprimento do sensor
- LCD - Liquid Display Crystal
- $K_1$  - Fator de correção para o parâmetro a
- $K_2$  - Fator de correção para o parâmetro b
- $K_3$  - Fator de correção para a área do sensor

- $m$  - Massa do sensor
- $Ma$  - Número de *Mach*
- $n$  - Constante da lei de King
- $NTC$  - Negative Coefficient Temperature
- $Nu$  - Número de Nusselt
- $\rho$  - 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  $T_{sy}$
- $PWM$  - Pulse Width Modulation
- $Re$  - Número de Reynolds
- $R_o$  - Resistência elétrica do sensor na temperatura  $T_o$
- $R_f$  - Resistência elétrica do sensor na temperatura  $T_f$
- $R_x$  - 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  $T_s$
- $R_{sq}$  - Resistência elétrica do sensor na temperatura de operação,  $T_{sq}$
- $S$  - Área do sensor
- $S_x$  - Área do sensor x
- $S_y$  - Área do sensor y
- $t$  - Tempo
- $\tau_{0q}$  - Largura de pulso do sinal PWM no ponto de operação
- $\tau_1$  - Largura de pulso de regime do sinal PWM para o primeiro ponto de operação
- $\tau_2$  - Largura de pulso de regime do sinal PWM para o segundo ponto de operação
- $T_A$  - Temperatura do fluido
- $Tr$  - Tempo de resposta para o circuito modificar o ponto de operação

- $T_s$  - Temperatura do sensor
- $T_{sq}$  - Temperatura do sensor no ponto de operação
- $T_{sx}$  - Temperatura do sensor determinada pelo resistor  $R_x$
- $T_{sy}$  - Temperatura do sensor determinada pelo resistor  $R_y$
- $\mu$  - Viscosidade do meio
- $V^+$  - Tensão na entrada não-inversora do amplificador operacional
- $V^-$  - Tensão na Entrada inversora do amplificador operacional
- $V_o$  - Tensão na saída do amplificador operacional
- $V_{oq}$  - Tensão na saída do amplificador operacional no ponto de operação
- $V_{os}$  - 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  $T_{sy}$
- $\vartheta$  - Velocidade do fluido

# 1 Introdução

---

Os Anemômetros são instrumentos usados para medição de velocidade de fluidos, esta, por sua vez, é importante em diversas áreas tais como: Agricultura, Meteorologia, aplicações domiciliares, Indústria etc. Dentre os métodos mais utilizados para se determinar a velocidade de fluidos destacam-se os que se baseiam em: medição da diferença de pressão entre dois pontos ao longo do caminho do fluido; medição da velocidade de um elemento girando; medição da transferência de calor etc (Oliveira et. al 1995), de forma que os anemômetros podem ser de diversos tipos, tais como concha, palheta, tubos de Prandtl, sensor aquecido, entre outros. Salientando que, cada um deles deve ser adequado ao método utilizado e à faixa de velocidade do fluido.

No processo de medição é necessário que a grandeza que se deseja medir seja convertida em uma outra a qual o instrumento é capaz de processar. Os sensores são utilizados em instrumentos de medição para realizar a conversão de grandezas. Eles podem alterar suas propriedades físicas na presença de uma grandeza a qual ele é sensível.

Os sensores termo-resistivos têm a característica de variar sua resistência elétrica em função da sua temperatura, esta última pode variar em função da velocidade relativa entre o fluido e o sensor, desde que ele esteja aquecido eletricamente. Desta forma eles podem ser utilizados em medidores de velocidade de fluidos.

Os anemômetros, baseados no princípio de medição da velocidade do fluido a partir da transferência de calor, que usam sensores termo-resistivos aquecidos eletricamente, são chamados de “Anemômetros a Fio Quente”. Eles podem ser definidos como instrumento elétrico de medição, pois o tipo de sensor utilizado modifica um parâmetro elétrico - grandeza que o instrumento irá processar - em função da grandeza que se deseja medir, esta, por sua vez, é a velocidade relativa entre o fluido e o sensor.

Na construção do sensor, utiliza-se um fio ou filme metálico (platina ou tungstênio) de pequena área transversal, assim, quanto menor for sua massa, menor será o tempo de resposta, e menor será sua influência no sistema sob medição. O sensor não deve modificar o fluxo do fluido nem introduzir perturbações no fluxo devido as suas dimensões (Ferreira, 2002).

Os anemômetros a fio quente são empregados em medições de velocidades variantes de fluidos, principalmente por apresentarem pequenas constantes de tempo e uma boa resposta em frequência (Ferreira, 2002). A faixa de velocidade que com eles se pode medir compreende valores da ordem de unidades de *cm/s* até velocidades supersônicas, dependendo do tipo de sensor.

As características do fluido são importantes para a determinação das dimensões do sensor. Estas devem ser adequadas às aplicações em que ele é utilizado, portanto, o sensor deve ser mais resistente, do ponto de vista mecânico, em aplicações que o fluido possua altos fluxos de massa (Ferreira, 2002). Os sensores do tipo “fio quente” são mais frágeis a fluidos com altos fluxos, neste caso utilizam-se os do tipo filme metálico, estes são mais resistentes a fluidos com tais características.

Uma desvantagem dos anemômetros a fio quente é a necessidade de calibrações, principalmente quando utilizados em medições de fluidos com altos fluxos de massa. Por outro lado, do ponto de vista da sensibilidade, eles têm uma relativa vantagem com relação aos demais, já que apresentam boa sensibilidade tanto às variações de velocidades médias do fluido, como às velocidades variantes no tempo, enquanto os demais sensores, geralmente têm boa sensibilidade apenas às variações de velocidades médias de fluido (Oliveira *et al* 1995).

O princípio da equivalência elétrica pode ser usado quando se deseja implementar arquiteturas de medição para anemômetros baseados em sensores aquecidos. Este princípio consiste basicamente na compensação da variação da velocidade do fluido, mediante a aplicação de potência elétrica (Freire *et al*, 1999). Este método baseia-se no fato de que o coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o fluido, no qual está imerso, depende da diferença de temperatura e da velocidade relativa entre eles. Assim, para um sensor termo-resistivo, cuja resistência elétrica  $R_s$ , varia com a sua temperatura  $T_s$ , aquecido eletricamente, de acordo com a Primeira Lei da Termodinâmica, em regime permanente, a potência elétrica fornecida ao sensor se iguala à potência térmica transferida ao fluido (Jorgensen, 2002), (Sakao, 1973) e (Lobo, 1966).

Utilizando-se do princípio da equivalência elétrica em sensores aquecidos, verifica-se que a resultante da potência térmica é função tanto da velocidade do fluido como de sua temperatura, assim, o parâmetro elétrico equivalente também o será. Isto significa dizer que uma variação na temperatura do fluido provoca uma variação no parâmetro elétrico do circuito. Desta forma, é necessário compensar os efeitos da

temperatura do fluido  $T_f$ , para que as variações do sinal de saída correspondam apenas às variações da velocidade do fluido. Assim, o valor da velocidade será estimado com o menor erro possível, a medida que o efeito da temperatura do fluido é compensado (Jorgensen, 2002). Na literatura foram apresentadas algumas arquiteturas de compensação da temperatura do fluido, dentre elas destaca-se a que se encontra em (Oliveira *et al*, 1997), que diferentemente das tradicionais, que utilizam dois sensores, possui apenas um sensor no processo de medição.

Os tipos de configurações que utilizam o princípio da equivalência elétrica para instrumentos de medição baseados em sensores termo-resistivos, inclusive para os anemômetros, são: configuração a tensão constante, a corrente constante e a temperatura constante. Destes três tipos, destaca-se a configuração à temperatura constante, que apresenta o menor tempo de resposta, por isso é a mais utilizada quando se deseja medir escoamentos turbulentos (Jorgensen, 2002).

Uma estrutura que pode ser usada para implementar a configuração à temperatura constante é apresentada na Figura 1. A mesma é implementada usando-se uma ponte de Wheatstone, da qual fazem parte o sensor termo-resistivo e um amplificador operacional. Este tipo de arquitetura, além de ser usada em sistemas de medição de grandezas como velocidade de fluido, pode ser usada em sistemas de medição de radiação ou temperatura (Oliveira *et al*, 1998). Tal arquitetura é das mais utilizadas por apresentar boa resposta temporal (Freire *et al*, 1997), no entanto, sofre a influência da tensão de desvio do amplificador operacional,  $V_{os}$ , a qual afeta a estabilidade do sistema, influenciando na temperatura de operação do sensor e no tempo de resposta do circuito. Um outro fato é que a relação entre a grandeza elétrica e a grandeza que se deseja medir não é linear (Sousa, 2000). No sentido de amenizar este problema, alguns estudos foram realizados (Lima *et al*, 1995), (Sousa, 2000) e (Oliveira, 1997), os quais comprovam que um modulador de largura de pulso pode ser inserido na arquitetura de medição, entre a saída do amplificador operacional e a ponte de Wheatstone (Figura 3).

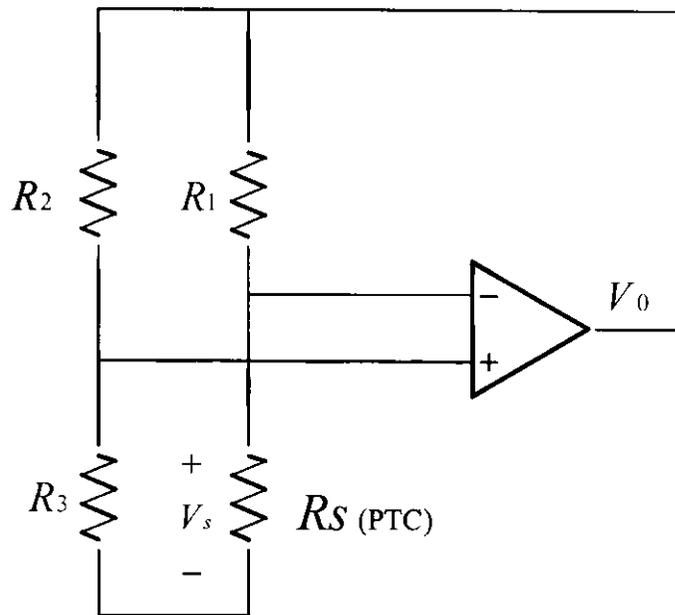


Figura 1-Circuito do sensor a temperatura constante

O uso do modulador PWM se adequa bem com os microcontroladores e FPGA's (Sousa, 2000). Devido à amostragem com o uso de PWM, espera-se que a resposta temporal do sistema piore, quando comparado com o sistema em tempo contínuo. No entanto, há indícios de que se pode melhorar a resposta temporal do circuito com excitação PWM. Resultados de simulações foram apresentados, em que se verificou a influência dos parâmetros do sinal PWM na resposta temporal (Sousa, 2002).

Diante do avanço obtido, devido aos estudos realizados, visando melhorar os parâmetros dos anemômetros a fio quente baseados na estrutura apresentada na Figura 1, houve uma motivação para desenvolver os trabalhos apresentados nesta dissertação de mestrado, a qual consiste em fazer uma abordagem teórica nas considerações de projeto, com o propósito de estabelecer uma metodologia para se projetar anemômetros a fio quente. De modo que, baseado em tal abordagem, seja possível fazer a caracterização dos componentes e subsistemas inerentes à estrutura de medição, a fim de que se possa definir itens como: Parâmetros da estrutura de medição, modulador PWM, circuito de compensação da temperatura do fluido e sistema de aquisição de dados. Assim, espera-se que se chegue a um projeto bem caracterizado.

Dessa forma, foi desenvolvido um projeto de um anemômetro a fio quente e realizada sua montagem, a qual se encontra no Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científicas (LIMC), podendo ser utilizada como instrumento didático ou de recurso para outras pesquisas.

## 1.1 – Organização do trabalho

O texto deste trabalho está dividido em 5 capítulos e 3 apêndices:

No capítulo 1 (o presente capítulo) apresenta-se introdução.

No capítulo 2 apresenta-se uma revisão sobre a estrutura realimentada baseada em sensores termo-resistivos. Abordam-se também neste capítulo os anemômetros a fio quente a temperatura constante, bem como a análise matemática da estrutura, tendo em vista a estimação da velocidade do fluido.

No capítulo 3 abordam-se os itens a serem levados em consideração para implementação do projeto do anemômetro a fio quente: Caracterização do sensor, Estrutura a Temperatura Constante e Métodos de compensação da temperatura do fluido.

No capítulo 4 apresentam-se os resultados experimentais obtidos durante a implementação do anemômetro a fio quente e a implementação do sistema de aquisição de dados.

No capítulo 5 apresentam-se as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

No Apêndice A apresentam-se resultados de simulações em ambiente ORCAD, que auxiliaram na familiarização dos circuitos do Anemômetro a Temperatura Constante (CTA -Constant Temperature Anemometer), bem como na verificação da influência de parâmetros do circuito na sua resposta temporal. No Apêndice B apresentam-se os programas em “assembler” desenvolvidos para o microcontrolador 80c552, utilizados na implementação do projeto. No 0 apresentam-se os programas em Delphi desenvolvidos para o sistema de aquisição de dados, viabilizando a Interface Homem Máquina - IHM.

## 2 Estruturas Realimentadas Baseadas em Sensores Termo-Resistivos

---

Neste capítulo faz-se uma revisão bibliográfica nos estudos realizados sobre sensores termo-resistivos e nas estruturas de medição que os utiliza, tendo em vista a implementação de sistemas de medição de velocidade de fluidos.

### 2.1 Sensores Termo-resistivos

Sensores termo-resistivos têm a característica de sua resistência elétrica variar em função de sua temperatura.

Aqueles sensores cuja resistência elétrica diminui com a elevação de temperatura são chamados de NTC (Negative Temperature Coefficient), enquanto os sensores cuja resistência elétrica aumenta com a elevação da temperatura são chamados de PTC (Positive Temperature Coefficient).

#### 2.1.1 Equações que Regem o Comportamento do Sensor

Dentre as equações que regem o comportamento do sensor, destacam-se duas, equações 2.1 e 2.5.

A primeira relaciona a resistência elétrica do sensor com sua temperatura.

De forma geral, pode-se expressar a resistência elétrica do sensor em função de sua temperatura da seguinte forma:

$$R_s = F(T_s) \quad (2.1)$$

Para os sensores do tipo NTC esta relação pode ser expressa pela Equação 2.2.

$$R_s = R_0 e^{\beta \left( \frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.2)$$

Em que:

- $R_s$  é a resistência do sensor
- $T_s$  é a temperatura do sensor em K
- $R_0$  é a resistência do sensor quando sua temperatura de referência for  $T_0$  em K.
- $\beta$  é coeficiente térmico da resistência elétrica do sensor

Para sensores termo-resistivos do tipo PTC, resistores de fio ou filme metálicos, a Equação 2.1 pode ser expressa pela Equação 2.3 (Sousa, 2000).

$$R_s = R_0 [1 + \alpha(T_s - T_0) + \dots + \alpha_i(T_s - T_0)^i] \quad (2.3)$$

em que:

- $R_s$  é a resistência do sensor
- $T_s$  é a temperatura do sensor em  $^{\circ}\text{C}$
- $R_0$  é a resistência do sensor quando sua temperatura for  $T_0 = 0^{\circ}\text{C}$
- $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots$ ) são os coeficientes térmicos da resistência elétrica do sensor.

Os coeficientes,  $\alpha_i$  ( $i=1, 2, \dots$ ) são determinados experimentalmente. Para os metais, considera-se que  $\alpha_{i+1} \ll \alpha_i$ , para  $i > 1$ , assim, desprezam-se os termos de ordem superior a 1 (um), desta forma a Equação 2.3 se reduz a:

$$R_s = R_0 [1 + \alpha(T_s - T_0)] \quad (2.4)$$

A segunda Equação é baseada na Primeira Lei da Termodinâmica e relaciona a energia perdida para o meio que envolve o sensor, a energia entregue e a energia acumulada em forma de calor.

$$\alpha SH + Pe = hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (2.5)$$

Em que:

- $\alpha SH$  é a energia térmica por unidade de tempo absorvida pelo sensor em forma de radiação
- $Pe$  é a potência elétrica dissipada pelo sensor
- $hS(T_s - T_a)$  é a energia térmica perdida pelo sensor para o meio por unidade de tempo
- $mc \frac{dT_s}{dt}$  é a variação da energia térmica acumulada pelo sensor por unidade de tempo
- $\alpha$  é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor
- $S$  é a área da superfície do sensor

- $H$  é a radiação incidente
- $h$  é o coeficiente de transferência de calor por convecção na superfície do sensor
- $T_s$  é a temperatura do sensor
- $T_a$  é a temperatura ambiente.
- $m$  é a massa do sensor
- $c$  é o calor específico do sensor

### 2.1.1.1 Coeficiente de Transferência de Calor

Uma característica importante dos sensores termo-resistivos é o coeficiente de transferência de calor por convecção na sua superfície. Caso o sensor aquecido estiver inserido em um meio fluido, “ $h$ ” varia em função da velocidade relativa entre o sensor e o fluido.

A Equação de King trata da relação da troca de calor entre o sensor e o meio (Ferreira, 2002). Para estudos de fluidos com densidades e viscosidades constantes, o coeficiente de transferência de calor é dado por:

$$h = a + b\vartheta^n \quad (2.6)$$

- $a$ ,  $b$  e  $n$  são constantes e podem ser determinadas experimentalmente.
- $\vartheta$  é a velocidade do fluido em relação ao sensor

Quando é necessário levar em consideração os efeitos da densidade e viscosidade do meio, as constantes  $a$ ,  $b$  e  $n$  podem ser determinadas a partir das equações 2.7 e 2.8 (Ferreira, 2002).

$$Nu = a + bRe^n \quad (2.7)$$

$$Re = \rho d \vartheta / \mu \quad (2.8)$$

Em que:

$Nu$  é o número de Nusselt

$Re$  é o número de Reynolds

$d$  é o diâmetro do sensor

$\rho$  é a densidade do meio

$\mu$  é a viscosidade do meio

### 2.1.1.2 Constante de Tempo

Usando a Equação 2.5 para determinar a constante de tempo do sensor, fazendo a temperatura ambiente constante e radiação nula, foi demonstrado que tal constante pode ser determinada pela Equação 2.9 (Oliveira, 1997):

$$\tau = \frac{mc}{hS} \quad (2.9)$$

Em geral, nem sempre é possível determinar a constante de tempo de forma analítica, devido à dificuldade em se obter as grandezas intrínsecas do sensor, neste caso ela pode ser determinada de forma experimental (Oliveira, 1997) e (Deep *et al*, 1992).

### 2.1.2 Aplicações

Sensores termo-resistivos são transdutores de temperatura, mas podem ser utilizados em medidores de velocidade de fluido e radiação.

De acordo com a aplicação, é importante determinar o tipo de sensor apropriado (termistor, fio ou filme metálico), bem como caracterizar o sensor em termos de suas características intrínsecas.

#### 2.1.2.1 Temperatura

Os termistores, são os mais utilizados nos sistemas de medição de temperatura, principalmente para faixa de medição de  $-55^{\circ}\text{C}$  até  $200^{\circ}\text{C}$ , devido a seu baixo custo, tempo de resposta relativamente baixo e alta sensibilidade, contudo, uma desvantagem é a não linearidade entre sua resistência e sua temperatura.

Para o caso dos anemômetros a fio quente, em se tratando da temperatura do fluido, pode-se afirmar que sua medição e/ou seu monitoramento têm grande relevância. Ela pode influenciar os resultados de medição, portanto, mesmo que não seja a grandeza que se deseja mensurar, sua medição se torna necessária para compensar seu efeito.

Como exemplo de sistemas nos quais a medição da temperatura é necessária, podem ser citadas aplicações que vão desde o controle da temperatura do motor de um automóvel, controle da temperatura interna de ambientes residenciais, previsões meteorológicas ou até mesmo os termômetros usados em medicina (Sousa, 2000).

### 2.1.2.2 Radiação

A medição de radiação térmica se aplica em diversas áreas de pesquisas climáticas e fontes alternativas de energia, entre outras. Nestas aplicações, os sensores termo-resistivos mais utilizados são os resistores metálicos depositados em substrato.

A platina é o metal mais adequado por apresentar maior linearidade, estabilidade e sensibilidade.

Destacam-se duas formas de medir a radiação usando estrutura realimentada. A primeira consiste no método da compensação, neste são usados dois sensores idênticos, um exposto a radiação e outro exposto a radiação nula. A segunda forma consiste no método da substituição, em que um sensor é exposto alternadamente à radiação incidente e à radiação nula (França, 1998).

### 2.1.2.3 Velocidade do Fluido

Como apresentado na seção 2.1.1.1, o coeficiente de transferência de calor,  $h$ , depende da velocidade relativa entre o fluido e o sensor, isto quer dizer que a quantidade de energia perdida pelo sensor para o meio é função da velocidade relativa do fluido com o sensor, de forma que sensores termo-resistivos podem ser usados em medidores de velocidade de fluidos (anemômetros).

Os anemômetros baseados em sensor aquecido são uma boa opção de medidor de velocidade de fluidos. Nestes instrumentos, o sensor utilizado, em geral, possui pequena dimensão e responde a uma ampla faixa de velocidade do fluido (Lima *et al*, 1995), assim, sua interferência no fluxo do fluido pode ser reduzida, no entanto, sua dimensão não pode ser drasticamente reduzida quando utilizados em fluidos com grandes fluxos de massa, pois o sensor pode ser danificado.

A medição de velocidade de fluido é necessária desde ambientes industriais, laboratórios até aplicações familiares como em condicionadores de ar em ambientes fechado (Lima *et al*, 1995).

Em se tratando de utilizar sensores termo-resistivos em sistemas de medição de velocidade de fluidos, faz-se necessário compensar o efeito da influência da temperatura do fluido, pois sua variação pode introduzir erro no processo de medição. Em (Ferreira, 2002) foram apresentadas algumas estruturas de compensação da influência da temperatura do fluido no processo de medição.

## 2.2 Métodos de Medição

O princípio da equivalência elétrica é um dos métodos de medição usados nas aplicações com sensores termo-resistivos. Tal princípio tem por fundamento o fato de que quando o sensor é submetido a uma grandeza física a qual ele é sensível, alguns de seus parâmetros podem ser alterados. Conseguindo-se os mesmos efeitos no sensor a partir de um sinal elétrico, pode-se afirmar que a grandeza elétrica é equivalente à grandeza a se medir (Freire *et al*, 1997) e (Deep *et al*, 1992).

Em outras palavras, quando se trata de instrumentos de medição baseados nesse princípio, a potência térmica produzida pela variação de radiação e/ou velocidade do fluido e/ou temperatura é equivalente à redução na potência dissipada pelo efeito Joule.

No caso do uso de sensores aquecidos em sistemas de medição baseados no princípio da equivalência elétrica, três métodos podem ser usados, tendo em vista a implementação do referido princípio: corrente através do sensor constante, tensão no sensor constante e temperatura do sensor constante.

Da Equação 2.5, admitindo-se a temperatura do sensor,  $T_s$ , constante, obtém-se:

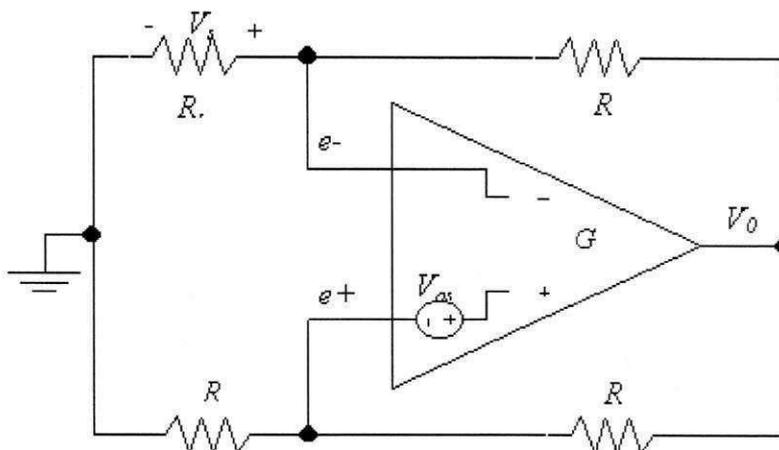
$$P_e = hS(T_s - T_a) - \alpha \delta H \quad (2.10)$$

Analisando a Equação 2.10, a potência elétrica do sensor é função da temperatura ambiente, radiação térmica e do coeficiente de transferência de calor.

### 2.2.1 Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante.

De acordo com o que foi descrito anteriormente, o princípio da equivalência elétrica é usado quando o processamento é realizado a partir de parâmetros elétricos.

Na Figura 2, apresenta-se uma arquitetura na qual o sensor faz parte de um dos “braços” da ponte de Wheatstone, em que a tensão de desequilíbrio da ponte é aplicada à entrada de um amplificador operacional, cuja saída é realimentada para o ramo que contém o sensor. Esta arquitetura garante que a temperatura do sensor, em regime estático, é constante, ou praticamente constante (Freire, *et al* 1997). Existem outras formas de implementações que garantem que a temperatura do sensor é mantida constante, ou quase constante, no entanto, a configuração da Figura 2 apresenta uma boa resposta temporal (Freire, *et al* 1997).



**Figura 2-Arquitetura em ponte com amplificação do sinal de desequilíbrio**

Analisando a Equação 2.5, no momento em que uma das grandezas que se deseja medir sofre alguma mudança, existe uma tendência de variação na resistência do sensor,  $R_s$ , conseqüentemente a ponte se torna instantaneamente desequilibrada. A tensão de desequilíbrio da ponte ( $e_+ - e_-$ ) passa a ser diferente de 0(zero). Este resultado é amplificado pelo ganho de malha aberta, modificando a tensão de saída do amplificador,  $V_o$ , e conseqüentemente a corrente que atravessa o sensor, o que mantém sua resistência e sua temperatura constantes.

A Tensão de desvio,  $V_{os}$ , do amplificador operacional é de grande importância para o funcionamento do circuito de malha fechada. Caso esta seja igual a 0 (zero), o sistema se torna instável, a resposta temporal aumenta quanto maior for a tensão de desvio, mesmo que nesta condição o sistema se torne mais estável (Freire, *et al* 1997) e (Sousa, 2000).

A tensão de desvio ainda pode variar com a temperatura ambiente no qual o circuito está inserido e com a grandeza a se medir. Assim, partindo de que a variação da tensão de desvio modifica o ponto de operação do circuito, conclui-se então que a influência da mesma faz com que a temperatura do sensor não seja constante.

Uma expressão que relaciona a tensão do sensor com os parâmetros que se desejam medir pode ser obtida a partir da Equação 2.5, em regime permanente admitindo-se temperatura do sensor constante e tensão de desvio nula, a Equação 2.5 se reduz à Equação 2.11 (Sousa, 2000).

$$V_o^2 = 4R[hS(T_s - T_a) - \alpha \Delta H] \quad (2.11)$$

De acordo com a Equação 2.11, desde que sejam conhecidas as constantes  $\alpha$ ,  $S$  e  $R$ , pode-se mensurar a velocidade do fluido, a temperatura ambiente ou a radiação a partir da tensão do sensor. Evidentemente, se tivermos interesse em uma destas grandezas, as demais devem ser conhecidas.

Observa-se ainda a não linearidade entre a tensão do sensor e as grandezas que se desejam medir, esta, inclusive, é uma desvantagem deste tipo de configuração.

### 2.2.2 Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante Excitado por Sinal PWM

De acordo com o que foi exposto na seção anterior, a implementação apresentada na Figura 2 possui a desvantagem de a relação entre a tensão do sensor e o parâmetro que se deseja medir ser quadrática. De modo que a utilização de um modulador de largura de pulso (PWM) adicionado à arquitetura da Figura 2 pode ser realizada para se obter uma relação linear entre a largura do pulso e os parâmetros que se desejam mensurar. Desta forma, o sensor termo-resistivo passa a ser excitado por um sinal PWM (Figura 3), o modulador de largura de pulso é alocado entre a saída do amplificador operacional e a ponte de Wheatstone (Lima *et al*, 1995).

Obtém-se uma relação linear entre a largura de pulso ( $\tau$ ) do sinal PWM e os parâmetros os quais se desejam medir: coeficiente de transferência de calor, radiação e temperatura (Sousa, 2000). A Equação 2.12 foi obtida aplicando a primeira lei da termodinâmica no circuito da Figura 3.

$$\tau = \frac{T}{E^2} R_s [hS(T_s - T_a) - \alpha \delta H] \quad (2.12)$$

A linearidade com relação à temperatura foi verificada em (Oliveira, 1997), neste mesmo trabalho foram apresentados resultados os quais mostram vantagens da arquitetura que utiliza modulador PWM com relação a outras implementações do ponto de vista da sensibilidade.

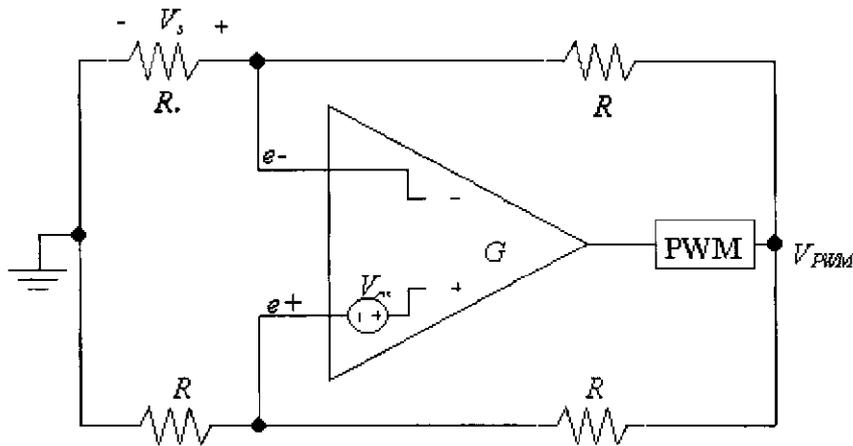


Figura 3-Arquitetura em ponte com modulador PWM

Em (Lima *et al*, 1995) foi apresentado um anemômetro a fio quente com excitação PWM, neste trabalho mostrou-se que a sensibilidade do parâmetro elétrico que contém a informação - largura de pulso - é duas vezes maior que a sensibilidade do anemômetro com excitação contínua.

Ao utilizar um sinal PWM gerado a partir de um sinal discreto, na arquitetura mantida à temperatura constante, espera-se que a resposta temporal do sistema piore quando comparado com a implementação em tempo contínuo (Sousa, 2000). No entanto, há indícios de que a resposta temporal pode ser melhorada e, nesse sentido, resultados de simulações foram apresentados, os quais mostram a influência de parâmetros do sinal PWM na resposta temporal.

### 2.3 Anemômetro a Fio Quente

Os Anemômetros a Fio Quente são instrumentos de medição de velocidade de fluidos. Estes abrangem uma faixa de frequência considerável, por isto são indicados em aplicações de fluidos turbulentos.

Nos anemômetros a fio quente o sensor utilizado é normalmente um fio ou filme metálico (platina ou tungstênio). As dimensões físicas do sensor são tais que o comprimento é cerca de 200 vezes maior que o diâmetro de sua superfície. O sensor tem uma pequena área transversal para que introduza menor influência no sistema sob medição, ou seja, o sensor não deve modificar o fluxo do fluido nem introduzir perturbações no sistema de medição devido as suas dimensões (Jorgensen, 2002).

Em se tratando do dimensionamento do sensor para cada aplicação, ele é

facilitado quando forem conhecidas as características do fluido. Para fluidos com altos fluxos de massa, o sensor deve ser mais resistente.

### 2.3.1 Anemômetro a Fio Quente a Temperatura Constante

Na maioria das implementações práticas de sensores aquecidos, o princípio da equivalência elétrica é empregado. Desta forma, o tempo de resposta é drasticamente reduzido, quando comparado com a constante intrínseca do sensor.

Na seção 2.2 foram apresentadas três formas de se implementar o princípio da equivalência elétrica usando sensores termo-resistivos: Circuito a Tensão do Sensor Constante, à Corrente do Sensor Constante e à Temperatura do Sensor Constante. O método do Circuito à Temperatura do Sensor Constante, destaca-se por apresentar melhor resposta temporal. Esse tipo de estrutura para medição de velocidade de fluidos pode ser chamado de “CTA” (Constant Temperature Anemometer) significando anemômetro a Temperatura Constante.

O Circuito à Temperatura Constante pode ser implementado usando a arquitetura apresentada na Figura 1, que não representa as características não ideais do amplificador operacional. Levando-se em consideração tais características como tensão de desvio, ganho de malha aberta e resposta em frequência finita, apresenta-se o CTA da Figura 4.

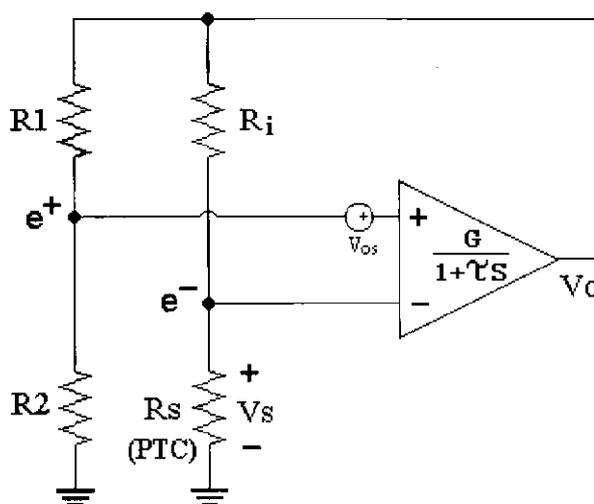


Figura 4-Diagrama de um CTA, considerando-se os parâmetros não ideais do amplificador operacional

### 2.3.2 Anemômetro a Fio Quente a Temperatura Constante com excitação PWM

Um modulador PWM também pode ser usado em aplicações com Anemômetro a Fio Quente. As vantagens existentes com uso do modulador PWM na arquitetura a temperatura constante foram apresentadas na seção 2.2.2, são elas, linearidade e sensibilidade. Tais vantagens continuam válidas para o caso em que se faz uso de um modulador PWM no Anemômetro a Fio Quente baseado na estrutura da Figura 4.

### 2.3.3 Compensação da Temperatura do Fluido

Em se tratando da temperatura do fluido, devido à influência que esta exerce no sistema de medição baseado em Anemômetro a Fio Quente, é necessário fazer sua compensação para que tal influência não interfira no resultado da medição.

Normalmente as configurações dos circuitos tradicionais usam um sensor adicional para fazer a compensação da temperatura. Este pode ser um termistor ou um termopar.

Diversos circuitos de compensação já foram apresentados na literatura, entre outros: Anemômetro a Fio Quente com Fontes de Corrente Controladas; Anemômetro com dois Sensores de Fio na Ponte; CTA com sensor de compensação; Anemômetro com chaveamento do ponto de operação do sensor (Ferreira, 2002).

Os métodos de compensação que utilizam os princípios, quais sejam: Anemômetro com dois Sensores de Fio na Ponte, Anemômetro com sensor PTC e sensor de temperatura e Anemômetro com chaveamento do ponto de operação do sensor serão abordados nas seções seguintes e nos capítulos 3 e 4.

#### 2.3.3.1 Estrutura de um Anemômetro a Fio Quente com Circuito de Compensação Utilizando duas Pontes de Wheatstone

A Figura 5 representa a estrutura de um anemômetro a fio quente com 2 (dois) sensores, nesta estrutura dois circuitos CTA's são utilizados. Cada ponte é projetada de forma que os sensores termo-resistivos,  $R_{sx}$  e  $R_{sy}$ , operem em pontos de operação distintos, ou seja, os sensores devem operar em temperaturas diferentes, determinadas pelos resistores  $R_x$  e  $R_y$ , respectivamente. Estando os dois sensores submetidos à mesma velocidade e temperatura do fluido, as potências elétricas por eles dissipadas são função dessas grandezas e de sua temperatura de operação, ou seja,  $P_{ex}=f(v, T_f, T_{sx})$  e  $P_{ey}=f(v, T_f, T_{sy})$ . Dessa forma, mostrou-se que é possível eliminar a influência de  $T_f$  na estimação

da velocidade (Sakao, 1973).

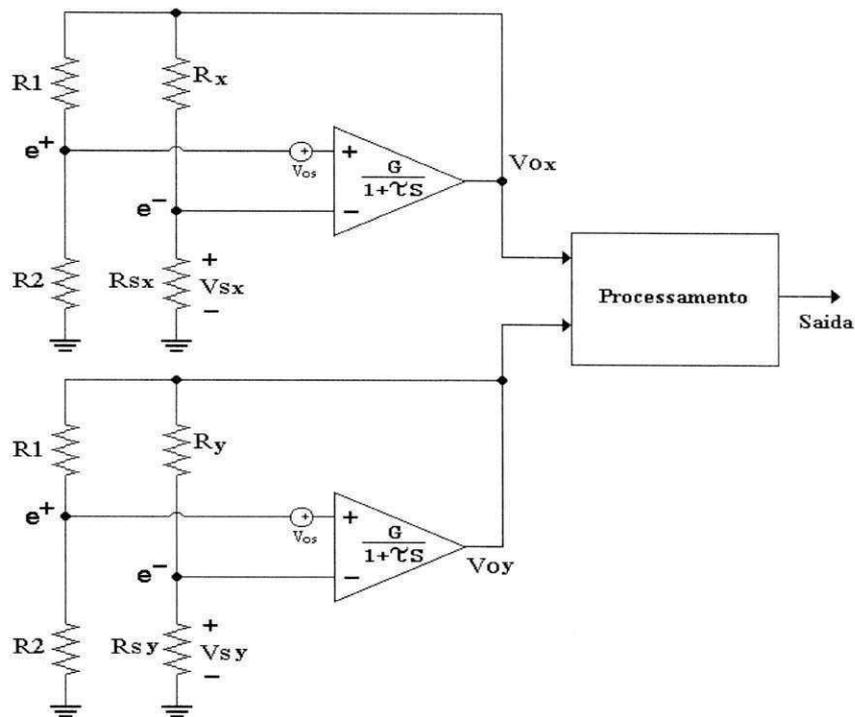


Figura 5– Estrutura de um anemômetro com duas pontes de Wheatstone

#### Equações para estimação da velocidade:

Segundo (Ferreira, 2002), “para se estimar a velocidade do fluido da arquitetura da Figura 5, admite-se que os sensores estejam em regime permanente”. Assim, utiliza-se a Equação 2.10 - de equilíbrio térmico para os sensores  $R_{sx}$  e  $R_{sy}$ .

Para o resistor  $R_x$ , temos:

$$P_{ex} = S(a + b v^{\vartheta})(T_{sx} - T_f) \quad (2.13)$$

e para o resistor  $R_y$  temos:

$$P_{ey} = S(a + b v^{\vartheta})(T_{sy} - T_f) \quad (2.14)$$

A partir das equações 2.13 e 2.14, determina-se a expressão da velocidade do fluido, Equação 2.15.

$$v^{\vartheta} = \left\{ \frac{1}{b} \left[ \frac{P_{ex} - P_{ey}}{S(T_{sx} - T_{sy})} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (2.15)$$

Observa-se pela expressão de estimação da velocidade do fluido, Equação 2.15, que seu valor independe da temperatura do fluido,  $T_f$ .

A Equação 2.15 pode ser descrita obtendo-se a Equação 2.16, assim a velocidade passa a ser expressa em termos da tensão de saída do amplificador operacional da Figura 4. Em implementações práticas os níveis  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$  são convertidos para forma digital e o valor da velocidade do fluido é calculado (Oliveira *et al*, 1997).

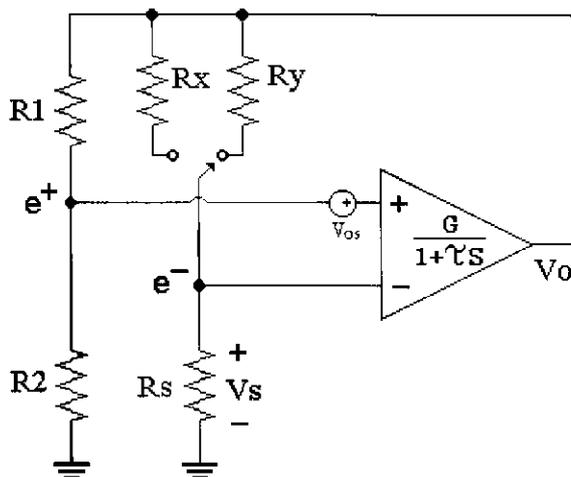
$$v^{\vartheta} = \left\{ \left[ \frac{1}{b} \left[ \frac{\beta R_0 \left( R_2 V_{o1}^2 - R_2 V_{o2}^2 \right)}{4R_1 R_2 S(R_1 - R_2)} - a \right] \right]^{\frac{1}{n}} \right. \quad (2.16)$$

Observa-se na Equação 2.16 a não linearidade entre  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$ , tensões de saída das pontes de Wheatstone, com a grandeza que se deseja medir, velocidade de fluido  $v^{\vartheta}$ .

### 2.3.3.2 Estrutura de um Anemômetro a Fio Quente com Circuito de Compensação de Temperatura Utilizando um Sensor

Uma estrutura que utiliza apenas um sensor foi proposta em (Oliveira *et al*, 1997), ela se baseia no mesmo método utilizado pela configuração apresentada na Figura 5.

Analisando o circuito da Figura 5, observa-se que as pontes são praticamente iguais, exceto pelos resistores  $R_x$  e  $R_y$ , que determinam a temperatura dos sensores em cada ponte. A proposta apresentada em (Oliveira *et al*, 1997), consiste em utilizar apenas uma ponte, para tanto, o método se baseia em chavear os dois resistores ( $R_x$  e  $R_y$ ), de tal forma que se consiga implementar um princípio equivalente àquele usado na configuração da Figura 5. O Anemômetro a Fio Quente com circuito de compensação da temperatura com sensor único é apresentado na Figura 6. A diferença é que, devido ao chaveamento dos resistores,  $R_x$  e  $R_y$ , a temperatura do sensor e, conseqüentemente, a medição de tensão ou largura de pulso para cada temperatura de operação,  $T_{sx}$  e  $T_{sy}$ , são determinados em instantes distintos.



**Figura 6-Anemômetro a Fio Quente circuito de compensação baseado na comutação do ponto de operação do sensor**

As equações para estimação da velocidade, desenvolvidas para o circuito em que se utilizam duas pontes, podem ser usadas na estrutura da Figura 6. Porém, na estrutura com sensor único, as aquisições das tensões para cada temperatura de operação são feitas em tempos diferentes. Na estrutura que usa duas pontes de Wheatstone, as aquisições para cada ponto de operação são realizadas de forma simultânea, ou seja, os valores de velocidade e temperatura do fluido para cada sensor, teoricamente, são idênticos. Em se tratando do circuito com sensor único, é importante que a temperatura e velocidade do fluido sejam invariantes nos intervalos de chaveamento dos resistores.

Caso a velocidade e a temperatura do fluido não sejam invariantes no tempo, com relação aos intervalos de amostragem do ponto de operação, isto pode implicar em erros na estimativa da velocidade. Entretanto, se a frequência de amostragem (frequência de chaveamento dos resistores) for bem maior que a variação da velocidade do fluido, esses erros podem ser reduzidos (Ferreira, 2002).

Portanto, a determinação da frequência de chaveamento dos resistores depende da dinâmica da velocidade do fluido e do tempo de resposta do circuito Anemômetro a Fio Quente. Em (Ferreira, 2002) apresentou-se um estudo dos erros na estimação da velocidade nos Anemômetros a Fio Quente com circuito de compensação com sensor único e um estudo de sua resposta temporal.

### 3 Considerações de Projeto

---

Tendo em vista estabelecer uma metodologia para se projetar anemômetros a Fio Quente, neste capítulo apresentam-se os pontos relevantes a serem considerados na elaboração do referido projeto. Para tanto, serão abordados itens tais como: Caracterização do sensor, Estrutura a Temperatura Constante do Sensor e Circuito de Compensação da Temperatura do Fluido.

#### 3.1 Caracterização do Sensor

Caracterizar o sensor em termos de seus parâmetros intrínsecos é uma tarefa fundamental no projeto do anemômetro, tendo em vista que a precisão obtida na caracterização é um dos fatores que definirá a exatidão do anemômetro.

Quando se utiliza sensor de platina no projeto de anemômetro, os parâmetros que devem ser definidos são:  $R_0$ ,  $\beta$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $n$  e  $S$ . Como foi visto na literatura e nas seções anteriores, estes parâmetros são utilizados na determinação da velocidade do fluido.

*Em que:*

$R_0$  Resistência do sensor quando sua temperatura de referência for  $T_0 = 0^\circ\text{C}$ .

$\beta$  Coeficiente térmico da resistência elétrica do sensor.

$a, b$  e  $n$  Constantes do sensor que definem o coeficiente de transferência de calor.

De acordo com a Lei de King:  $h = a + b\vartheta^n$

$\vartheta$  Velocidade do fluido.

#### **Caracterização de $R_0$ e $\beta$ :**

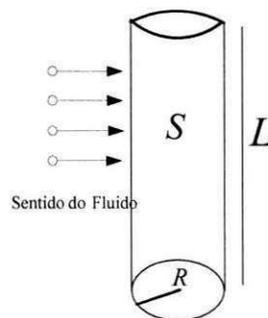
Como visto em (Ferreira, 2002),  $R_0$  e  $\beta$  podem ser caracterizados a partir do seguinte princípio:

Submetendo-se o sensor a variação de temperatura em uma estufa, monitorando-se sua temperatura,  $T_s$ , e sua resistência elétrica,  $R_s$ , faz-se a aquisição de dados dos pontos monitorados. De posse da seqüência de pontos de  $T_s$  e  $R_s$ , utilizando-se a Equação 2.4, obtém-se  $R_0$  e  $\beta$ . É importante que a estufa possua o máximo de uniformidade com relação a sua temperatura, assim evita-se convecção devido as diferenças de temperatura.

Tendo em vista a aquisição dos dados, pode-se utilizar multímetros com interface GPIB, o que facilitará o armazenamento dos pontos adquiridos.

### **Caracterização da área do Sensor, $S$ .**

A seguir descreve-se um procedimento para se determinar a área do sensor,  $S$ , a Figura 7 representa o fio utilizado em termos de suas dimensões, admite-se que o sensor tem a forma de um cilindro, desta forma despreza-se uma possível não uniformidade em  $L$  e  $R$ .



**Figura 7– Representação do Sensor em termos de suas dimensões**

Para se determinar a área do sensor a partir deste procedimento será necessário o raio da seção transversal e o coeficiente de resistência elétrica do fio por metro em uma determinada temperatura, em geral, estas informações são fornecidas pelo fabricante do fio. De forma que, calculando-se a resistência elétrica do sensor na temperatura conhecida, através da Equação 2.4, pode-se determinar o comprimento do fio,  $L$ , utilizando-se a Equação 3.1. A área do sensor,  $S$ , pode ser determinada utilizando-se a Equação 3.2.

$$L = \frac{\text{Razão } \Omega / \text{m}}{R \text{ calculda}} \quad (3.1)$$

$$S = 2 \pi r L \quad (3.2)$$

Em que:

$L$  Comprimento do sensor

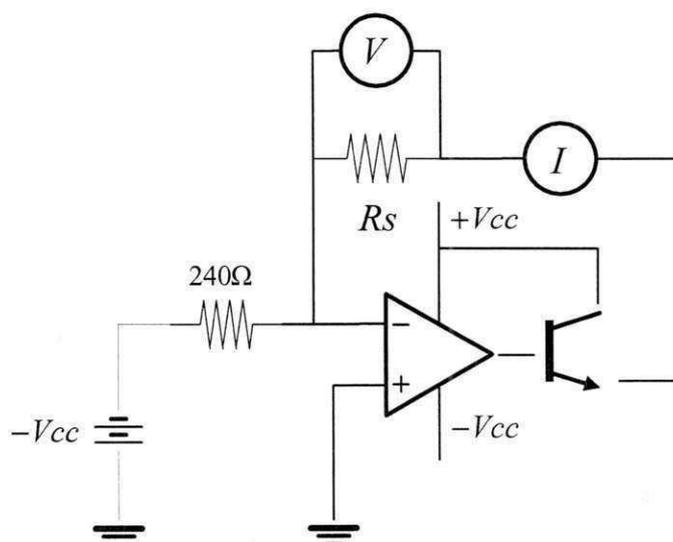
$S$  Área do sensor

Razão  $\Omega / \text{m}$  Coeficiente de resistência elétrica do sensor por unidade de comprimento em uma determinada temperatura

$R \text{ calculda}$  Resistência elétrica do sensor utilizando-se a Equação 2.4.

**Caracterização de a, b e n.**

Estando caracterizado  $R_o$ ,  $\beta$  e a área do sensor,  $S$ , pode-se então caracterizar  $a$ ,  $b$  e  $n$ . O princípio de um método para se caracterizar estes parâmetros é descrito a seguir: Para se determinar tais parâmetros utiliza-se a primeira lei da termodinâmica, Equação 2.5, observa-se que será necessário o conhecimento da potência elétrica entregue ao sensor, para tanto pode-se implementar o circuito da Figura 8 (Ferreira2002). Submete-se, portanto, o sensor a velocidade 0 (zero) m/s. Medindo-se, assim, sua corrente e sua tensão, calcula-se o parâmetro “a” utilizando a Equação 3.3.



**Figura 8-Circuito para determinação das constantes a,b e n**

Para  $\vartheta = 0$  m/s

Utilizando-se a Equação 2.5 no circuito da Figura 8, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 VI &= hS(T_s - T_f) \\
 h &= a + b\vartheta^n \\
 \vartheta &= 0 \\
 a &= \frac{\vartheta I}{S(T_s - T_f)}
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

$\frac{V \cdot A}{m^2 \cdot C^\circ} = \frac{W}{m^2 \cdot C^\circ}$

Determinado o parâmetro “a”, utiliza-se a mesma metodologia para determinar o parâmetro “b”, submetendo o sensor a velocidade de 1 (um) m/s, Equação 3.4.

P/  $\vartheta = 1$  m/s, utilizando-se a Equação 2.5 ao sensor no circuito da Figura 8, obtém-se:

$$b = \frac{VI}{S(T_s - T_f)} - a \quad (3.4)$$

Sendo determinados os parâmetros a e b, determina-se o parâmetro “n”, utilizando-se um outro valor de velocidade, Equação 3.5.

P/  $\vartheta = \vartheta m / s$ , utilizando-se a Equação 2.5, obtém-se:

$$\vartheta^n = \frac{VI}{Sb(T_s - T_f)} - \frac{a}{b} \quad (3.5)$$

Tendo em vista a exatidão na determinação dos parâmetros obtidos, necessita-se de que a velocidade do fluido seja praticamente constante.

Em se tratando da calibração de alguns anemômetros comerciais, estes utilizam um calibrador de sensores que, conectado a um pressurizador, fornece a velocidade com uma turbulência de no máximo 0.3% para determinação de cada parâmetro, em geral a calibração é realizada no próprio software de aquisição, mais detalhes na Internet no endereço: <http://www.tsi.com/>.

### 3.2 Estrutura a Temperatura Constante

As vantagens em se utilizar a estrutura a temperatura constante já foram exaustivamente discutidas nos capítulos anteriores e na literatura. Ela foi escolhida para ser utilizada nas considerações de projeto e desenvolvimento do anemômetro a fio quente. Um circuito que possibilita sua implementação foi apresentado na Figura 1, utilizando esta estrutura para medição de velocidade de fluidos, ela pode ser chamada de CTA.

Os pontos que serão abordados na caracterização do CTA são: Temperatura de operação do Sensor, ajuste da tensão de off-set e precaução para evitar danos ao sensor devido a excesso de corrente que o atravessa, bem como adequação do CTA para utilização de excitação PWM utilizando-se microcontrolador e análise matemática do CTA com excitação PWM para determinação da velocidade do fluido.

#### 3.2.1 Ajuste do Ponto de Operação

Tendo em vista a escolha e ajuste da temperatura de operação do sensor, levam-se em consideração alguns pontos relevantes, os quais serão descritos a seguir.

No sentido de tornar a largura de pulso sensível à variação de velocidade, os

resultados experimentais apontam para uma temperatura do sensor de pelo menos duas vezes maior que a temperatura ambiente. Caso contrário, a largura de pulso permanece praticamente inalterada na presença ou com a variação da velocidade do fluido.

Baseado nos resultados apresentados em (Silva *et al*, 2002), nos quais foram apresentadas uma família de curvas,  $V_0$  versus velocidade do fluido, tem-se que a partir de tais curvas verificou-se que quanto mais próxima a resistência de regime do sensor,  $R_s$ , estiver da resistência  $R_1$ , circuito da Figura 1, maior será a sensibilidade do sinal de saída,  $V_0$ , às variações de  $R_s$ . Desta forma, o valor do resistor  $R_1$ , deve ser de forma combinada com a resistência de operação do sensor,  $R_s$ .

No sentido de facilitar o ajuste da temperatura de operação do sensor, modifica-se o circuito da Figura 1, acrescentando-se 2 (dois) resistores,  $R_{22}$  e  $R_{32}$ , e um potenciômetro,  $P_1$ , o diagrama do circuito com as modificações é apresentado na Figura 9. Desta forma, obtém-se ponto de operação desejado variando-se o potenciômetro  $P_1$ .

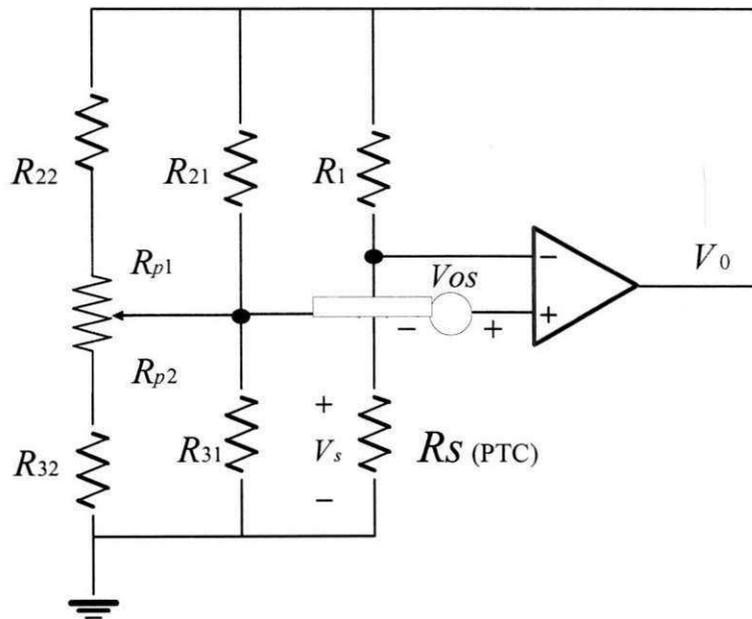


Figura 9-CTA com Circuito de Ajuste do Ponto de Operação

Fazendo-se analogia entre os circuitos da Figura 1 e Figura 9, obtém se:

$$R_2 = \frac{(R_{22} + R_{p1})R_{21}}{(R_{22} + R_{p1}) + R_{21}} \quad (3.6)$$

$$R_3 = \frac{(R_{32} + R_{p2})R_{31}}{(R_{32} + R_{p2}) + R_{31}} \quad (3.7)$$

Admitindo-se que o circuito está em regime permanente e tensão de desvio nula,  $V_{os} = 0V$ ,  $V^+ = V^-$ , bem como ganho de malha aberta do amplificador operacional infinito, obtém-se a resistência de operação do sensor, Equação 3.8.

$$R_s = \frac{R_1 R_3}{R_2} \quad (3.8)$$

A partir de  $R_s$ , utilizando-se a Equação 2.4, determina-se a temperatura de operação do sensor,  $T_s$ .

### 3.2.2 Ajuste da Tensão de Desvio do Amplificador Operacional

Quando não se utiliza um circuito de ajuste automático para ajuste da tensão de desvio, deve-se ajustar a tensão de desvio do amplificador operacional de forma manual, tendo em vista minimizar os erros no processo de medição e melhorar a resposta temporal. Alguns amplificadores operacionais são fornecidos com pinos de ajustes da tensão de desvio (ex. TL081). Portanto, é necessário que o amplificador operacional que amplifica o sinal de desequilíbrio da ponte de Wheatstone do CTA, possua pinos para ajuste da tensão de desvio.

Na medição da tensão de desvio recomenda-se evitar a utilização do voltímetro diretamente conectado aos terminais do amplificador operacional, pois a impedância do instrumento, disposta paralelamente à entrada do amplificador operacional, influenciará o processo de medição. No sentido de minimizar este problema utiliza-se um amplificador de instrumentação, apresentado na Figura 10.

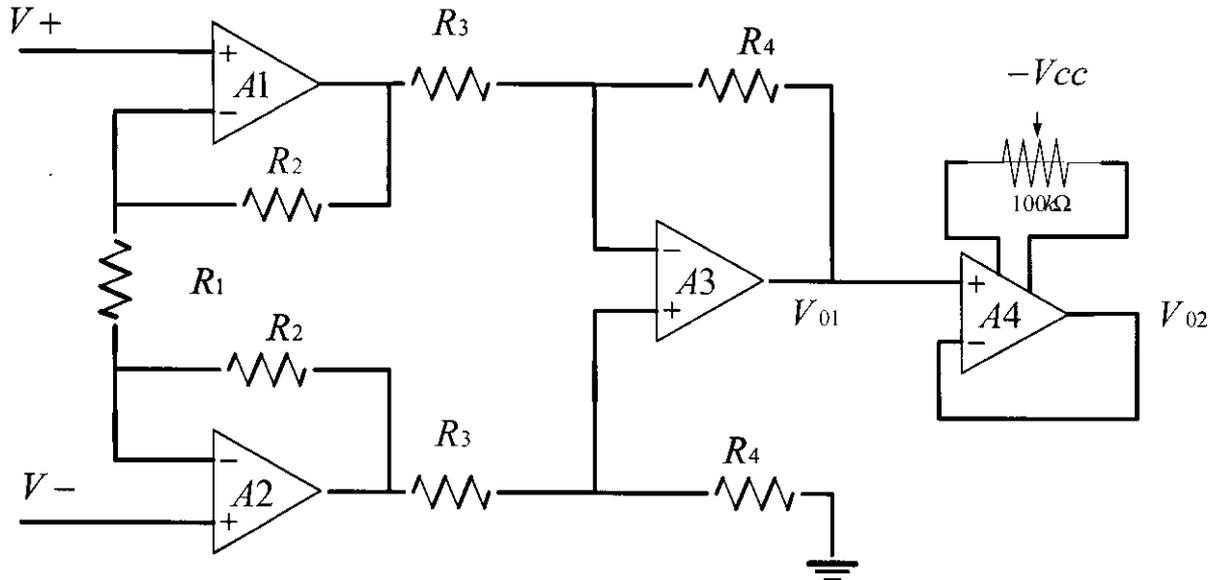


Figura 10-Amplificador de instrumentação para medição da tensão de desvio

Assumindo-se que os amplificadores são ideais, a relação entre o sinal de saída e o de entrada pode ser expressa pela Equação 3.9, (Sedra, Smith, 1998).

$$A_v = \frac{V_{01}}{V_+ - V_-} = -\frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (3.9)$$

Utiliza-se o amplificador  $A_4$  no sentido de anular o efeito da tensão de desvio dos amplificadores operacionais  $A_1$ ,  $A_2$ , e  $A_3$  na saída  $V_{02}$ . Assim, antes de se medir a tensão de desvio do amplificador operacional do CTA, deve-se aplicar nível de tensão zero às entradas do amplificador de instrumentação,  $V_+$  e  $V_-$ , ajusta-se, portanto, o potenciômetro de 100k do circuito da Figura 10, para se obter o nível mais próximo de zero possível na saída  $V_{02}$ .

Para se medir a tensão de desvio interligam-se os pinos  $V_+$  e  $V_-$  do amplificador operacional do CTA à entrada do amplificador de instrumentação, de forma que se meça a tensão  $V_{02}$  do circuito da Figura 10 e divida-se o resultado pelo ganho  $A_v$ , obtendo-se, assim, a tensão de desvio.

Levando-se em consideração a tensão de desvio,  $V_{os}$ , e o ganho de malha aberta finito do amplificador operacional,  $A$ , no circuito da Figura 9, para determinação da resistência de operação do sensor obtém-se a Equação 3.10, sejam:

$$\begin{aligned}
 V_+ &= V_{Os} + V_O \frac{R_3}{R_2 + R_3} \\
 V_- &= V_O \frac{R_s}{R_s + R_1} \\
 V_O &= A(V_+ - V_-) \\
 V_O &= A \left( \left( V_{Os} + V_O \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) - V_O \frac{R_s}{R_s + R_1} \right) \\
 AV_O \frac{R_s}{R_s + R_1} &= AV_{Os} + AV_O \frac{R_3}{R_2 + R_3} - V_O \\
 \frac{R_s}{R_s + R_1} &= \frac{V_{Os}}{V_O} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{1}{A} \\
 \frac{V_{Os}}{V_O} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{1}{A} &= k \\
 R_s(1 - k) &= kR_1 \\
 R_s &= \frac{R_1 \left( \frac{V_{Os}}{V_O} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{1}{A} \right)}{\left( 1 - \left( \frac{V_{Os}}{V_O} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{1}{A} \right) \right)} \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

Caso a tensão de desvio seja nula e o ganho de malha aberta seja infinito, a Equação 3.10 se reduz à Equação 3.8.

### 3.3 Anemômetro a Fio Quente com Excitação PWM

A utilização do sinal PWM em estruturas realimentadas com sensores termorresistivos é uma prática que oferece vantagens, principalmente do ponto de vista da linearidade e da sensibilidade. No capítulo 2, Figura 3, apresentou-se uma arquitetura do CTA com excitação PWM, neste mesmo capítulo descreveram-se as vantagens da utilização do sinal PWM.

Nesta seção far-se-ão as considerações necessárias para adequar o CTA da Figura 9 à inserção de um microcontrolador, cuja função principal, dentre outras, é gerar o sinal PWM para excitar o sensor PTC.

Em geral, para gerar o sinal PWM, os microcontroladores utilizam conversores A/D nos circuitos de entrada. A informação recebida nos conversores A/D, sinal modulador, modula a largura de pulso do sinal digital. A faixa dinâmica de tensão do sinal na entrada do A/D dependerá dos valores pré-determinados pelo fabricante do microcontrolador. Para alguns modelos de fabricação INTEL e PIC, a faixa máxima pode

ir de 0 (zero) Volts até 5 (cinco) Volts.

Desta forma, baseado no CTA da Figura 9, a faixa de variação do sinal de saída do amplificador operacional compreende o intervalo  $[+V_{cc} -V_{cc}]$ , portanto, para aproveitar a máxima excursão do sinal e para proteger a entrada do conversor A/D, pode-se utilizar um circuito conversor de nível entre a saída do amplificador operacional e o conversor A/D.

Um outro fato a se considerar é que, quando se utiliza o sinal PWM para excitar o sensor, o sinal de saída do amplificador operacional também é um sinal PWM que, a princípio, estaria sendo enviado diretamente para o microcontrolador. No entanto, a informação que se tem interesse em enviar encontra-se no nível médio do sinal PWM, portanto, para que o microcontrolador atualize adequadamente a largura de pulso, torna-se necessário utilizar um filtro passa baixas na entrada do conversor A/D.

Da mesma forma que no CTA com excitação contínua, necessita-se utilizar um amplificador de corrente para excitar a ponte de Wheatstone, neste caso ele é inserido entre o microcontrolador e a ponte.

O diagrama da Figura 11 apresenta as modificações que devem ser realizadas no CTA da Figura 9, para sua adequação ao uso de excitação PWM com microcontrolador.

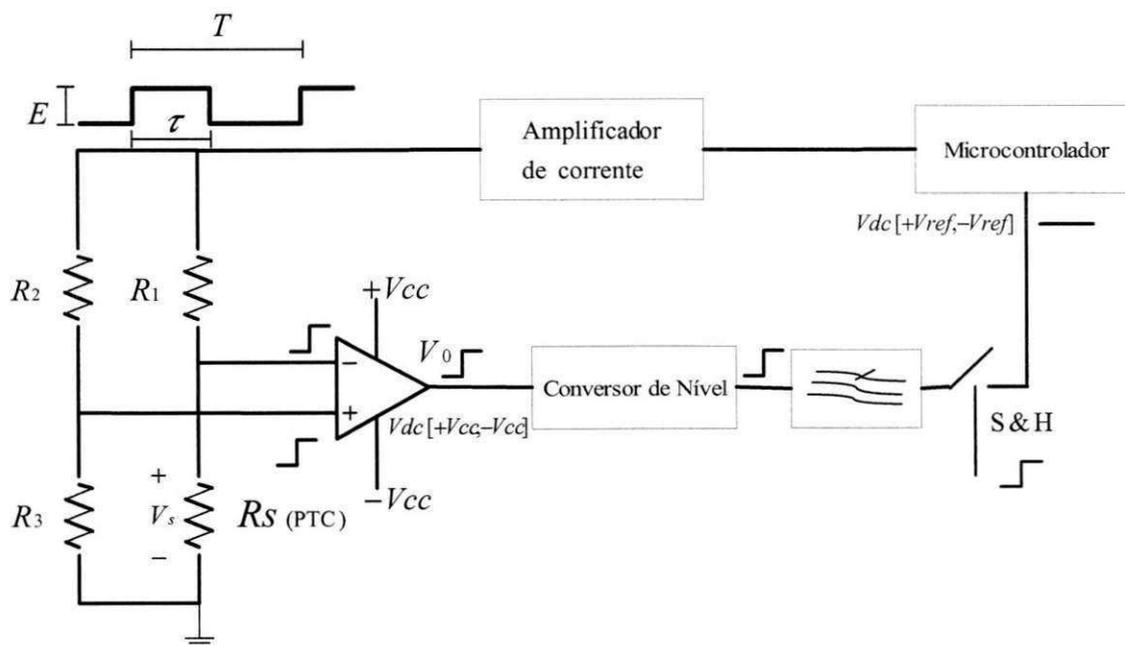


Figura 11-Diagrama em blocos do CTA com excitação PWM

Um parâmetro importante para evitar danos ao sensor, devido as sobre correntes, é a corrente de ruptura do sensor. De modo que, conhecendo-a, é fácil determinar a máxima amplitude do sinal PWM na ponte de Wheatstone, Equação 3.11.

Sejam:

$I_{rup}$  Máxima corrente que o sensor pode suportar

$E_{max}$  Máxima amplitude do sinal PWM na ponte

$R_l$  Resistência de  $R_1$

$R_s$  Resistência do sensor na sua temperatura de operação

$$E_{max} = I_{rup}(R_l + R_s) \quad (3.11)$$

Recomenda-se que não se utilize a amplitude do sinal PWM próximo ao limite máximo,  $E_{max}$ , desta forma pode-se evitar danos ao sensor.

### 3.3.1 Ponto de Operação, Sensibilidade do Circuito e Faixa De Medição

#### 3.3.1.1 Ponto de Operação

No sentido de determinar o ponto de operação do sensor, levando-se em consideração a tensão de desvio,  $V_{os}$  e o ganho de malha aberta finito do amplificador operacional,  $A$ , baseado no circuito da Figura 11, apresenta-se a Equação 3.12 obtida a partir da demonstração a seguir:

Sejam:

- $R_{sq}$  é a resistência do ponto de operação do sensor.
- $\tau_{0q}$  é a largura de pulso do sinal PWM.
- $V_{oq}$  valor médio do sinal PWM na saída do amplificador operacional.
- $V_{os}$  é a tensão de desvio do amplificador operacional
- $K$  é a constante que relaciona a largura de pulso do sinal PWM em função de  $V_o$
- $E$  e  $T$  Valor de pico e período do sinal PWM, respectivamente
- $A$  é o ganho de malha aberta do amplificador operacional
- $V_+$  é a tensão na entrada não inversora do amplificador operacional
- $V_-$  é a tensão na entrada inversora do amplificador operacional

$$\begin{aligned}
 V_+ &= \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) + V_{OS}, V_- = \frac{R_{sq}}{R_{sq} + R_1} E \frac{\varpi_q}{T} \\
 V_{oq} &= (V_+ - V_-)A \\
 \varpi_q &= KV_{oq}T \\
 \frac{\varpi_q}{KT} &= \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} + V_{OS} - \frac{R_{sq}}{R_{sq} + R_1} E \frac{\varpi_q}{T} \right) A \\
 \left( \frac{R_{sq}}{R_{sq} + R_1} E \frac{\varpi_q}{T} \right) A &= \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) A + AV_{OS} - \frac{\varpi_q}{KT} \\
 Z &= \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) A + AV_{OS} - \frac{\varpi_q}{KT} \\
 R_{sq}E \frac{\varpi_q}{T} A &= (R_{sq} + R_1)Z, \\
 R_{sq} \left( E \frac{\varpi_q}{T} A - Z \right) &= R_1 Z \\
 R_{sq} &= \frac{R_1 \left[ \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) A + AV_{OS} - \frac{\varpi_q}{KT} \right]}{E \frac{\varpi_q}{T} A - \left[ \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) A + AV_{OS} - \frac{\varpi_q}{KT} \right]} \\
 R_{sq} &= \frac{R_1 \left[ \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) + V_{OS} - \frac{\varpi_q}{AKT} \right]}{E \frac{\varpi_q}{T} \left( 1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) - V_{OS} + \frac{\varpi_q}{AKT}} \\
 R_{sq} &= \frac{R_1 \left[ \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} E \frac{\varpi_q}{T} \right) + V_{OS} - \frac{\varpi_q}{AKT} \right]}{E \frac{\varpi_q}{T} \left( \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) - V_{OS} + \frac{\varpi_q}{AKT}} \tag{3.12}
 \end{aligned}$$

Caso a tensão de desvio seja nula e o ganho de malha aberta seja infinito, a Equação 3.12 se reduz à Equação 3.8.

### 3.3.1.2 Variação de “τ” Versus Rs:

Em se tratando do CTA com excitação contínua, Figura 1, como descrito anteriormente a sensibilidade do parâmetro de saída, tensão, em função da resistência do sensor,  $R_s$ , aumenta à medida que o valor de  $R_s$  se aproxima de  $R_1$ , (Silva *et al*, 2002). Neste mesmo trabalho foram apresentados resultados de simulação, os quais exemplificam a variação do parâmetro de saída, tensão de saída, versus  $R_s$ , para diversos valores de tensão de desvio do amplificador operacional e de velocidade.

Tendo em vista fazer a análise para o CTA com excitação PWM, a partir das equações que relacionam o parâmetro de saída, largura de pulso ( $\tau$ ) versus  $R_s$ , temos:

$$\begin{aligned}
 V_+ &= V_{Os} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{E \tau}{T} \\
 V_- &= \frac{R_s}{R_s + R_1} \frac{E \tau}{T} \\
 V_0 &= A(V_+ - V_-) \\
 V_0 &= A \left( V_{Os} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{E \tau}{T} - \frac{R_s}{R_s + R_1} \frac{E \tau}{T} \right) \\
 \tau &= KV_0 T \\
 \frac{\tau}{KT} &= A \left( V_{Os} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{E \tau}{T} - \frac{R_s}{R_s + R_1} \frac{E \tau}{T} \right) \\
 \tau &= \frac{AV_0 s KT}{1 + \frac{R_s}{R_s + R_1} KE - \frac{R_3}{R_2 + R_3} KE} \tag{3.13}
 \end{aligned}$$

K é a constante do modulador PWM, que relaciona  $\tau$  em função de  $V_0$ .

A Equação 3.13 é análoga àquela apresentada em (Silva *et al*, 2002), logo, espera-se que a sensibilidade da largura de pulso em relação a  $R_s$  torne-se maior quanto mais próximo for a resistência do sensor,  $R_s$ , do valor de  $R_1$ .

### 3.3.1.3 Faixa de Medição

No sentido de determinar a faixa de medição do CTA e de verificar os parâmetros do circuito que a definem, faz-se a seguinte análise:

De acordo com a primeira lei da termodinâmica, assumindo radiação nula obtém-se:

$$\begin{aligned}
 Pe &= hS(T_s - Ta) \\
 \frac{R_s \left( E \sqrt{\frac{\tau}{T}} \right)^2}{(R_1 + R_s)^2} &= hS(T_s - Ta) \\
 \tau &= \frac{T}{E^2} \frac{(R_1 + R_s)^2 S \left( \frac{R_s - R_0}{R_0 \beta} - Ta \right) (a + b\vartheta^n)}{R_s} \tag{3.14}
 \end{aligned}$$

De acordo com a Equação 3.14, dentre os parâmetros existentes, a amplitude do pulso, E, a resistência de operação do sensor,  $R_s$ , e o valor de  $R_1$ , podem ser modificados no sentido de alterar a faixa dinâmica do CTA.

No sentido de avaliar a variação da faixa dinâmica em função da variação da amplitude do pulso, simulou-se o gráfico de “ $\tau$ ” versus velocidade do fluido para alguns valores de amplitude de pulso, Figura 12.

Dados:

$$R_1 = 7,55 \Omega$$

$$R_s = 8,02 \Omega$$

$$T_s = 68,8^\circ C$$

$$T_a = 28,8^\circ C$$

$$a = 2580,5 \frac{W}{^\circ C m^2}$$

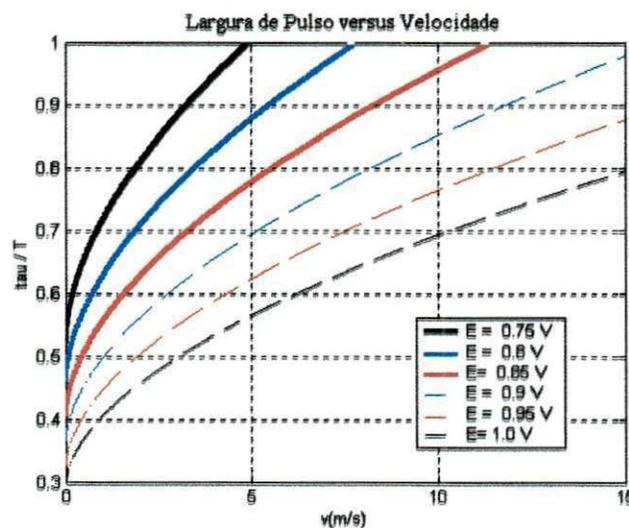
$$b = 962,3 \frac{W}{^\circ C m^2}$$

$$n = 0,56$$

$$S = 94,2e - 9 m^2$$

$$R_0 = 7,201 \Omega$$

$$F_{pwm} = 986 Hz$$

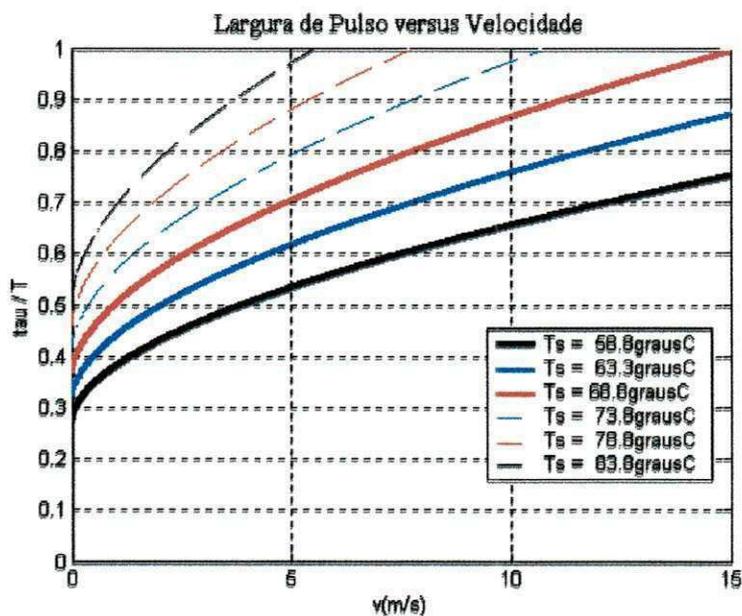


**Figura 12-Curvas de  $\tau/T$  versus velocidade, para alguns valores da amplitude de pulso do sinal PWM**

Analisando-se os gráficos da Figura 12, observa-se que pode-se variar a faixa de medição do anemômetro modificando-se a amplitude do pulso do sinal PWM, E. De forma que, à medida que se aumenta a amplitude do pulso, a faixa de velocidade que o anemômetro pode medir tem seu valor ampliado. Para o exemplo, uma amplitude de pulso  $E = 0,75 V$ , a faixa de medição é de 0 (zero) até 5 (cinco) m/s, enquanto para uma amplitude de pulso  $E = 0,9 V$ , a faixa de medição é de 0 (zero) até 15 (quinze) m/s.

Salienta-se que não se pode aumentar a amplitude do pulso de forma aleatória, tendo em vista alcançar maiores faixas de medições. Baseado no gráficos da Figura 12, há indícios de que a sensibilidade de “ $\tau$ ” em relação à velocidade pode diminuir à medida que aumenta-se a amplitude do pulso. Um outro fato é o risco de se infringir os limites de corrente de ruptura do sensor.

Uma segunda forma de modificar a faixa dinâmica é através do ponto de operação do sensor, ou seja, modificando-se sua temperatura de regime. No sentido de verificar a variação da faixa dinâmica do anemômetro em função do seu ponto de operação, simulou-se a variação de “ $\tau$ ” versus velocidade para alguns valores de temperatura do sensor,  $T_s$ . O gráfico da Figura 13 apresenta as curvas obtidas, para esta simulação utilizou-se  $E= 0,9$  V.



**Figura 13-Gráfico de  $\tau$  versus velocidade para alguns valores de temperatura do sensor,  $T_s$**

Analisando os gráficos da Figura 13, observa-se que pode-se obter variações na faixa dinâmica do anemômetro, modificando-se a temperatura de operação do sensor. Neste caso, para  $T_s= 68,8$  °C, a faixa de medição é de 0 (zero) até 15 (quinze)m/s, enquanto para  $T_s= 83,8$  °C, a faixa de medição é de 0 (zero) até 5 (cinco) m/s.

A princípio, observa-se que quando se diminui a temperatura de operação do anemômetro, aumenta-se a faixa de medição, no entanto, pode-se perder sensibilidade, os resultados experimentais apontam para uma temperatura de operação pelo menos duas vezes maior que a temperatura ambiente.

O valor de  $R_1$ , da mesma forma como o valor de  $R_s$ , pode modificar o valor da faixa dinâmica. Simulou-se a Equação 3.14 de forma a verificar a variação de “ $\tau$ ” versus velocidade em função das variações de  $R_1$ , a Figura 14 apresenta os resultados obtidos.

No sentido de se definir a faixa dinâmica, pode-se partir da faixa de operação da temperatura que o sensor pode operar, de modo que os valores de  $E$ ,  $R_s$  e  $R_1$  podem ser definidos fazendo-se uma análise similar à apresentada baseada nos gráficos das Figuras 12, 13 e 14. Desta forma, determina-se a faixa dinâmica desejada, levando-se em consideração a sensibilidade, limite da amplitude do pulso e temperatura de operação do sensor.

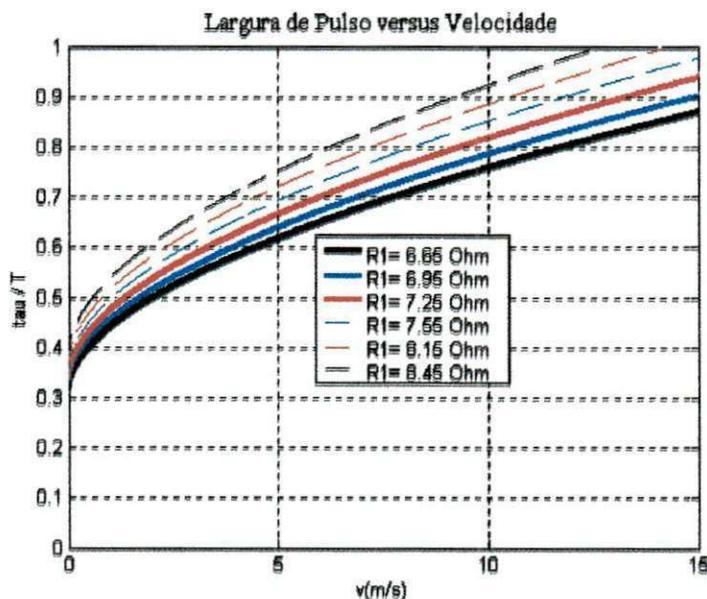


Figura 14—Gráfico de  $\tau$  versus velocidade do fluido, para alguns valores de  $R_1$

### 3.4 Compensação da Temperatura do Fluido

De acordo com o que foi descrito no capítulo 2, o coeficiente global de transferência de calor do sensor PTC, da mesma forma para a velocidade do fluido, é sensível também às variações da temperatura ambiente às quais o sensor estiver exposto. Desta forma, é necessário que a temperatura do fluido seja pelo menos conhecida para que seu efeito seja compensado. No sentido de resolver este problema, estudos foram realizados, nos quais apresentaram-se alternativas tendo em vista a compensação da temperatura do fluido, no capítulo 2 houve a menção de algumas destas estruturas.

Nesta seção, apresentam-se as considerações de projeto para três tipos de circuitos

de compensação, quais sejam: Circuito de compensação que utiliza dois sensores PTC operando em temperaturas distintas, Circuito de compensação com dois sensores (um PTC e um termistor) e Circuito de compensação utilizando sensor único com ponto de operação comutado.

#### **3.4.1 Circuito de Compensação Utilizando dois Sensores PTC**

Como visto no capítulo 2, uma opção para se compensar o efeito da temperatura do fluido é utilizar o princípio segundo o qual ao submeter dois sensores idênticos à mesma velocidade, estando eles operando em temperaturas distintas, elimina-se o efeito da variação da temperatura do fluido (JORGENSEN, F. E. 2002).

Tendo em vista a polarização dos sensores em ponto de operação distintos, utilizam-se duas estruturas similares à da Figura 11 e apresenta-se o diagrama com as modificações na Figura 15.

Os pontos de operação dos sensores podem ser ajustados através dos potenciômetros que definem a temperatura de operação,  $R_{p1}$  e  $R_{p2}$ , de forma que os sensores operem em temperaturas distintas, para tanto, as larguras de pulso,  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , dos sinais PWM não podem ser iguais. O ajuste do ponto de operação deve ser tal que ao escolher as temperaturas de operação dos sensores, ambas as estruturas respondam de forma similar às variações da velocidade, de modo a obter a mesma resposta temporal e tensão de desvio. Recomenda-se utilizar temperaturas próximas, de maneira que as sensibilidades das referidas estruturas não sejam tão discrepantes.

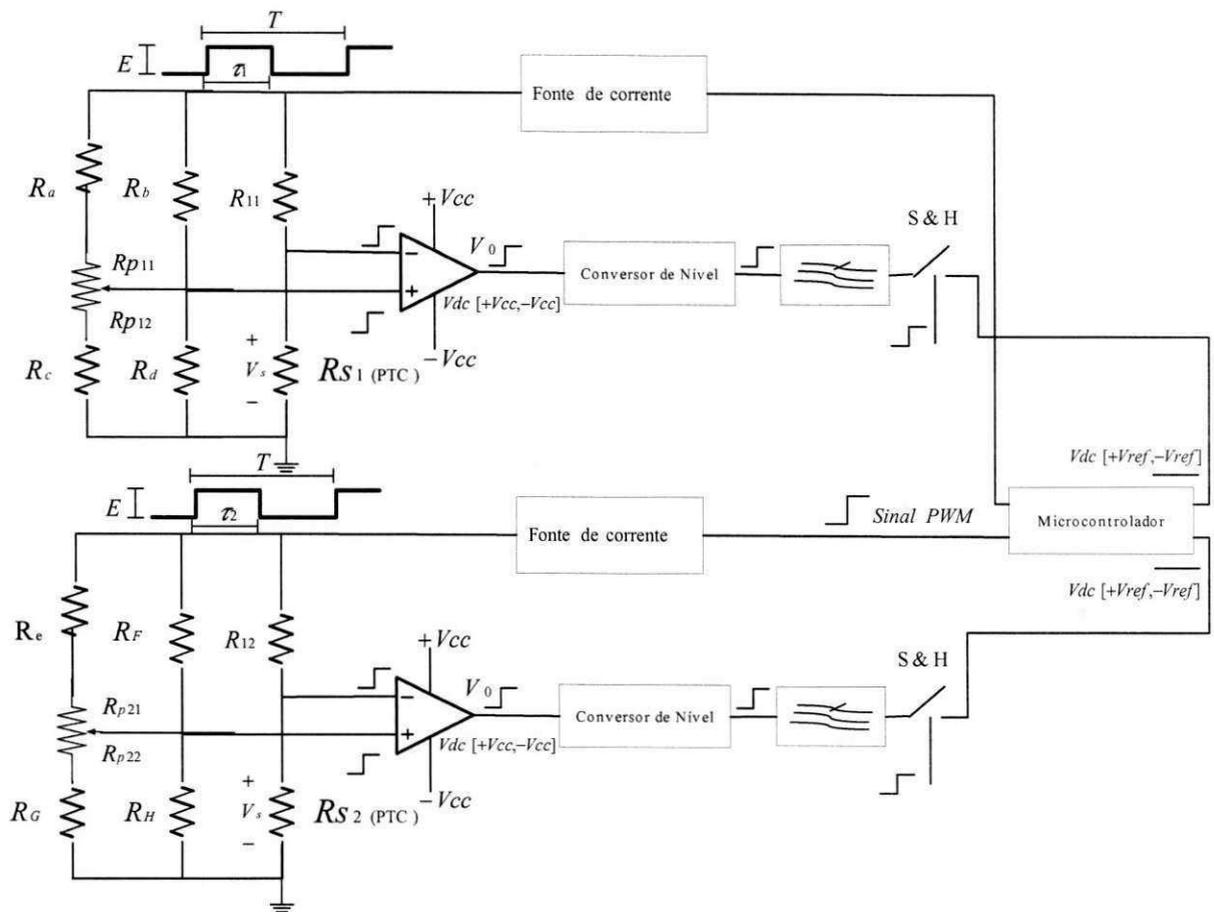


Figura 15-CTA com circuito de compensação utilizando dois PTC's

### 3.4.1.1 Fator de Correção

Um outro fato importante a se considerar é a construção de dois sensores idênticos, ou praticamente idênticos. No caso de haver diferenças entre os sensores, a compensação do efeito da temperatura é comprometida. No sentido de amenizar o erro em razão das diferenças entre os sensores, pode-se determinar um fator de correção entre os parâmetros que definem o coeficiente de transferência de calor,  $a$  e  $b$ , e da área do sensor,  $S$ .

Uma opção para determinar o fator de correção é determinar “ $a$ ” e “ $b$ ” dos dois sensores, de modo que dividindo seus valores correspondentes, obtém-se o fator de correção para cada parâmetro.

É importante verificar em que faixa de velocidade o fator de correção é válido. Como o sistema não é linear, há indícios de que existe uma faixa de velocidade em que os erros, dependendo da exigência, tornam-se intoleráveis.

Uma sugestão é determinar a faixa de velocidade para a qual se tem menor erro. Para tanto, estabelece-se o erro máximo permitido, estima-se a velocidade considerando que os sensores são idênticos, determina-se o erro comparando-a com o valor obtido levando em consideração o fator de correção. Assim, repetindo-se este procedimento para vários valores de velocidade, a faixa dinâmica em que se valida o fator de correção é determinada.

Sejam os sensores x e y:

Em que :

$S_x$ : área do sensor x

$S_y$  : área do sensor y

$h_x = a_x + b_x \vartheta^n$  : Coeficiente de transferência de calor do senso x

$h_y = a_y + b_y \vartheta^n$  : Coeficiente de transferência de calor do senso y

$T_{sx}$  : Temperatura do sensor x

$T_{sy}$  : Temperatura do sensor y

$T_a$ : Temperatura do fluido

$k_1$  : fator de correção para o parâmetro "a"

$k_2$  : fator de correção para o parâmetro "b"

$k_3$  : fator de correção para o parâmetro "S(área do sensor)"

$$P_{sx} = (h_x S_x (T_{sx} - T_a)) = (a_x + b_x \vartheta^n) S_x (T_{sx} - T_a) = (a_x T_{sx} - a_x T_a + b_x T_{sx} \vartheta^n - b_x T_{sx} \vartheta^n) S_x$$

$$P_{sy} = (h_y S_y (T_{sy} - T_a)) = (a_y + b_y \vartheta^n) S_y (T_{sy} - T_a) = (a_y T_{sy} - a_y T_a + b_y T_{sy} \vartheta^n - b_y T_{sy} \vartheta^n) S_y$$

$$a_y = k_1 a_x, \quad b_y = k_2 b_x, \quad S_y = k_3 S_x$$

$$P_{sx} - P_{sy} = [a_x S_x T_{sx} - a_y S_y T_s] + [a_y S_y - a_x S_x] T_a + [b_x S_x T_{sx} - b_y S_y T_s] \vartheta^n + [b_y S_y - b_x S_x] T_a \vartheta^n$$

Admitindo-se  $k_1 k_3 = 1$  e  $k_2 k_3 = 1$  nos termos que contém  $T_a$ , obtém-se:

$$P_{sx} - P_{sy} = a_x S_x [T_{sx} - k_1 k_3 T_{sy}] + b_x S_x [T_{sx} - k_2 k_3 T_{sy}] \vartheta^n$$

$$\text{erro numerador} : (1 - k_1 k_3) a_x T_a$$

$$\text{erro denominador} : (k_2 k_3 - 1) b_x T_a$$

$$\vartheta^n = \frac{\frac{P_{sx} - P_{sy}}{S_x} - a_x [T_{sx} - k_1 k_3 T_{sy}]}{b_x [T_{sx} - k_2 k_3 T_{sy}]} \quad (3.15)$$

Verifica-se que mesmo com o fator de correção o erro não é eliminado, embora seja menor se comparado com o sistema sem o fator de correção. Observa-se que se os produtos  $k_1 k_3$  e  $k_2 k_3$  tendem a 1 (um), o erro tende a 0 (zero), ou seja, a eficiência deste

método é maior quando os sensores forem praticamente idênticos.

### 3.4.1.2 Determinação da Velocidade Do Fluido:

Considerando-se que o amplificador operacional é ideal e tensão de desvio nula, determina-se a velocidade do fluido.

Sejam:

$$R_{21} = (R_a + R_{p11}) // R_b$$

$$R_{31} = (R_c + R_{p12}) // R_d$$

$$R_{22} = (R_e + R_{p21}) // R_f$$

$$R_{32} = (R_g + R_{p22}) // R_h$$

No equilíbrio temos que:

$$V_+ = V_-, \text{ para } V_{os} = 0,$$

$$R_{S1} = \left( \frac{R_{11} R_{31}}{R_{21}} \right)$$

$$R_{S2} = \left( \frac{R_{12} R_{32}}{R_{22}} \right)$$

Para se determinar a temperatura de operação de cada sensor utiliza-se a Equação 2.4, desta forma obtém-se:

$$T_{S1} = \frac{R_{S1} - R_0}{R_0 \beta}$$

$$T_{S2} = \frac{R_{S2} - R_0}{R_0 \beta}$$

Submetendo-se os sensores  $R_{S1}$  e  $R_{S2}$  ao fluido, utilizando a segunda lei da termodinâmica aplicada aos sensores em regime permanente no circuito da Figura 15.

Considerando-se que os sensores estão à temperatura constante e radiação nula,  $H=0$ .

$$P_{R_{S1}} = (hS(T_{S1} - T_a))$$

$$P_{R_{S2}} = (hS(T_{S2} - T_a))$$

$$\frac{E_{pwm}^2 \frac{\pi}{T} R_{S1}}{(R_{11} + R_{S1})^2} = S(a + b\vartheta^n)(T_{S1} - T_a)$$

$$\frac{E_{pwm}^2 \frac{\pi}{T} R_{S2}}{(R_{12} + R_{S2})^2} = S(a + b\vartheta^n)(T_{S2} - T_a)$$

Diminuindo x de y e isolando a velocidade, obtém-se a Equação 3.11:

$$\begin{aligned} \frac{E_{pwm}^2 \frac{\pi}{T} R_{S2}}{(R_{12} + R_{S2})^2} - \frac{E_{pwm}^2 \frac{\pi}{T} R_{S1}}{(R_{11} + R_{S1})^2} &= S(a + b\vartheta^n)(T_{S2} - T_{S1}) \\ (a + b\vartheta^n) &= \left( \frac{E_{pwm}^2}{Sb(T_{S2} - T_{S1})} \right) \left[ \frac{\frac{\pi}{T} R_{S2}}{(R_{12} + R_{S2})^2} - \frac{\frac{\pi}{T} R_{S1}}{(R_{11} + R_{S1})^2} \right] \\ \vartheta &= \left( \left( \frac{E_{pwm}^2}{Sb(T_{S2} - T_{S1})} \right) \left[ \frac{\frac{\pi}{T} R_{S2}}{(R_{12} + R_{S2})^2} - \frac{\frac{\pi}{T} R_{S1}}{(R_{11} + R_{S1})^2} \right] - \frac{a}{b} \right)^{1/n} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Desta forma, utiliza-se a Equação 3.11 para determinação da velocidade do fluido, seja no programa do microcontrolador, seja pelo sistema de aquisição de dados.

### 3.4.2 Circuito de Compensação Utilizando um Sensor PTC e um Termistor

Uma alternativa para se compensar a temperatura do fluido baseia-se no princípio de utilizar um segundo sensor para se determinar a temperatura do fluido (Okamoto *et al*, 1994). O diagrama do CTA utilizando este método é apresentado na Figura 16. Neste mesmo trabalho (Okamoto *et al*, 1994), apresentou-se uma estrutura contemplando dois sensores, um destinado à medição da velocidade enquanto que, o segundo, utilizado para conversão elétrica da temperatura.

Desta forma, em se tratando de utilizar excitação PWM neste método, para cada ciclo de medição da velocidade o sistema de medição processa as informações provenientes do sensor PTC (largura de pulso) e do sensor termistor (temperatura).

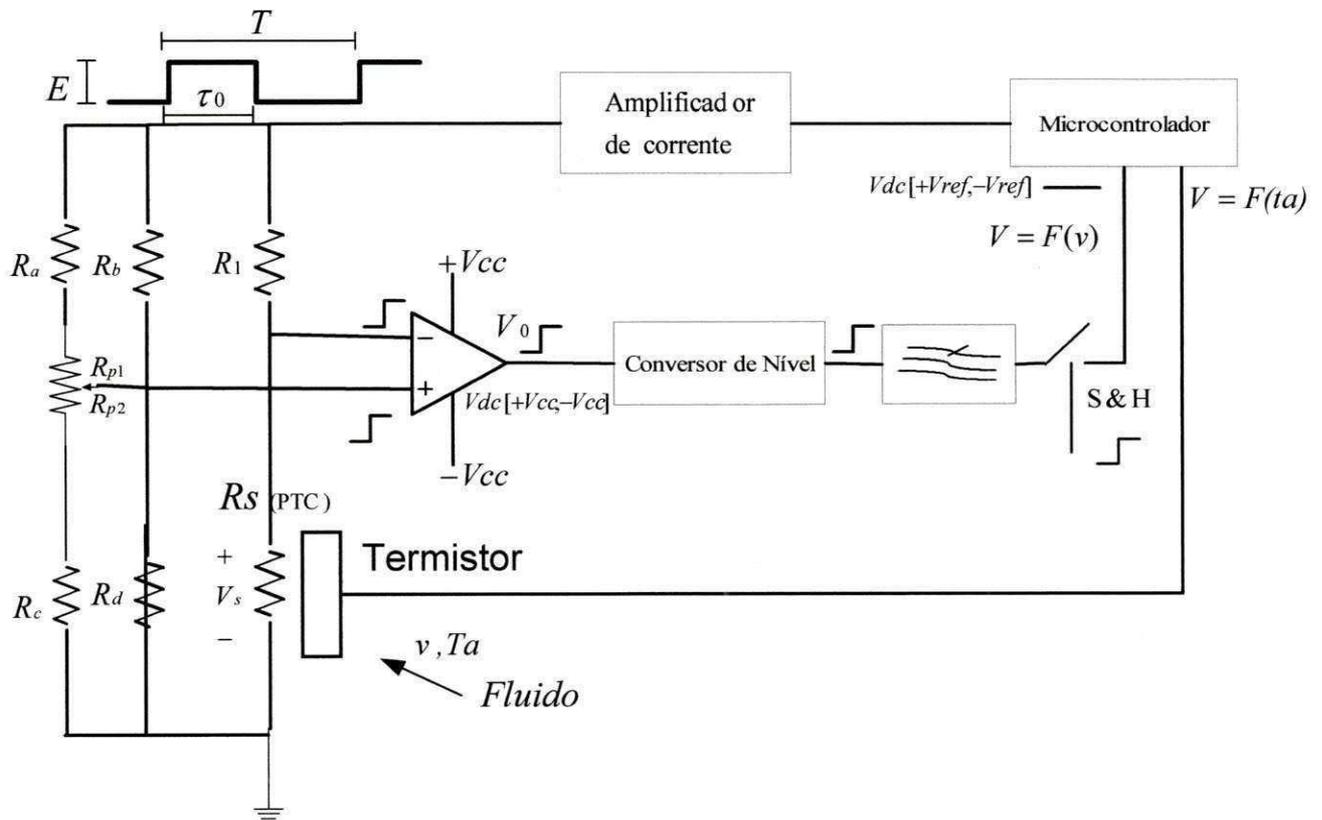


Figura 16- CTA com PTC e termistor

O procedimento para polarização do sensor é similar ao CTA com dois sensores PTC's explicado anteriormente, desta forma ajusta-se o potenciômetro  $R_p$  para atingir a temperatura de regime do sensor desejada,  $T_s$ , conseqüentemente a largura de pulso de regime,  $\tau_0$ .

O termistor fornecerá um nível de tensão correspondente à temperatura do fluido,  $V=f(ta)$ . Em alguns casos é necessário ajustar a faixa dinâmica de tensão da saída do termistor à faixa de tensão do conversor A/D do microcontrolador, para tanto, pode-se utilizar um amplificador de instrumentação. Conhecendo-se a faixa de variação da temperatura do fluido, pode-se otimizar a faixa dinâmica do conversor A/D.

As informações enviadas pelo termistor e pelo CTA para os conversores A/D são utilizadas para determinação da velocidade do fluido que podem ser apresentadas através de um display de cristal líquido (LCD) ou pelo sistema de aquisição de dados.

### 3.4.2.1 Determinação da Velocidade Do Fluido:

Admitindo-se o amplificador operacional ideal, tensão de desvio nula e ganho de malha aberta infinito, sejam:

$$R_2 = \frac{(R_a + R_{p1})R_b}{(R_a + R_{p1}) + R_b}$$

$$R_3 = \frac{(R_c + R_{p2})R_d}{(R_c + R_{p2}) + R_d}$$

No equilíbrio temos que:

$$V_+ = V_-, \text{ para } V_{os} = 0,$$

$$R_s = \left( \frac{R_1 R_3}{R_2} \right)$$

Para se determinar a temperatura de operação de cada sensor utiliza-se a Equação 2.4, desta forma obtém-se:

$$T_s = \frac{R_s - R_0}{R_0 \beta}$$

Utilizando a segunda lei da termodinâmica aplicada aos sensores em regime permanente no circuito da Figura 16, considerando-se radiação nula,  $H=0$ .

$$P_{R_s} = (hS(T_s - T_a))$$

$$\frac{E_{pwm}^2 \frac{\tau}{T} R_s}{(R_1 + R_s)^2} = S(a + b\vartheta^n)(T_s - T_a)$$

$$(a + b\vartheta^n) = \left( \frac{E_{pwm}^2 * \frac{\tau}{T} R_s}{S(T_s - T_a)(R_1 + R_s)^2} \right)$$

$$\vartheta = \left( \left( \frac{E_{pwm}^2 * \frac{\tau}{T} R_s}{Sb(T_s - T_a)(R_1 + R_s)^2} \right) - \frac{a}{b} \right)^{1/n} \quad (3.12)$$

### 3.4.3 Circuito de Compensação Utilizando Sensor Único

Um sistema alternativo para se compensar o efeito da temperatura do fluido utiliza o mesmo princípio daquele apresentado na seção 3.4.1, que utiliza dois sensores PTC, neste caso utiliza-se apenas um sensor PTC. Como descrito anteriormente, este método baseia-se em chavear o sensor para pontos de operação distintos, desta forma determina-se a velocidade do fluido obtendo-se a informação do circuito para cada ponto de operação do sensor. O diagrama para esta estrutura com a utilização do microcontrolador é apresentado na Figura 17.

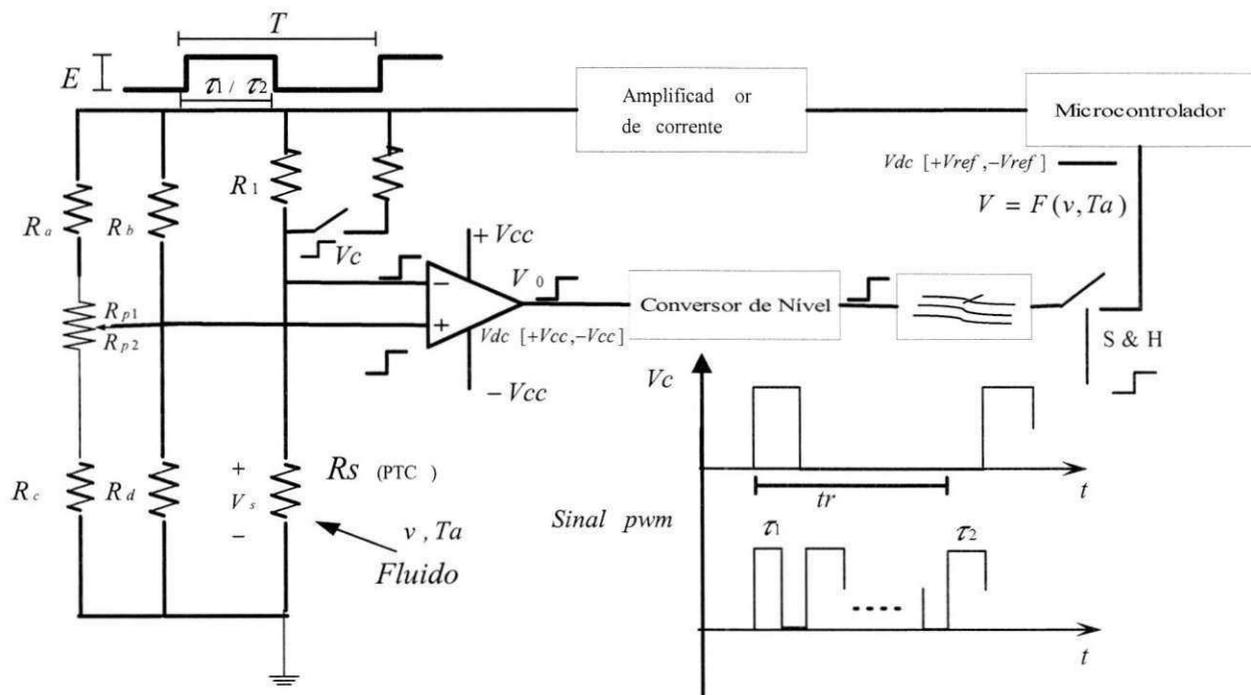


Figura 17- CTA com sensor PTC único

Em que:

- +Vref -Vref Tensão de referência do conversor A/D
- E Amplitude do sinal PWM
- $\tau_1$  largura de pulso para o primeiro ponto de operação
- $\tau_2$  largura de pulso para o segundo ponto de operação
- v, Ta Velocidade e temperatura do fluido respectivamente.
- tr Tempo de resposta em que o CTA modifica seu ponto de operação de  $T_{S1}$  para  $T_{S2}$  ou de  $\tau_1$  para  $\tau_2$ .

V<sub>c</sub> Sinal de controle da chave que comuta o ponto de operação

O ajuste do ponto de operação é realizado para duas condições, conectando e desconectando o resistor Rx no circuito. Sem o resistor Rx o sensor estaria em um ponto de operação, de forma que o sinal PWM apresentaria largura “ $\tau_1$ ”, inserindo-se Rx no circuito modifica-se a largura de pulso do sinal PWM para “ $\tau_2$ ”.

### 3.4.3.1 Determinação da Velocidade

Sabendo-se que a metodologia para compensação da temperatura neste tipo de estrutura (Figura 17) é similar àquela da Figura 15, utiliza-se a Equação 3.11 para determinação da velocidade do fluido.

### 3.4.3.2 Temporização da Comutação do Ponto De Operação

O tempo de resposta, quando da comutação do ponto de operação do sensor de Ts<sub>1</sub> para Ts<sub>2</sub> ou de “ $\tau_1$ ” para “ $\tau_2$ ”, é um parâmetro que pode ser obtido experimentalmente. Este será utilizado na temporização da comutação do ponto de operação do sensor. Para determinar o tempo de forma experimental, aplica-se uma onda quadrada em “V<sub>c</sub>”, monitorando-se e medindo-se o tempo de resposta do sinal na entrada do conversor A/D do PWM.

A temporização da comutação do sensor pode ser implementada no software do microcontrolador.

O algoritmo do programa que realiza a lógica de comutação do ponto e operação do sensor do CTA da Figura 17 é apresentado na Figura 22.

O microcontrolador deve enviar para o PC as duas larguras de pulso, “ $\tau_1$ ” e “ $\tau_2$ ”, referentes aos dois pontos de operação do sensor. Desta forma a seqüência de atividades do algoritmo é realizada da seguinte forma:

Zeram-se os contadores;

Executa-se a conversão A/D, gera-se o sinal PWM, armazena-se a informação da primeira largura de pulso no registrador R<sub>0</sub>;

Interroga-se se o tempo foi adequado para o CTA atingir o ponto de operação desejado, se não foi atingido volta-se para a conversão A/D;

Caso o ponto de operação tenha sido alcançado, verifica-se se a conversão se refere ao primeiro ponto de operação ou ao segundo. Se for do primeiro armazena-se o conteúdo de ADCO em R<sub>1</sub>. Caso contrário a largura de pulso referente ao segundo ponto

de operação já está contida em  $R_0$ , de modo que deve-se habilitar a rotina de transmissão para o PC.

Fim de um ciclo de aquisição do CTA e envio para o PC das larguras de pulso.

Em se tratando da realização do bloco do algoritmo que implementa e testa se o ponto de operação foi alcançado, a princípio implementou-se no microcontrolador um atraso equivalente ao tempo  $tr$ , no entanto, os resultados mostraram que esta não é a melhor opção para temporização da comutação do ponto de operação, pois o atraso modifica o tempo de resposta,  $tr$ . Uma sugestão seria utilizar os temporizadores do microcontrolador, este método pode ser realizado através de uma rotina de interrupção.

## 4 Implementações

---

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais obtidos quando da elaboração do projeto do Anemômetro a Fio Quente com excitação PWM e as implementações tendo em vista o desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados e. Os resultados foram obtidos a partir de itens tais como: Caracterização do sensor, Ajustes do ponto de operação e tensão de desvio, Faixa de medição, Resolução, Resposta temporal, Circuitos de Compensação da Temperatura do Fluido e Aferição com um Anemômetro de Palheta.

### 4.1 Detalhamento do Projeto

No que tange aos tipos de estruturas utilizadas, quais sejam: a que utiliza dois sensores PTC, um sensor PTC e um termistor, um sensor PTC com ponto de operação comutado, desenvolveu-se um projeto de modo que se migrasse facilmente de uma estrutura para outra, seja do ponto de vista do hardware ou do software, as estruturas foram apresentadas nas Figuras 15, 16 e 17 respectivamente. O diagrama em blocos é apresentado na Figura 18.

### 4.1.1 Diagrama em Blocos

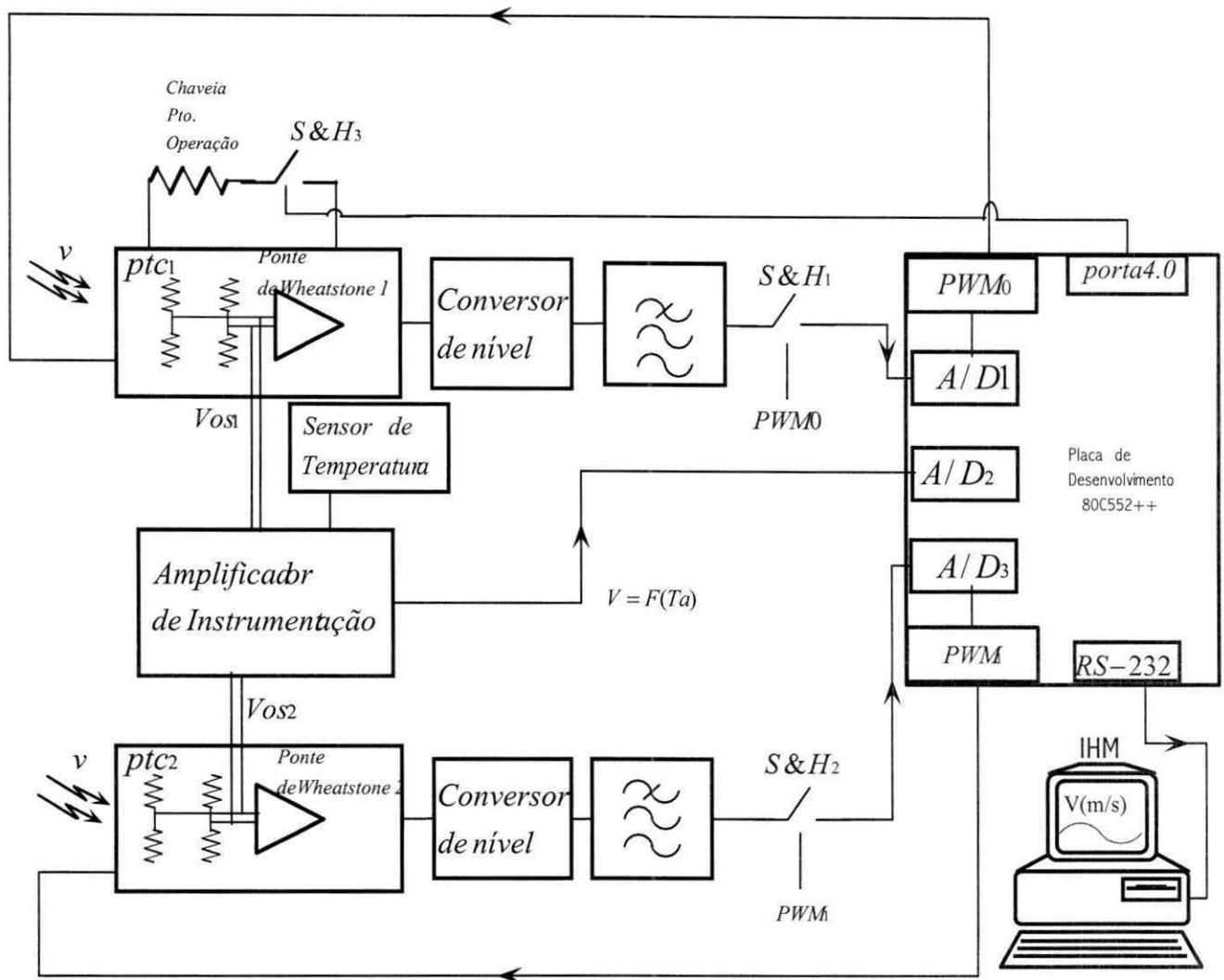


Figura 18-Diagrama em blocos do projeto

Optou-se por montar duas pontes de Wheatstone tendo em vista a utilização da estrutura de compensação da temperatura do fluido, que usa dois sensores PTC's.

Em se tratando de utilizar a estrutura de medição com um sensor PTC e um sensor para medição da temperatura, uma das pontes não será utilizada.

Quando se utiliza o sistema de compensação da temperatura utilizando apenas um sensor PTC, a segunda ponte de Wheatstone e o sensor de temperatura não serão utilizados. Neste caso, utiliza-se uma porta do microcontrolador, P4.0, para comutar o ponto de operação do sensor.

A saída de cada amplificador que contém a ponte de Wheatstone é interligada ao conversor de nível, este adapta o sinal à faixa de referência do conversor A/D.

Os conversores A/D<sub>1</sub> e A/D<sub>3</sub> são utilizados para converter o sinal proveniente dos circuitos “sample and hold”, enviando-os ao modulador PWM do microcontrolador 80C552, este gera os sinais PWM's, excitando as duas pontes de Wheatstone .

Utiliza-se o filtro passa baixa, no sentido de enviar para o conversor A/D apenas o nível médio do sinal da saída do conversor de nível.

Utilizou-se o circuito S&H para diminuir oscilações, evitando-se variação na fase do sinal PWM, “Jitter”. Há indícios de que a origem de tais variações se dá porque o conversor A/D atualiza constantemente o registrador que serve de comparação para gerar o sinal PWM. Assim, antes que se conclua um ciclo do sinal PWM, se porventura o sinal na entrada do conversor A/D tiver seu valor modificado, o valor da largura de pulso será alterada.

O sensor de temperatura é interligado ao conversor A/D<sub>2</sub>. É necessário que o sinal do sensor seja condicionado á faixa de operação do conversor A/D, para tanto, utilizou-se um amplificador de instrumentação. Utiliza-se o referido sensor quando se opta pela estrutura baseada em um sensor PTC e um sensor medição da temperatura do fluido.

A porta “p4.0” é utilizada para chavear o ponto de operação do sensor quando se utiliza a estrutura com sensor único. A temporização da comutação é realizada pelo microcontrolador.

As tensões de desvio dos amplificadores operacionais são ajustadas utilizando-se o amplificador de instrumentação. Este, por sua vez, tem várias funções e a escolha de cada uma delas pode ser realizada através de chaves “dip-swith”.

Neste projeto o microcontrolador envia para o sistema de aquisição de dados informações de largura de pulso e temperatura para determinação da velocidade. No entanto, pode-se utilizar outro conversor A/D para enviar a informação referente à tensão de desvio do amplificador operacional, desta forma pode-se reduzir o erro de medição devido a sua influência, utilizando o software de aquisição.

O software de aquisição de dados instalado no microcomputador possibilita a interface humano-máquina com o instrumento.

### 4.1.2 Diagramas Esquemáticos

As Figuras 19 e 20 representam o diagrama elétrico do circuito referente ao diagrama em blocos da Figura 18. Para melhorar a exatidão do instrumento, os valores dos resistores que determinam o ponto de operação do sensor e que são utilizados no cálculo da velocidade foram medidos utilizando-se os mesmos multímetros da plataforma GPIB, para a qual os sensores foram caracterizados.

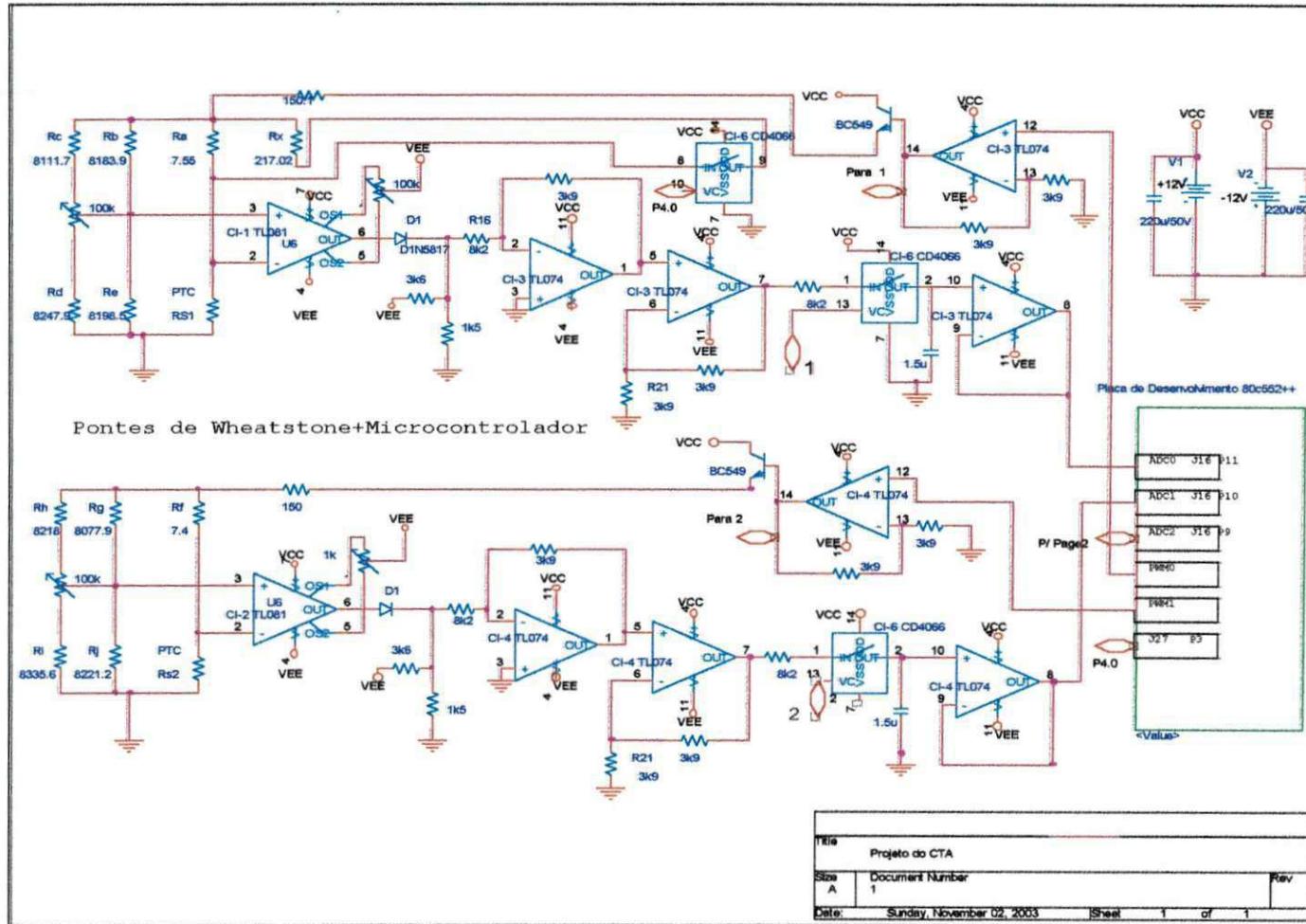


Figura 19-Diagrama esquemático do CTA - Página 1/2



## 4.2 Sistema de Aquisição de Dados

Em se tratando dos anemômetros a fio quente comerciais, eles podem ser dos mais simples, contemplam basicamente o sensor e um visor "LCD", até os mais sofisticados, que podem contemplar diversos tipos de sensores, os quais se adequam a cada tipo de fluido a ser medido e um sistema de aquisição de dados que oferecem ao usuário uma série de recursos operacionais, dentre outros: Escolha através do software do tipo de sensor, medição de até três velocidades simultâneas, estatísticas da velocidade medida e calibração utilizando o software de aquisição.

Do ponto de vista do sistema de aquisição de dados, a interatividade que a maioria dos fabricantes disponibiliza para o usuário é majoritariamente operacional. No sentido de se projetar uma estrutura de medição que ofereça ao usuário uma interface humano-máquina (IHM), bem como que ofereça interatividade com o instrumento de medição, tendo-se em vista sua utilização direcionada para pesquisas, optou-se por um sistema de aquisição não apenas voltado para o âmbito operacional. Desta forma, desenvolveu-se um sistema de aquisição que se possa interagir com parâmetros do projeto do anemômetro. O diagrama da Figura 21 representa o CTA com o referido sistema de aquisição.

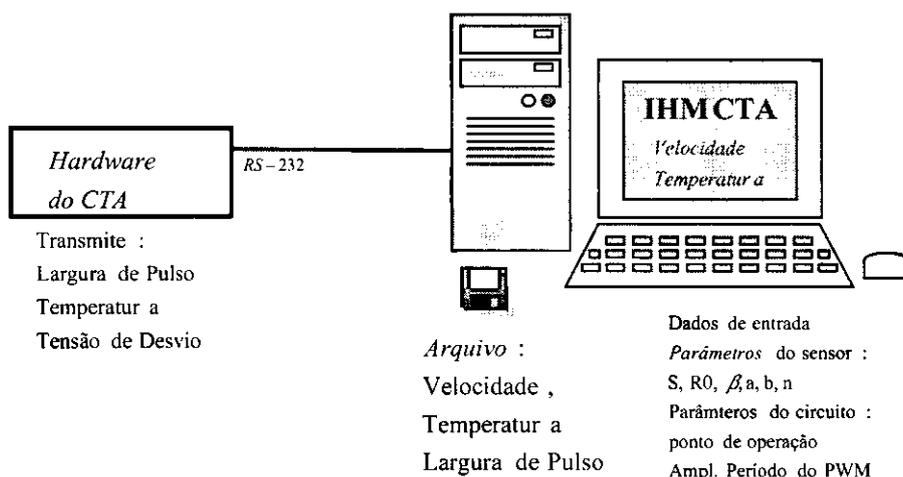


Figura 21-Sistema de aquisição do CTA

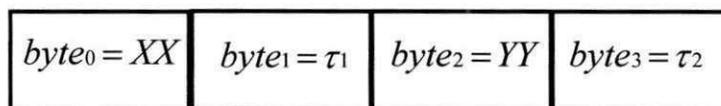
A premissa básica para se interagir com sistema de aquisição é o conhecimento dos dados do sensor e do ponto de operação do circuito, tais como: amplitude e frequência do sinal PWM.

O envio e o recebimento dos dados devem ser tais que o Hardware do CTA envie os bytes de informação para o sistema de aquisição de dados instalado no microcomputador (PC), para tanto, pode-se utilizar a interface serial RS-232. O sistema de aquisição recebe os dados, processa-os, disponibilizando-os para o usuário no monitor do PC e armazenando-os em arquivo. Os parâmetros a serem armazenados e processados dependerão da complexidade do sistema, quais sejam: Larguras de pulso, velocidade, temperatura do fluido e tensão de desvio do amplificador operacional.

#### 4.2.1 Protocolo de Comunicação

Em geral, a informação referente à largura de pulso do sinal PWM não é a única que se deseja enviar para o sistema de aquisição de dados. A variedade de informações depende da complexidade do CTA, quais sejam: Temperatura, tensão de desvio, segunda largura de pulso. Nestes casos, é necessário estabelecer um protocolo de comunicação entre o microcontrolador e o programa de aquisição.

Uma opção simples para implementação do protocolo baseia-se no seguinte princípio: Para cada tipo de informação, larguras de pulso, temperatura, tensão de desvio, envia-se um byte de identificação, de modo que no lado da recepção - PC, o programa de aquisição de dados associa o byte conhecido (cabeçalho) à informação que está sendo transmitida posteriormente. A Figura 22 ilustra o protocolo descrito anteriormente.



**Figura 22- Protocolo de comunicação entre Microcontrolador e Sistema de aquisição de dados**

#### 4.2.2 Algoritmos

O programa de aquisição deve se adequar a cada tipo de CTA que esteja sendo implementado, desenvolvendo-se um programa para o microcontrolador e para o software de aquisição para cada estrutura. As Figuras 23, 24 e 25 representam os algoritmos para os CTA's com dois sensores PTC's (duas pontes), um sensor PTC com sensor de temperatura e para o CTA que utiliza sensor único com ponto de operação comutado.

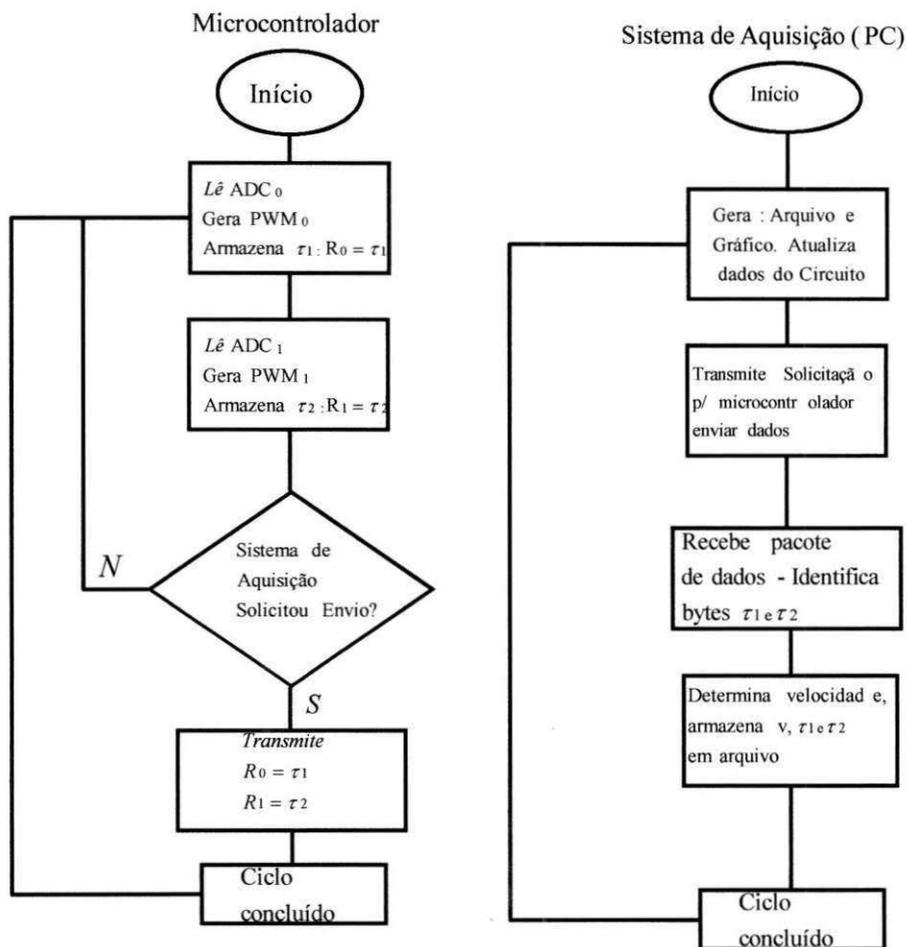


Figura 23- Algoritmo do sistema de aquisição e microcontrolador para o CTA com dois sensores

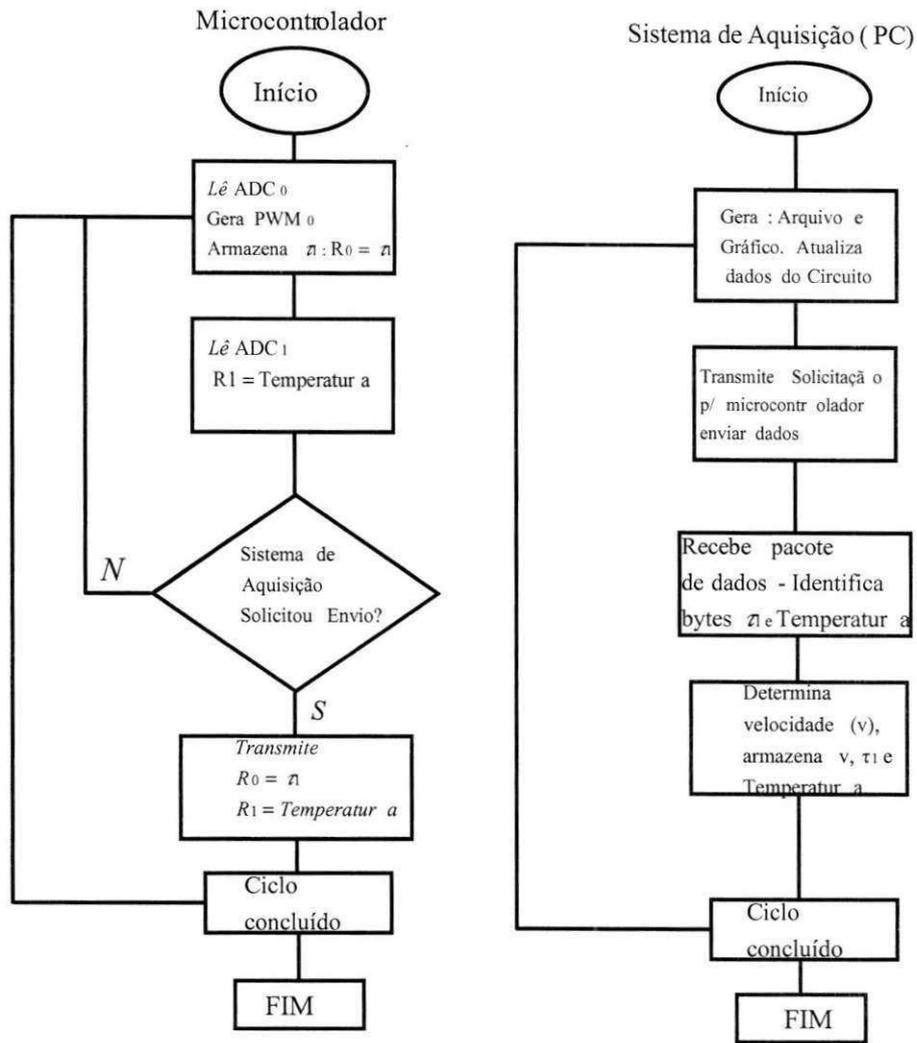
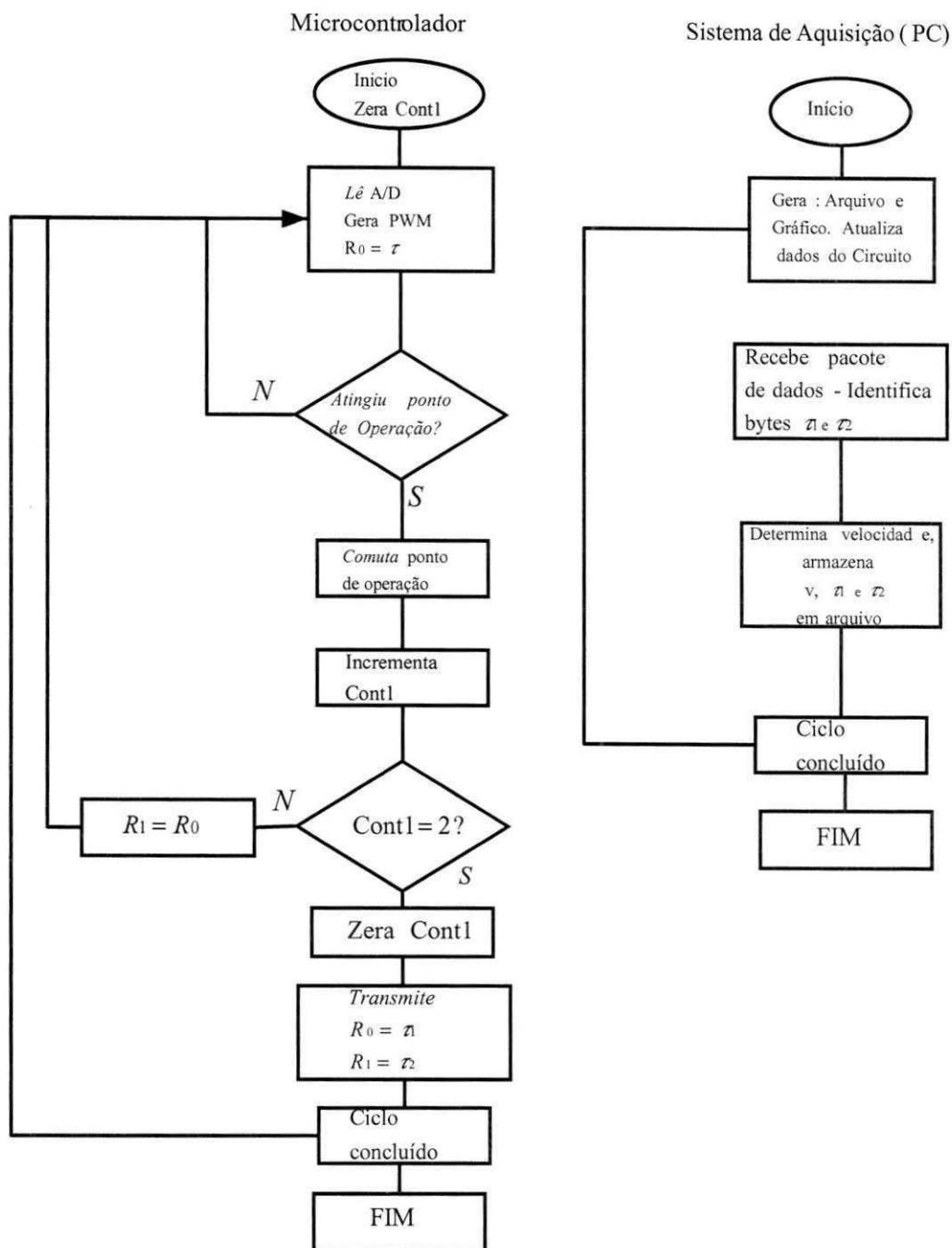


Figura 24- Algoritmo do sistema de aquisição e microcontrolador para o CTA com sensor PTC e termistor



**Figura 25- Algoritmo do Sistema de aquisição para o CTA com sensor único**

Tendo em vista a implementação dos algoritmos apresentados anteriormente, utilizou-se o microcontrolador 80C552 da Intel, sendo os programas desenvolvidos em linguagem “assembler”. Em se tratando do sistema de aquisição, utilizou-se linguagem Delphi. Os programas estão apresentados nos apêndices b e c.

### 4.2.3 Interface Humano Máquina

As Figuras 26, 27 e 28 representam a IHM referente às três estruturas propostas, quais sejam: CTA com circuito de compensação com dois sensores PTC, CTA com sensor PTC e sensor de temperatura e CTA com sensor PTC com ponto de operação comutado.

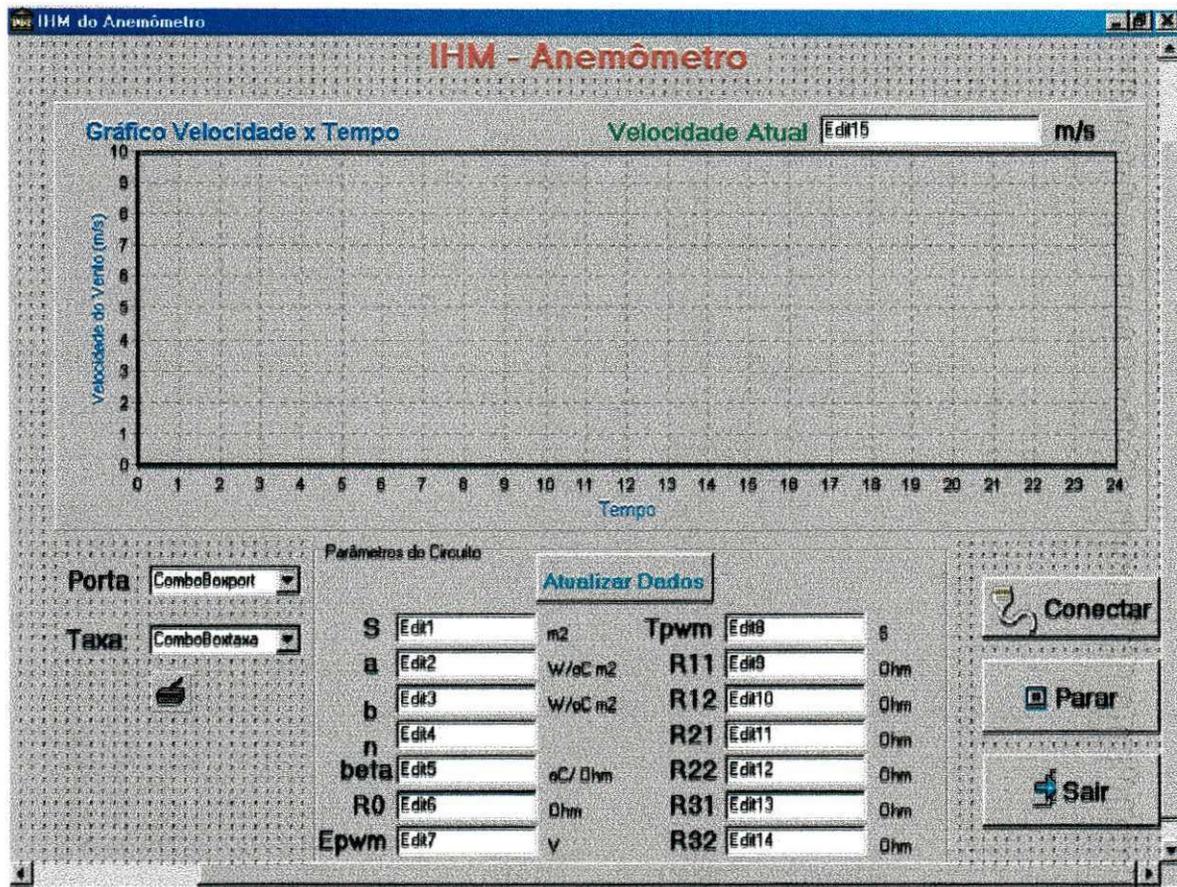


Figura 26-IHM do Sistema de aquisição e microcontrolador para o CTA com dois sensores

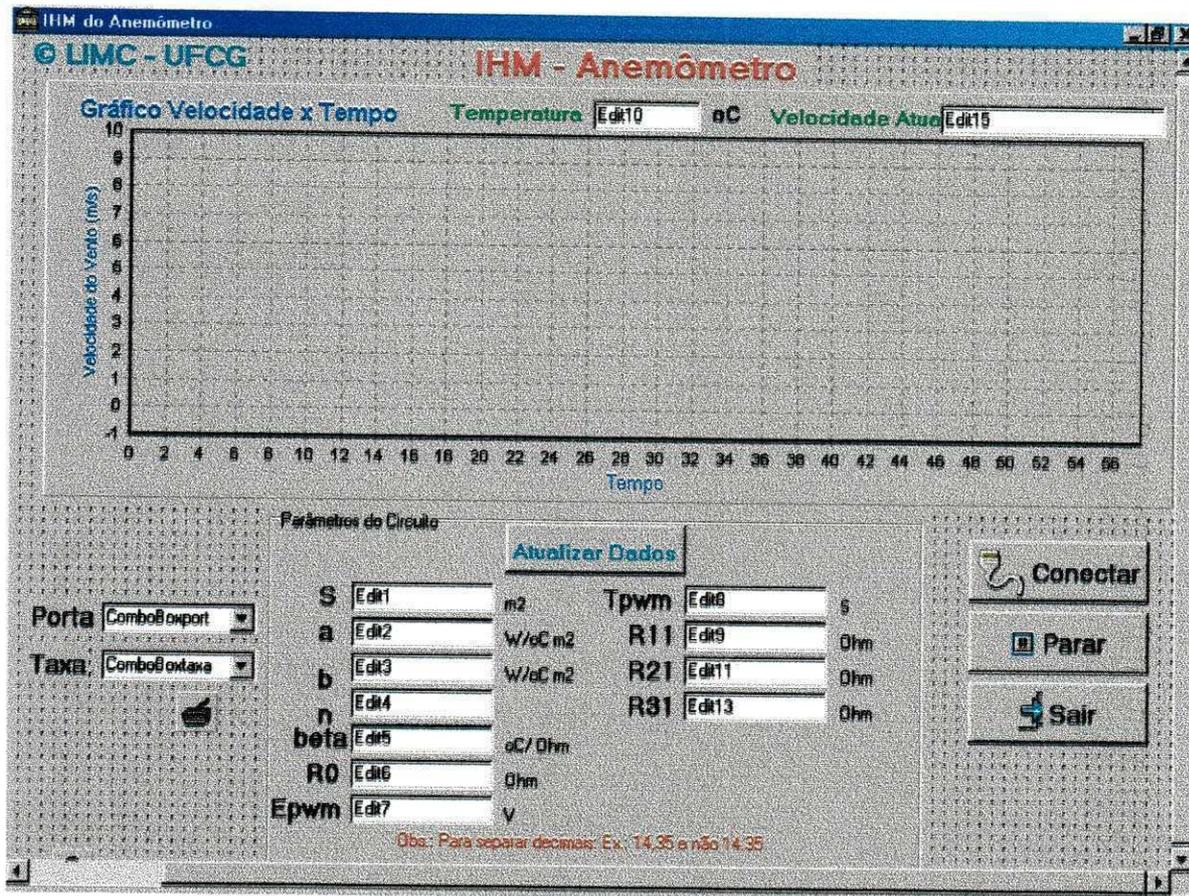


Figura 27-IHM do Sistema de aquisição e microcontrolador para o CTA com sensor PTC e termistor

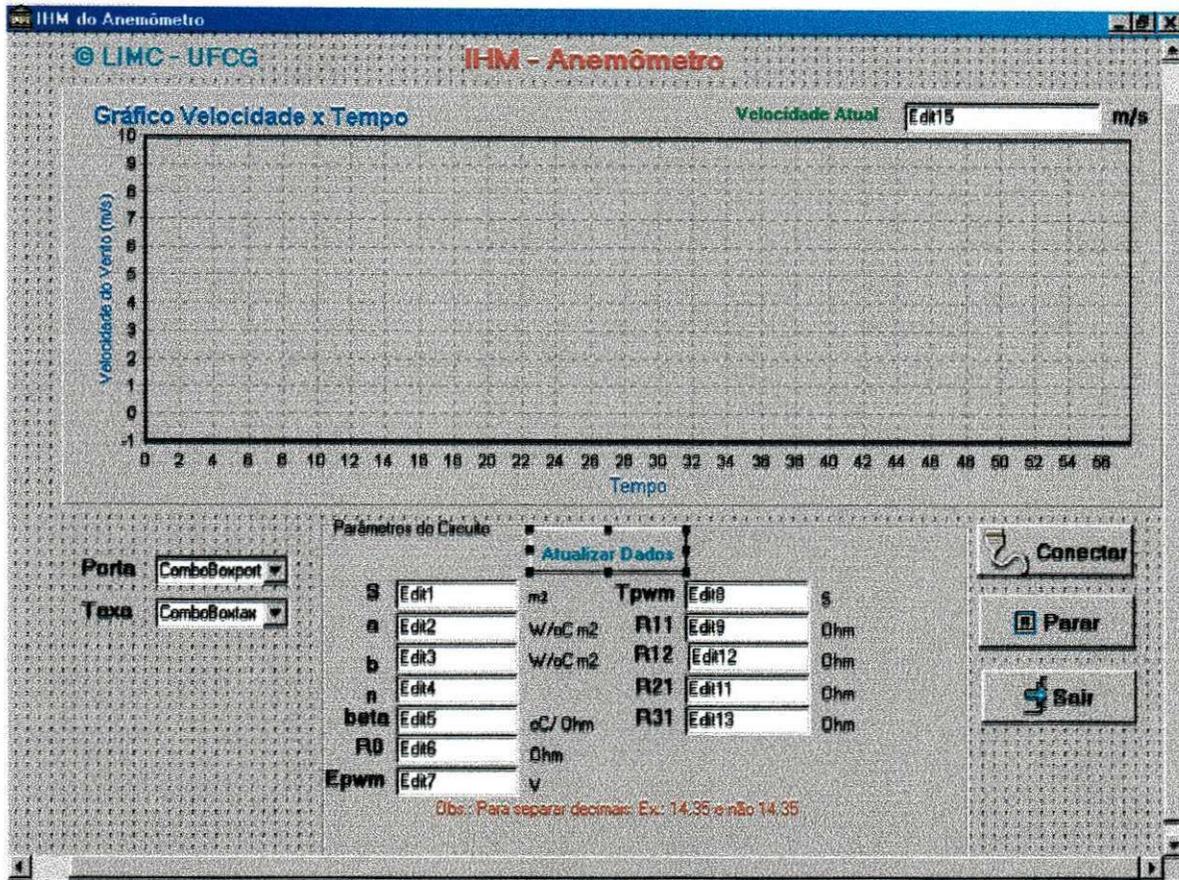


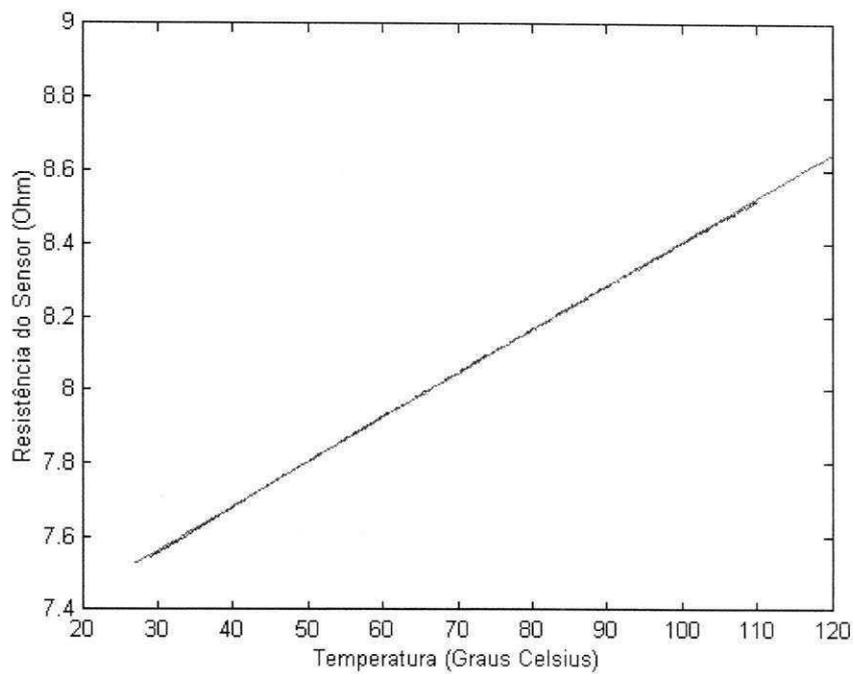
Figura 28-IHM do Sistema de aquisição para o CTA com sensor único

### 4.3 Caracterização do Sensor

Foram caracterizados 2 (dois) sensores PTC, sendo o fio utilizado composto de uma liga de platina. As especificações do fio serão apresentadas na tabela 1. Para caracterizar o sensor baseou-se nas considerações de projeto apresentadas no capítulo 3.

#### 4.3.1 Determinando $R_0$ e $\beta$

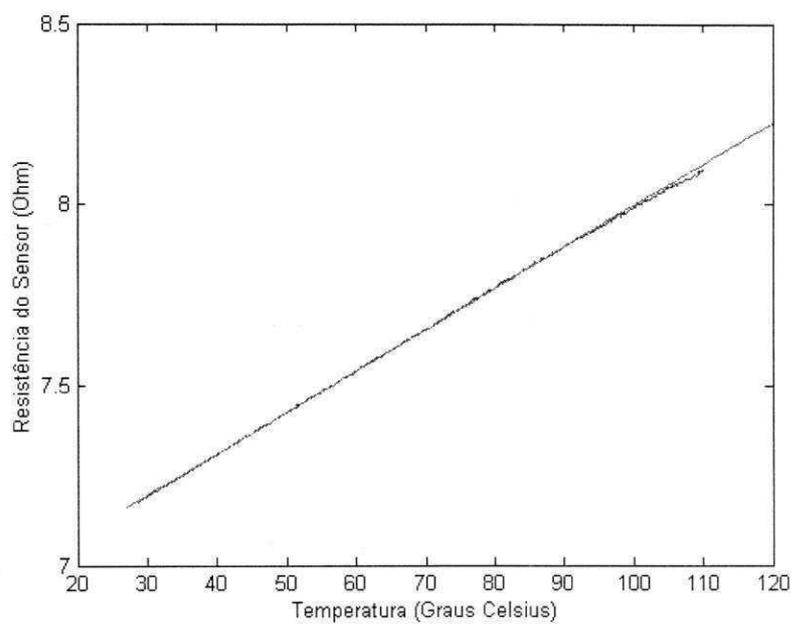
Submeteu-se o sensor à variação de temperatura em uma estufa, foram monitoradas e armazenadas as informações de sua resistência e da temperatura. Para tanto utilizou-se multímetros GPIB e um programa de aquisição desenvolvido por Ferreira (2002) - Projeto de Pesquisa. Desta forma, a partir dos dados armazenados, gerou-se o gráfico da resistência elétrica do sensor,  $R_s$  em função de sua temperatura,  $T_s$  para os sensores  $S_1$  e  $S_2$ , Figuras 29 e 30 respectivamente. Tais gráficos foram gerados em ambiente MATLAB.



**Figura 29-Curva  $R_s$  versus  $T_s$  para o sensor 1**

$\beta = 0.00167$ , Desvio Padrão -  $\sigma^2 = 0.0008$

$R_0 = 7.201\Omega$ , Desvio Padrão -  $\sigma^2 = 0.05$



**Figura 30-Curva  $R_s$  versus  $T_s$  para o sensor 2**

$\beta = 0.00166$ , Desvio Padrão -  $\sigma^2 = 0.001$

$R_0 = 6.852\Omega$ , Desvio Padrão -  $\sigma^2 = 0.055$

### 4.3.2 Área do Sensor, S:

Para se determinar a área S, utilizou-se o procedimento visto na seção 3.1:

*Dados:*

Resistência do fio por unidade de comprimento na temperatura de 20 °C:

$$R=756 \Omega/\text{ft} = 2.48 \Omega/\text{mm}$$

Diâmetro da bitola do fio,  $D= 10\mu\text{m}$ .

***Para o sensor 1:***

Para  $T= 20^{\circ}\text{C}$ , utilizando-se a Equação 2.4, determina-se a resistência do sensor,  $R_{S_1}$ .

$$R_{S_1}= 7,441 \Omega$$

Dividindo-se  $R_{S_1}$  por R obtém-se o comprimento do sensor 1,  $L_1$ .

$$L_1= 3\text{mm}$$

A área do sensor  $S_1$ , pode ser expressa como sendo a área da superfície de um cilindro, assim  $S_1= 2\pi DL_1/2$ .

$$S_1= 94,2 \times 10^{-9} \text{m}^2$$

***Para o sensor 2:***

Para  $T= 20^{\circ}\text{C}$  utilizando-se a Equação 2.4, determina-se a resistência do sensor  $R_{S_2}$ .

$$R_{S_2}= 7,079 \Omega$$

Dividindo-se  $R_{S_2}$  por R obtém-se o comprimento do sensor 2,  $L_2$ .

$$L_2= 2,85\text{mm}$$

A área do sensor  $S_2$  pode ser expressa como sendo a área da superfície de um cilindro, assim  $S_2= 2\pi DL_2/2$ .

$$S_2= 89,6 \times 10^{-9} \text{m}^2$$

### 4.3.3 Determinando a, b e n Utilizando a Própria Estrutura de Medição

Tendo em vista a caracterização dos parâmetros a, b e n, que, de acordo com a lei de King, são constantes que definem a função coeficiente de transferência de calor,  $h$ , pode-se fazer sua caracterização seja utilizando-se o circuito apresentado na Figura 8 ou utilizando a própria estrutura de medição. De acordo com o que se descreveu na seção 3.1, ao submeter os sensores às velocidades de 0 m/s, 1 m/s e um outro valor de velocidade, os referidos parâmetros podem ser determinados.

Uma dificuldade para este ensaio ocorreu em razão da falta de um instrumento calibrador de anemômetros, cuja função é ajustar as velocidades desejadas com exatidão, de modo que se garanta o valor absoluto da velocidade a qual o sensor é submetido em cada ensaio.

Sabendo-se da importância da calibração do instrumento e tendo em vista o teste que valida a funcionalidade do instrumento de medição que está sendo projetado, utilizou-se como instrumento de referência para calibração um anemômetro comercial do tipo palheta (fabricante Instrutherm - modelo TAVR – 650), embora se soubesse que esta não é a forma adequada para calibrar o anemômetro, pois o anemômetro de palheta é um medidor de velocidades médias, enquanto o anemômetro a fio aquecido é sensível também à velocidade pontual.

Para determinar estes parâmetros foi montado um experimento, cujo diagrama apresenta-se na Figura 31. Desta forma, submetendo o sensor a velocidade de 0 m/s, 1 m/s e um outro valor “v” de velocidade, determina-se o “a, b e n” respectivamente, utilizando a Equação 3.12. Foram realizados três ensaios para determinação de cada parâmetro.

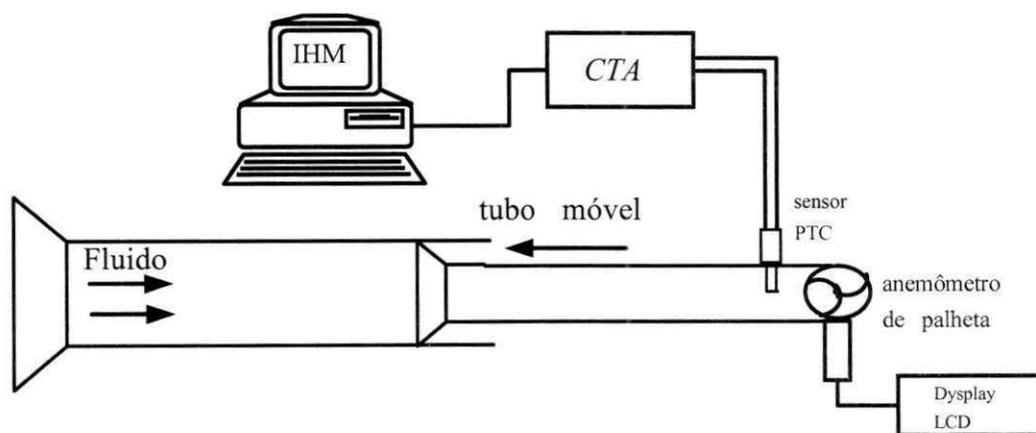


Figura 31-Ensaio para determinação de a,b e n

Conseguiu a velocidade desejada, ajustando-se a posição do tubo móvel.

Para o caso em que a velocidade for nula 0 (zero), manipulando-se a Equação 3.12 obtém-se:

$$a = \left( \frac{E_{pwm}^2 \frac{\tau}{T} R_s}{S(T_s - T_a)(R_1 + R_s)^2} \right)$$

dados obtidos:

$$\frac{\tau}{T} = 0,38$$

$$R_1 = 7,55\Omega$$

$$R_s = 8,02\Omega$$

$$T_s = 68,8^\circ C$$

$$E_{pwm} = 0,9V$$

$$T_a = 28,8^\circ C$$

O valor de  $R_s$  foi determinado matematicamente a partir dos valores dos resistores que definem o ponto de operação do circuito.

Para a velocidade de 1 (um) m/s, manipulando-se a Equação 3.12

obtém-se:

$$b = \left( \frac{E_{pwm}^2 \frac{\tau}{T} R_s}{S(T_s - T_a)(R_1 + R_s)^2} - a \right)$$

dados obtidos:

$$\frac{\tau}{T} = 0,486$$

$$R_1 = 7,55\Omega$$

$$R_s = 8,02\Omega$$

$$T_s = 68,8^\circ C$$

$$E_{pwm} = 0,9V$$

$$T_a = 28,8^\circ C$$

$$b = 962,3 \frac{W}{Cm^2}$$

Para a velocidade de 3 (três) m/s, manipulando-se a Equação 3.12 obtém-se:

$$\vartheta^n = \left( \frac{E_{pwm}^2 \frac{\tau}{T} R_s}{S(T_s - T_a)b(R_1 + R_s)^2} - \frac{a}{b} \right)$$

Valores medidos:

$$\frac{\tau}{T} = 0,58$$

$$R_1 = 7,55\Omega$$

$$R_s = 8,02\Omega$$

$$T_s = 68,8^\circ C$$

$$E_{pwm} = 0,9V$$

$$T_a = 28,8^\circ C$$

$$n = 0,55$$

Utilizou-se do mesmo procedimento para caracterizar o segundo sensor. A tabela 1 apresenta as informações obtidas na caracterização.

	Sensor 1	Sensor 2
R <sub>0</sub>	7,201 Ω	6,805 Ω
β	0,00167	0,00166
a	2580,58 $\frac{W}{^\circ C m^2}$	2599,47 $\frac{W}{^\circ C m^2}$
b	962,323 $\frac{W}{^\circ C m^2}$	812,09 $\frac{W}{^\circ C m^2}$
n	0,555	0,446
S	94,2 * 10 <sup>-9</sup> m <sup>2</sup>	86,63 * 10 <sup>-9</sup> m <sup>2</sup>
L	3,0 mm	2,85 mm

Tabela 1 – Parâmetros dos sensores caracterizados

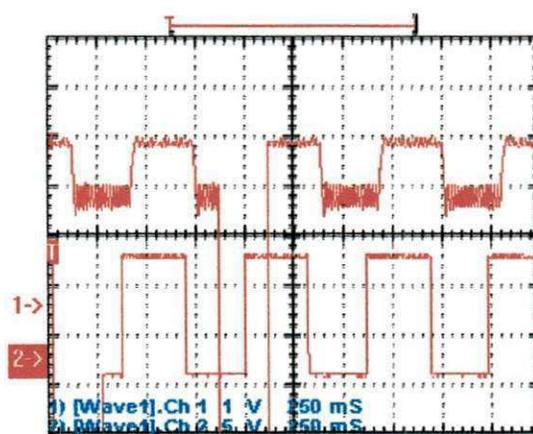
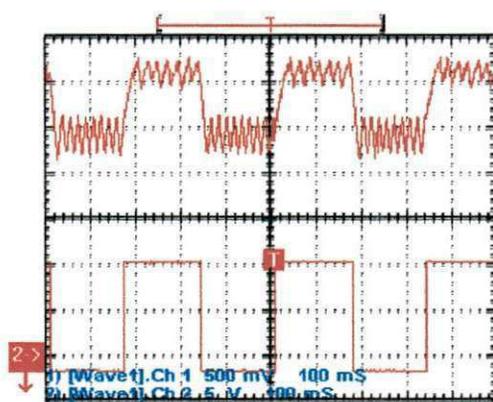
#### 4.4 Resposta Temporal do CTA

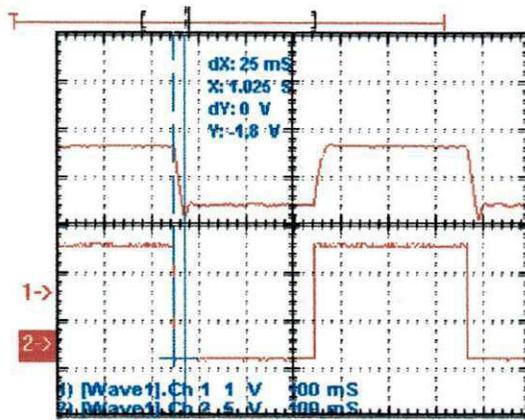
A resposta temporal de um instrumento de medição, em se tratando dos anemômetros, é um parâmetro por demais importante, pois quanto menor sua resposta temporal, maior será a capacidade de se medir fluidos variantes no tempo.

Sabendo-se que alguns parâmetros do CTA - Tensão de desvio e frequência do sinal PWM, dentre outras - influenciam sua resposta temporal, utilizou-se o método do degrau de potência elétrica para determinar a resposta temporal do circuito em função da tensão de desvio e da frequência do PWM.

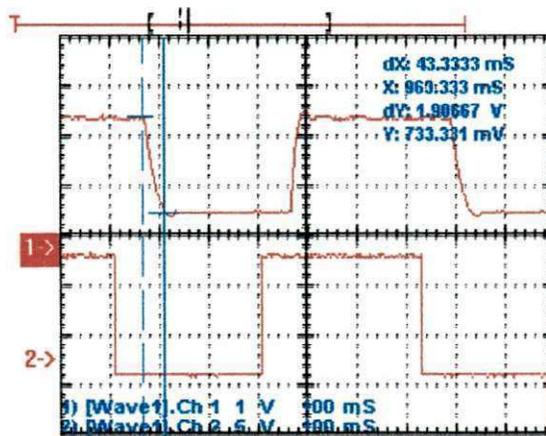
##### 4.4.1 Tensão de Desvio

As Figuras 32 (a), 32 (b), 32 (c), 32 (d) e 32 (e) representam a resposta temporal do CTA em função das tensões de desvio “0mV, 1mV, 2mV, 5mV e 10mV” respectivamente.

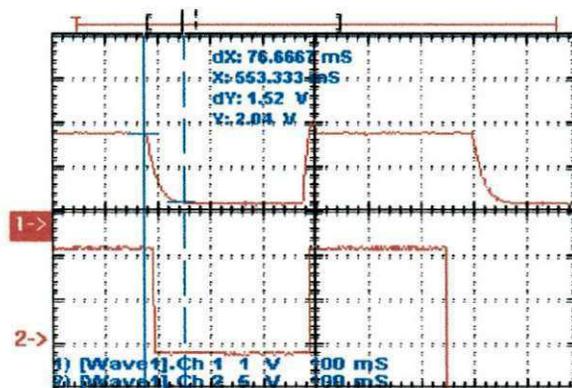




32(c)



32(d)



32(e)

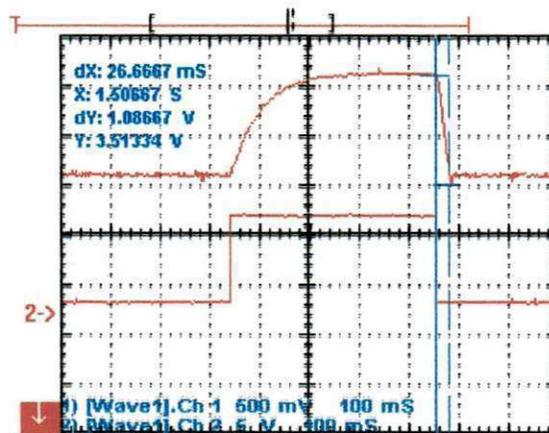
**Figura 32-Resposta temporal do CTA em função da tensão de desvio**

Verifica-se que os resultados estão coerentes com o que foi visto na literatura e nas simulações, quanto menor a tensão de desvio, menor é a resposta temporal, porém, neste

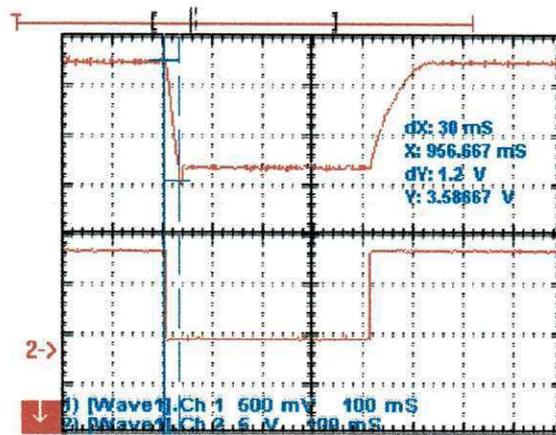
caso o sistema apresenta oscilações. Desta forma, é necessário o compromisso entre a estabilidade e o tempo de resposta, de modo que, para o projeto, utilizou-se um valor de tensão de desvio em torno de 5 (cinco) mV.

Um outro fato verificado se deve à variação do ponto de operação em função da tensão de desvio. Sabendo-se que o ponto de operação influencia a resposta temporal, questionou-se se a resposta temporal tem seu valor modificado em função da tensão de desvio ou em função da variação do ponto de operação.

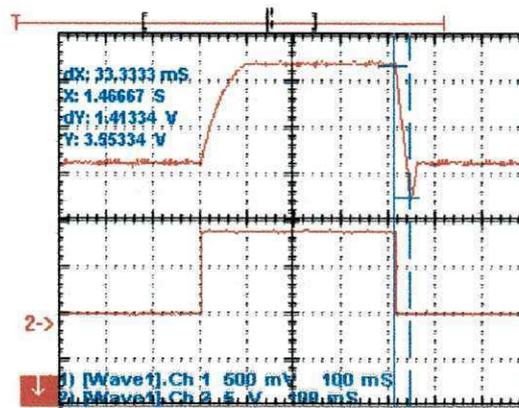
Outro experimento foi realizado, de forma que para cada valor de tensão de desvio ajustou-se o ponto de operação, mantendo-o constante. As Figura 33 (a), 33 (b) e 33 (c) representam a resposta temporal do CTA para os valores de tensão de desvio de “3 mV, 5 mV e 7,5 mV”. Verifica-se que mesmo mantendo-se o ponto de operação, a resposta temporal tem seu valor modificado, embora de forma menos intensa quando comparada com a variação apresentada na Figura 32. Tais resultados podem abrir espaço para uma análise investigativa, tendo em vista a análise da resposta temporal em função da tensão de desvio e do ponto de operação do CTA.



33(a)



33(b)

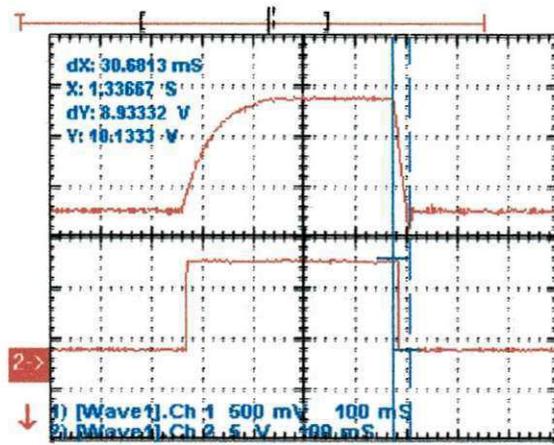


33(c)

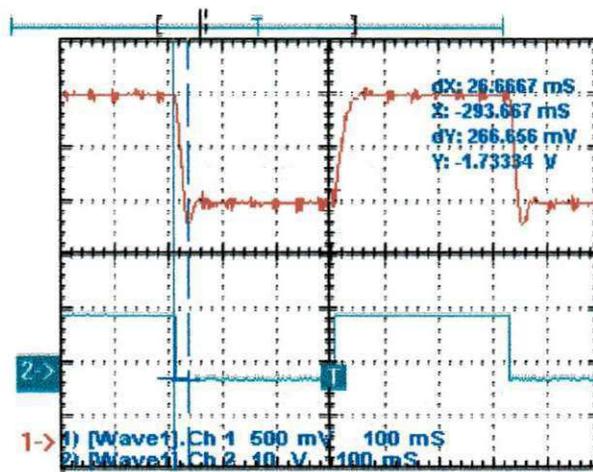
Figura 33-Resposta temporal do TCA em função da tensão de desvio e mesmo ponto de operação

#### 4.4.2 Freqüência do PWM

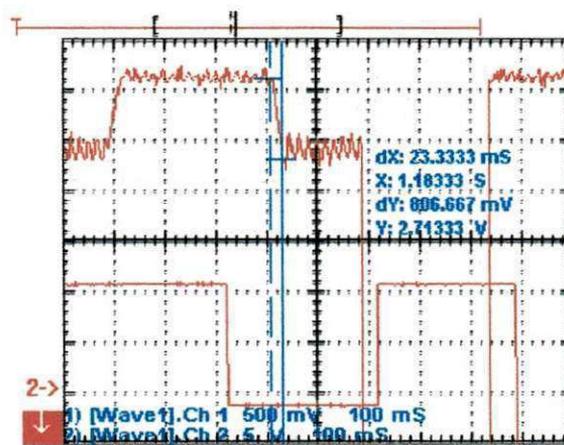
No sentido de determinar a freqüência do sinal PWM, analisou-se sua influência na resposta temporal. Os gráficos da Figura 34 representam a resposta do CTA para diversos valores de freqüência do PWM.



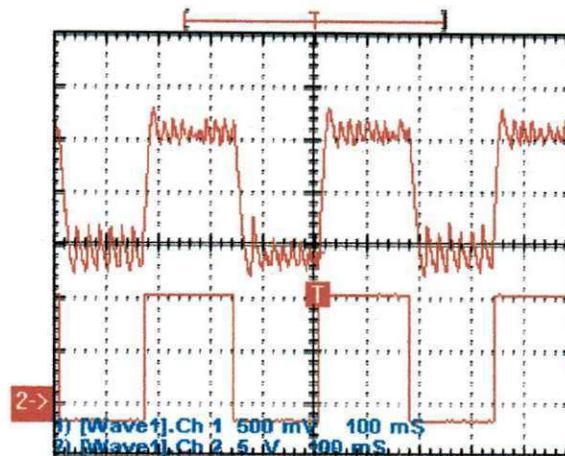
34(a)



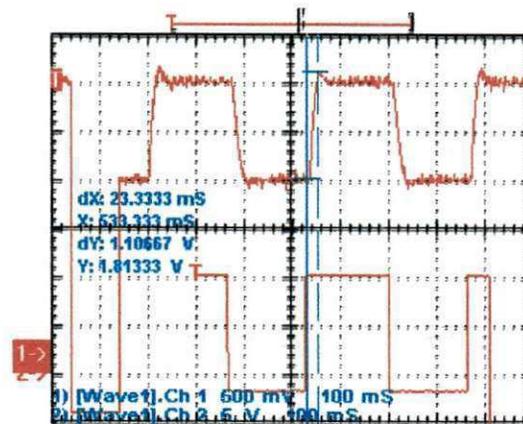
34(b)



34(c)



34(d)



34(e)

**Figura 34-Resposta temporal para as freqüências do PWM de 986Hz, 2kHz, 5kHz e 10kHz**

As Figuras 34 (a), 34 (b), 34 (c) e 34 (d) representam a resposta temporal para as freqüências do PWM: 986 Hz, 2k Hz, 5k Hz e 10k Hz. Observa-se que a resposta temporal diminui com o aumento da freqüência do sinal PWM.

Quando da mudança da freqüência do sinal PWM, a tensão de desvio teve seu valor modificado, logo, para cada freqüência, foi necessário ajustar a tensão de desvio. Analisando-se o gráfico da Figura 34 (d) observam-se oscilações, de modo que ajustando-se a tensão de desvio, tais oscilações podem ser atenuadas, a fim de que se obtenha maior estabilidade do sistema. A Figura 34 (e) representa a resposta temporal para freqüência de 10k Hz após o referido ajuste.

No projeto, como os circuitos foram montados em matriz de contatos, optou-se pela utilização da menor freqüência, no caso, 986 Hz. O ajuste da freqüência do sinal PWM é realizado no programa do microcontrolador, Apêndice B.

## 4.5 Testes de Funcionalidade

No sentido de verificar a funcionalidade do projeto quando configurado para cada estrutura de medição, seja a que utiliza dois sensores PTC's, um sensor PTC e um sensor de temperatura ou sensor PTC único, alguns testes foram realizados.

### 4.5.1 Sensor PTC + Termistor

Foram realizados ajustes de ponto de polarização e testes de calibração, utilizando-se como instrumento calibrador um anemômetro comercial de palheta, embora esta não seja a forma adequada para calibrar o instrumento. No entanto, este foi o método encontrado para legitimar a funcionalidade e aferição do instrumento.

Ajustou-se o ponto de operação de modo a se obter estabilidade e sensibilidade da largura de pulso do sinal PWM. Para tanto, foram obtidas as seguintes informações referentes ao ponto de operação:

$$V_{os} = 5 \text{ mV}$$

$$\tau/T = 0,38$$

$$T_s = 68,8 \text{ } ^\circ\text{C}$$

### 4.5.2 Dois Sensores PTC's

Em se tratando da estrutura que utiliza dois sensores PTC's, sua funcionalidade foi verificada e aprovada. Para tanto, utilizaram-se dois sensores, ajustaram-se as duas pontes de modo que as larguras de pulso de regime fossem distintas, polarizando o sensor em pontos de operação distintos, ajustando a estabilidade e a sensibilidade do circuito.

Observou-se que o circuito envia para o microcomputador as informações das larguras de pulsos, referentes aos dois sensores operando em pontos de operação distintos. No entanto, não se realizou aferição devido à dificuldade em confeccionar-se dois sensores idênticos ou pelo menos quase idênticos. De modo que, neste caso, fosse possível aferir o instrumento utilizando-se o fator de correção entre os sensores.

### 4.5.3 Sensor Único

Com relação à estrutura que utiliza sensor único, ajustaram-se os pontos de operação do circuito, de modo a se obter as larguras de regime,  $\tau_1$  e  $\tau_2$ .

Mediu-se o tempo que o circuito leva para modificar o seu ponto de operação de  $\tau_1$  para  $\tau_2$  e vice-versa. Para tanto, utilizou-se uma onda quadrada para comutar o ponto de operação do sensor, monitorou-se o sinal na entrada do conversor A/D, medindo-se o tempo em que o CTA muda seu ponto de operação. Os valores medidos durante a realização deste experimento apresentam-se abaixo:

$$\tau_1 / T = 0,29 > R_1 = (7,55 \Omega) // (220 \Omega \text{ em série com Ron chave } 4066)$$

$$\tau_2 / T = 0,34 > R_1 = 7,55 \Omega$$

Maior tempo de resposta, quando da mudança do ponto de operação: de  $\tau_1$  para  $\tau_2$  ou de  $\tau_2$  para  $\tau_1 = 60$  ms.

No sentido de testar a configuração com o sistema de aquisição de dados, implementou-se no programa do microcontrolador, um atraso de 60 ms para realizar a temporização da comutação do ponto de operação. Verificou-se que o circuito funciona adequadamente, ou seja, este envia para o sistema de aquisição informações de duas larguras de pulso do sinal PWM, referentes a dois pontos de operação do sensor. No entanto, o método baseado no atraso não é o mais indicado, já que altera o tempo que o circuito leva para modificar seu ponto de operação, desta forma o circuito envia valores próximos à  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , mas não exatamente iguais.

#### *Resultados:*

$\tau_1 / T$  enviado para o sistema de aquisição de dados =  $0,30 > R_1 = 7,55 \Omega // 220 \Omega +$   
Ron chave

$$\tau_2 / T \text{ enviado para o sistema de aquisição de dados} = 0,33 > R_1 = 7,55 \Omega$$

Uma sugestão para solucionar este problema seria utilizar rotinas de interrupção. O programa encontra-se em desenvolvimento.

#### 4.6 Aferição com um Anemômetro De Palheta

No sentido de aferir o anemômetro projetado, optou-se por comparar os resultados de medição do CTA com o anemômetro de palheta, mesmo porque este serviu de referência para determinação dos parâmetros  $a$ ,  $b$  e  $n$  do sensor, além de ser a única opção disponível para se fazer a aferição.

A estrutura escolhida para fazer a aferição foi a que utiliza um sensor PTC e o sensor de Temperatura. Os dados do sensor (sensor 1) e dos parâmetros do PWM apresentam-se na seção 4.1.3.

##### 4.6.1 Comparação com Anemômetro Comercial

Tendo em vista fazer a aferição do instrumento, foram realizadas comparações entre os valores medidos do anemômetro a fio quente com o anemômetro comercial Tipo Palheta, utilizou-se um túnel de vento. A estrutura para aferição apresenta-se na Figura 31, sendo a velocidade máxima obtida de 5 (cinco) m/s. Os resultados foram coerentes (tabela 2), ou seja, a velocidade média do CTA foi praticamente a mesma do anemômetro de palheta.

Anem . palheta	Anem. Fio quente
1 m/s	0,96 m/s
2,5 m/s	2,43 m/s
4 m/s	3,9 m/s
5 m/s	5,15m/s

Tabela 2 - Com,paração entre medições do anemômetro de palheta com o do tipo a fio quente

##### 4.6.2 Faixa De Medição

Para se obter a faixa de medição do anemômetro utiliza-se a Equação 3.12. A máxima velocidade que o instrumento é capaz de medir ocorre quando o ciclo de trabalho do sinal PWM é igual a 1 (um). Assim, igualando-se a largura de pulso a 1 (um), na Equação 3.12 obtém-se a máxima velocidade de medição. Plotou-se o gráfico “ $\tau$ ” versus velocidade, utilizando-se a Equação 3.12, o gráfico é apresentado na Figura 35.

$$\vartheta = \left( \left( \frac{E_{pwm}^2 R_s}{Sb(T_s - T_a)(R_1 + R_s)^2} \right) - \frac{a}{b} \right)^{1/n}$$

$$\vartheta = \left( \left( \frac{0,9^2 * 8,02}{94,2 * 10^{-9} * 962,3 (68,8 - 29)(7,55 + 8,02)^2} \right) - \frac{2508,5}{962,3} \right)^{1/0,5}$$

$$\vartheta = 15 \text{ m/s}$$

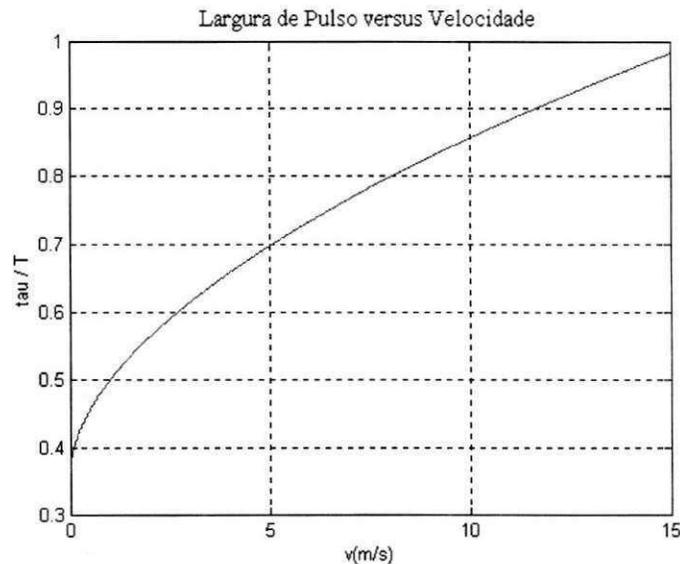


Figura 35-Gráfico da largura de pulso versus velocidade

### 4.6.3 Resolução

Com relação à resolução, sabe-se que o ciclo de trabalho do sinal PWM de regime, para velocidade nula (zero), foi de 0,38. O conversor A/D utilizado é de 8 (oito) bits, conseqüentemente 256 níveis de quantização, desta forma, como não se utilizou toda a faixa do conversor A/D, é necessário determinar a quantidade de níveis de quantização efetiva. Utilizando-se regra de três, estima-se que se esteja utilizando aproximadamente 158 níveis de quantização. Dividindo-se a faixa de velocidade, 15 m/s, pela quantidade de níveis, 158, obtém-se a resolução de aproximadamente 0,01 m/s.

## 5 Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

---

Neste trabalho realizaram-se as considerações de projeto de um anemômetro a fio quente, baseado em estrutura realimentada com excitação PWM. Dentre os diversos pontos abordados, realizaram-se as considerações baseadas em itens, quais sejam: caracterização do sensor, anemômetro a temperatura constante com excitação PWM, circuito de compensação da temperatura do fluido. Além das considerações de projeto, foi desenvolvido um sistema de aquisição de dados pra o anemômetro. Desta forma, baseado na abordagem teórica apresentada nesta dissertação, é possível projetar os referidos sistemas de medição de velocidade de fluido.

De acordo com os resultados experimentais, observou-se a importância do ensaio que possibilita a determinação dos parâmetros do sensor, este é um dos fatores que definirão a exatidão do anemômetro.

Verificou-se experimentalmente a influência da tensão de desvio do amplificador operacional na resposta temporal e no ponto de operação do circuito. De modo que para minimizar os erros de medição e melhorar a estabilidade do sistema, seu ajuste torna-se fundamental, o que neste projeto foi realizado de forma manual. Uma solução, tendo em vista amenizar o erro devido à tensão de desvio, se dá através do sistema de aquisição. Para tanto, é necessário enviar a informação da tensão de desvio para o referido sistema.

Em se tratando da utilização do sinal PWM gerado pelo microcontrolador, que excita o sensor, foi realizada análise matemática nas equações para determinação da velocidade do fluido, além de sugerir-se uma metodologia para ajuste da faixa de medição, mostrou-se que através da amplitude do pulso do sinal PWM e do ponto de operação do sensor é possível modificar a faixa de medição do anemômetro. Ainda foi medida a resposta temporal dinâmica do instrumento em função da tensão de desvio do amplificador operacional e da frequência do sinal PWM.

Com relação aos circuitos de compensação da temperatura do fluido, foram realizadas as considerações para três tipos: O que se baseia na utilização de dois sensores PTC's, o que utiliza um sensor PTC e um termistor e o que utiliza sensor PTC com ponto de operação comutado.

Foram realizados os testes de funcionalidade nos três circuitos de compensação.

Ressalta-se que com relação à estrutura de compensação que se baseia em um sensor para determinação da temperatura e outro para determinação da velocidade, foram realizados todos os testes, inclusive comparações com anemômetro comercial.

Em se tratando do sistema de compensação que se baseia na comutação do ponto de operação de um sensor PTC, obtiveram-se resultados coerentes com a literatura existente, no entanto, para sua conclusão será necessário o software do microcontrolador que comuta o ponto de operação do sensor baseado em rotina de interrupção, salienta-se que conforme o que foi descrito no capítulo 4, desenvolveu-se um software para realizar a comutação, embora não seja o mais indicado, foi possível testar a funcionalidade desta estrutura de compensação da temperatura do fluido.

A Interface Humano-Máquina (IHM) desenvolvida no sistema de aquisição de dados fornece ao usuário interatividade com o sistema de medição, de modo que se possa calibrar o sensor utilizando-se o próprio sistema de medição, necessitando-se apenas de um calibrador de anemômetros, que conectado a um pressurizador disponibiliza a velocidade desejada.

O Sistema de aquisição disponibiliza os resultados de medição no modo gráfico, através da IHM, ou em arquivos “.dat”, de modo que possam ser utilizados através de outro software, tais como: Excel, Matlab, etc.

Sugere-se para os futuros trabalhos os seguintes itens:

- Análise investigativa da resposta temporal dinâmica em estruturas realimentadas baseadas em sensores termo-resistivos em função da tensão de desvio do amplificador operacional, ponto de operação do sensor e dos parâmetros do sinal PWM;
- Desenvolvimento de software para calibração automática de anemômetros a fio quente;
- Investigar a medição de fluidos com escoamento turbulento;
- Estudo da caracterização do tipo de sensor, tendo em vista sua aplicação em medições de fluidos líquidos, gasosos e fluidos com diferentes fluxos de massa.

## Referências Bibliográficas

---

- Cantu, 1996.** Dominando o Delphi 2.
- Deep, G. S., Freire, R. C. S, Lobo, P. C., Neto, J. S. R. and Lima, A. M. N. (1992),** Dynamic Response of Thermoresistive Sensors, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, V. 41, p. 815 – 819 dec, 1992.
- Deep, G. S., Neto, J. S. R., Lima A. M. N., Freire, R. C. S. and Lobo, P. C. (1996),** Thermoresistive Radiation Sensor Response Time Employing Electrical Heating, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, V. 45, p. 332 – 335, feb, 1996.
- Ferreira, R. P. C. (2002) a,** Anemômetro a Fio Quente com Compensação da Temperatura do Fluido com Sensor Único, Projeto e Pesquisa.
- Ferreira, R. P. C. (2002) b,** Compensação da Temperatura do Fluido em Anemômetro a Fio Quente, 2002. (Tese de Doutorado em Processamento da Informação).
- Ferreira, R.P.C., Neto, J. S. R., Deep G. S., Oliveira, A., Freire, R. C. S. (2001),** Hot-Wire Anemometer With Temperature Compensation Using Only One Sensor, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, V. 50, p. 954 - 958, aug, 2001.
- França, M. B. (1997),** Concepção de Circuitos Integrados para Tratamento de Sinais de Sensores de Radiação, Temperatura e Velocidade de Fluidos, Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, dezembro de 1997. (Pesquisa bibliográfica de Doutorado em Processamento da Informação).
- França, M. B. M., (1998)** França, Caracterização de Sensores Termo-Resistivos usando Degrau de Potência Elétrica, Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, 1998 (Dissertação de Mestrado em Processamento da Informação).
- Freire, R. C. S. and 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*, V. 48, p. 50 - 54, feb, 1999.
- Freire, R. C. S., Deep, G. S. , Oliveira, A., Lima, A. M. N., Neto, J. S. R., and Lobo,**

- P. C. (1998)**, Dynamic Response of a Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer, *Transactions of the ASME*, V. 120, p. 126 – 130, may, 1998
- Freire, R.C.S., Deep, G. S. and Oliveira, A. (1997)**, Effect of Operational Amplifier Parameters on the Performance of Feedback Structures with Thermoresistive Sensors, *IEEE instrumentation and measurement technology Conferece*, may, 1997.
- Jorgensen, F. E., (2002)**. How to Measure Turbulence with Hot-Wire Anemometers – A Practical Guide. Dantec Dynamics.
- Lima, A. M. N., Freire, R. C. S, Lobo, P. C., Neto, J. S. R. and Deep, G. S. (1995)**, An Anemometer With PWM excitation, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, V. xx, p. 893 - 897, sept, 1995.
- Lobo, P.C., (1966)**. The Determination of Velocity Patterns in Engine Cylinders by Means of the Hot-Wire Anemometer, Tese de Doutorado. King's College, London.
- National Semicondutor, 1978**. CMOS DATABOOK.
- Okamoto, K., Ohhashi, T., Asakura, M., Watanabe, K.,** A digital Anemometer, *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, V. 43, p.116 - 120, apr, 1994 .
- Oliveira, A. (1997)**, Sensores Termo-Resistivos em ConFigurações Realimentadas, Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, 1997. (Tese de Doutorado em Processamento da Informação).
- Oliveira, A., Freire, R. C. S, Deep, G. S. , Lima, A. M. N. (1998)**, A Feedback  $I^2$ -Controlled Constant Temperature Solar Radiation Meter, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, V. 47, p. 1163 – 1167, oct, 1998.
- Oliveira, A., Freire, R. C. S., Deep. G. S. (1997)**, Compensation of the Fluid Variation in a Hot-Wire Anemometer (1997).
- 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.
- Sedra, Smith, 1998**. Microelectronic Circuits.
- Silva, I.S.S, Freire, R. C. S., Sousa. F.R., Silva, J.F., Catunda, Y.C.,** Carchiteures of Anemometers Using the Electric Equivelence Principle, *IEEE Instrumentation and*

*measurement, Technology Conference, 21-23 may 2002, Anchorage AK, EUA .*

**Sousa, F. R. (2000)**, Implementação em CPLDs de estratégias de geração de largura de pulsos em sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo mantido a temperatura constante, Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, julho de 2000. (Dissertação de Mestrado em Processamento da Informação).

**Sousa, F. R. , Freire, R. C. S, Deep, G. S., Melcher, E.K. and Silva, L. S. S. (2002)**, Response Time Evaluation of Constant Temperature Circuits, *IEEE Instrumentation and measurement, Technology Conference, 21-23 may 2002, Anchorage AK, EUA.*

**Texas Instruments Incorporated, 1980.** The Linear Control Circuits Data Book.

**Tobey, Graeme, Huelsman, 1971.** Operational Amplifiers Design and Applications.

## Apêndice A ( Simulações )

---

Neste apêndice apresentam-se simulações realizadas, tendo em vista a familiarização com os circuitos utilizados no projeto do anemômetro a fio quente.

### **Influência da tensão de desvio na resposta temporal de Anemômetros a Fio Quente, com excitação contínua.**

Alguns estudos já foram realizados no sentido de avaliar a resposta temporal em função da influência de parâmetros do amplificador operacional, inclusive da tensão de desvio (Freire, 1997). Neste mesmo trabalho foi mostrado o erro introduzido no processo de medição para diversos valores da tensão de desvio. Constatou-se que a existência da tensão de desvio não garante que a temperatura do sensor permaneça constante, além de provocar uma instabilidade em torno do ponto de operação e introduzir erro no processo de medição (Freire *et al*, 1999).

### **Simulações do Anemômetro a Fio Quente, com excitação contínua.**

O objetivo desta simulação consiste em avaliar a influência da tensão de desvio na resposta temporal da estrutura da Figura A-1.

#### *Circuito:*

Foi simulado o circuito da Figura A-1 em ambiente "ORCAD", o modelo do sensor foi desenvolvido em ambiente PSPICE (Sousa, 2000), foram usados dois amplificadores operacionais (TL084), o primeiro como amplificador do sinal de desequilíbrio, o segundo para simular a variação da tensão de desvio, além de resistores e transistores para polarização do circuito.

#### *Simulação*

Aplicou-se um degrau de coeficiente de transferência de calor em  $t = 0.7s$ , e monitorou-se a resposta temporal do sinal da saída do amplificador operacional e temperatura do sensor para diversos valores da tensão de desvio, Vos.

#### **Dados:**

$$S=89.17e-9m^2$$

$$T_a=28.5^\circ C$$

$R_o = 6.8041 \Omega$

$\alpha = 0.00172^\circ C^{-1}$

$h_{pulse} = 2114.9$  to  $2814.9$  em  $t = 0.7s$

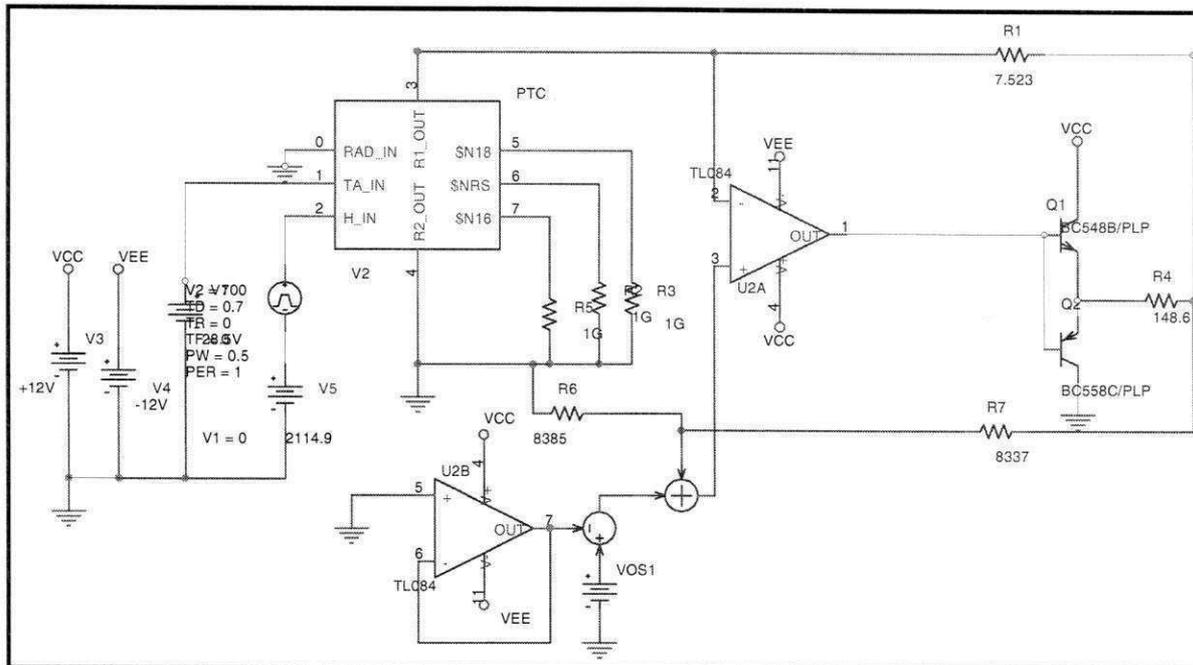


Figura A-1 - Diagrama do circuito Anemômetro com excitação contínua em ambiente ORCAD.

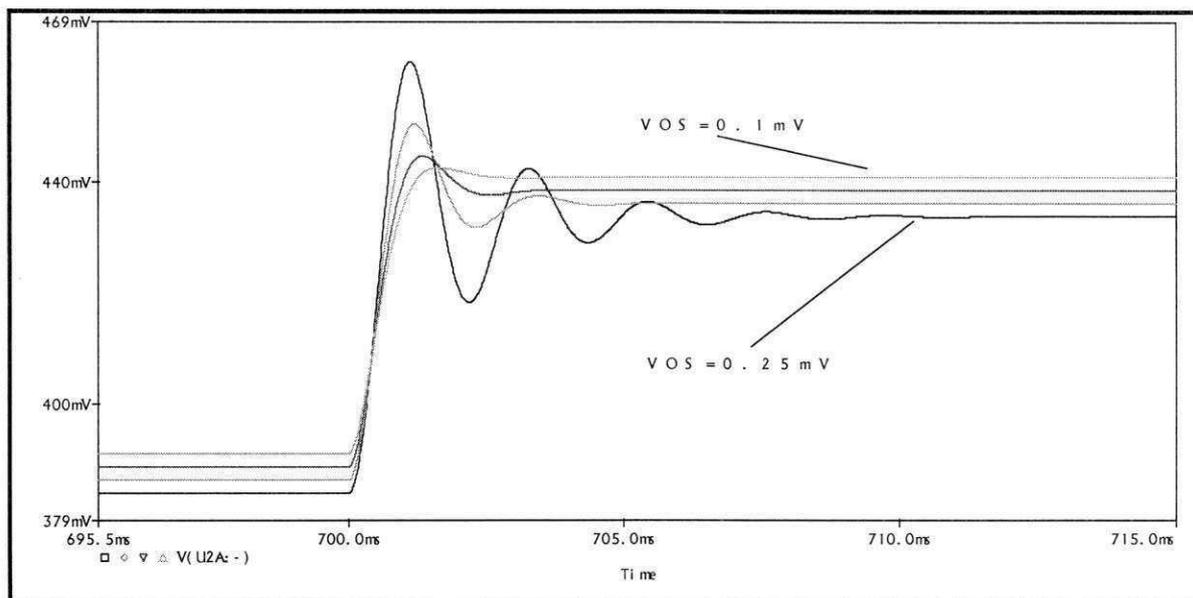
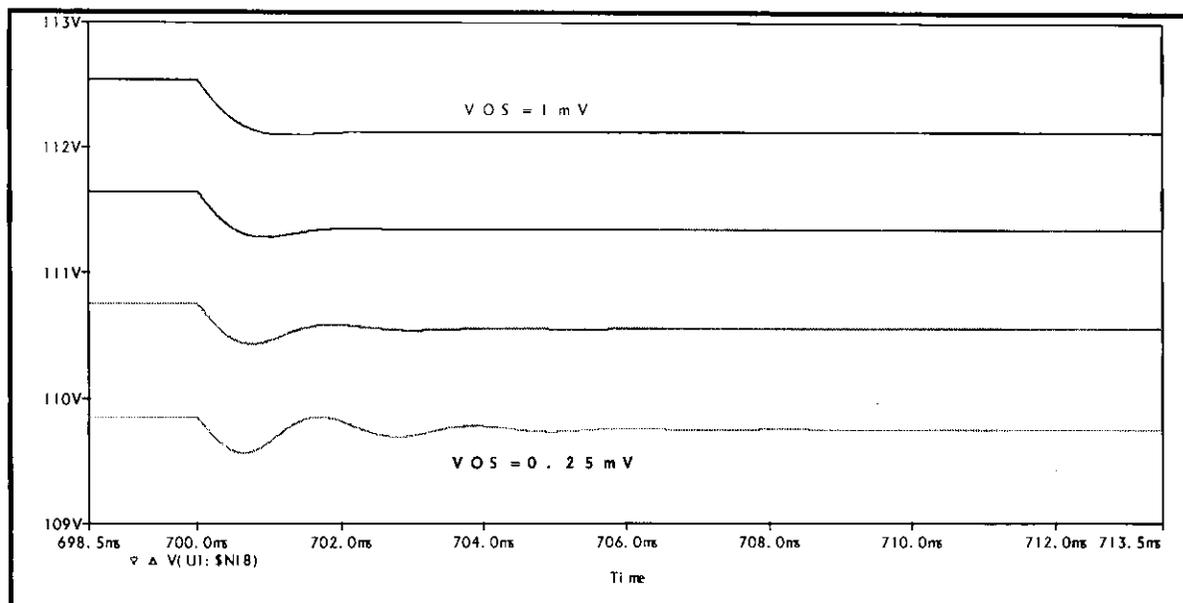


Figura A-2 - Resposta temporal do Anemômetro com excitação contínua para diversos valores da tensão de desvio (Vos)



**Figura A-3- Temperatura do tensor para os diversos valores da tensão de desvio(Vos)**

De acordo com os resultados obtidos através de simulações, foram feitas algumas constatações:

Verifica-se que a resposta dinâmica foi bem menor quando comparada à constante intrínseca do sensor termo-resistivo.

Analisando o gráfico que representa a resposta temporal do circuito, Figura A-2, verifica-se que o tempo de resposta aumenta à medida que a tensão de desvio é incrementada.

Avaliando-se os gráficos de resposta temporal da Figura A-2, juntamente com o gráfico da temperatura representado na Figura A-3, constata-se que a variação da tensão de desvio modifica o ponto de operação do circuito, introduzindo uma variação na tensão de saída do amplificador operacional, portanto, pode provocar erro no processo de medição.

### **Influência dos parâmetros do sinal PWM na resposta temporal do Anemômetro a fio Quente com excitação PWM.**

Tendo em vista a melhor caracterização da arquitetura em tempo discreto, é importante avaliar a influência dos parâmetros do modulador PWM na performance do circuito, assim como fazer a análise dos parâmetros não ideais do amplificador operacional.

Alguns estudos já foram realizados neste sentido, e, resultados já mostraram a

influência da frequência do PWM na resposta dinâmica do circuito (Sousa, 2002), neste mesmo trabalho foi implementada uma estrutura que simula o comportamento do modulador PWM, do ponto de vista da tensão eficaz.

### **Influência da amplitude do pulso do PWM, E, na resposta temporal Anemômetro a Fio Quente com excitação PWM.**

Foi simulada a estrutura mostrada na Figura 4 em ambiente ORCAD, o diagrama do circuito é apresentado na Figura A-1.

O objetivo das simulações é o de caracterizar a amplitude do pulso PWM para o projeto do Anemômetro a Fio Quente com excitação PWM, para tanto, as simulações consistem em analisar a resposta temporal do Anemômetro a Fio Quente em tempo discreto para diversos valores da amplitude do pulso do PWM.

#### *Descrição do modulador PWM:*

Para gerar o sinal PWM foi utilizado o método da diferença entre o sinal modulador e um sinal dente-de-serra. Para tanto, além dos componentes utilizados no CTA com excitação contínua, citados na simulação anterior, foram utilizados: um circuito de amostragem, um buffer, um subtrator e um amplificador limitador.

#### *Simulação:*

Aplicou-se um degrau de velocidade em  $t = 0.6s$  e monitorou-se a resposta temporal para os diversos valores de amplitude do pulso do sinal PWM.

Os resultados estão apresentados nos gráficos da Figuras A-5 e A-6. Os gráficos da Figura A-5 representam o sinal na entrada do PWM, enquanto os gráficos da Figura A-6 representam a temperatura do sensor.

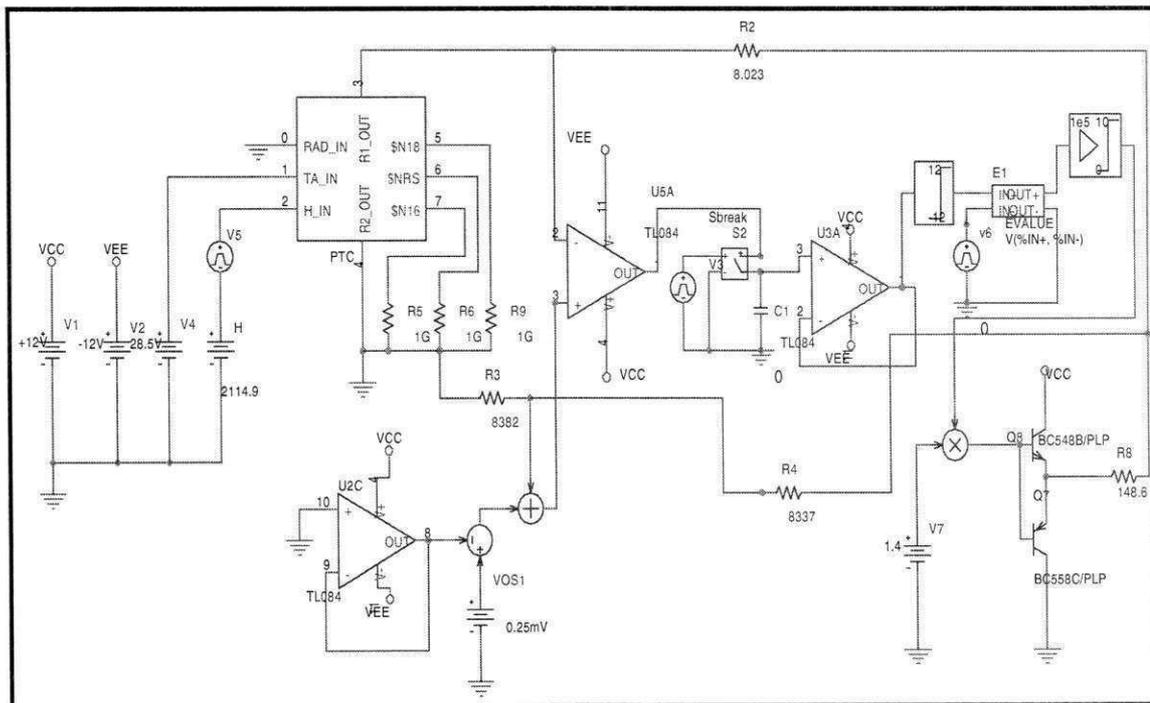


Figura A-4 - Diagrama do Anemômetro com excitação PWM.

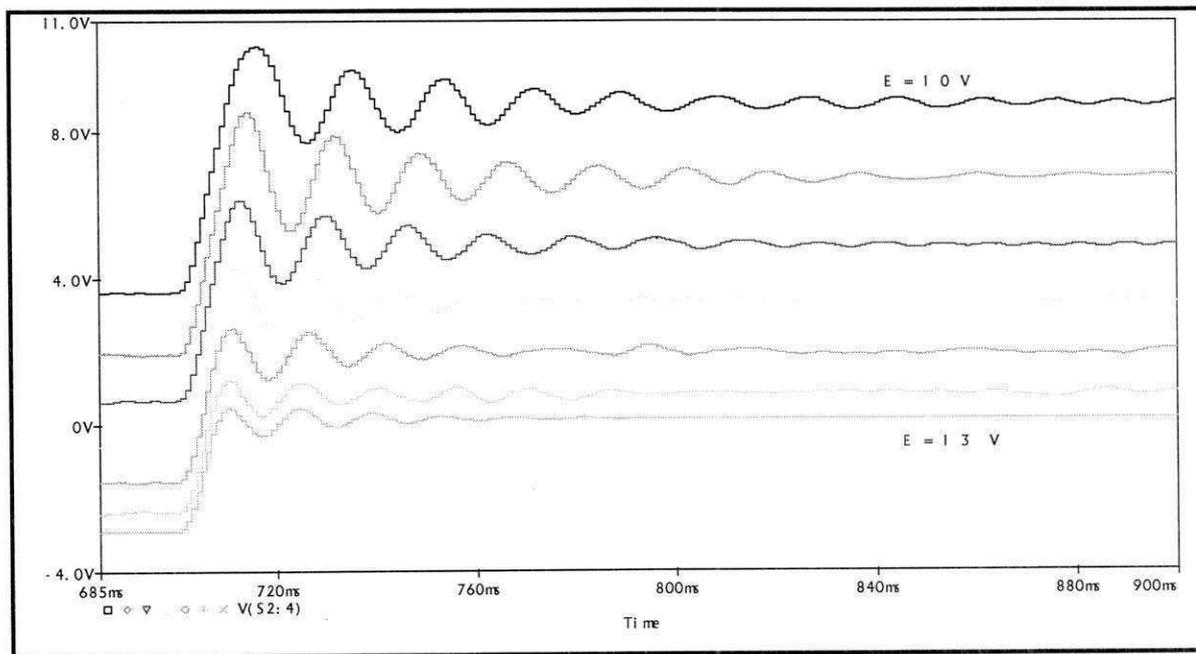
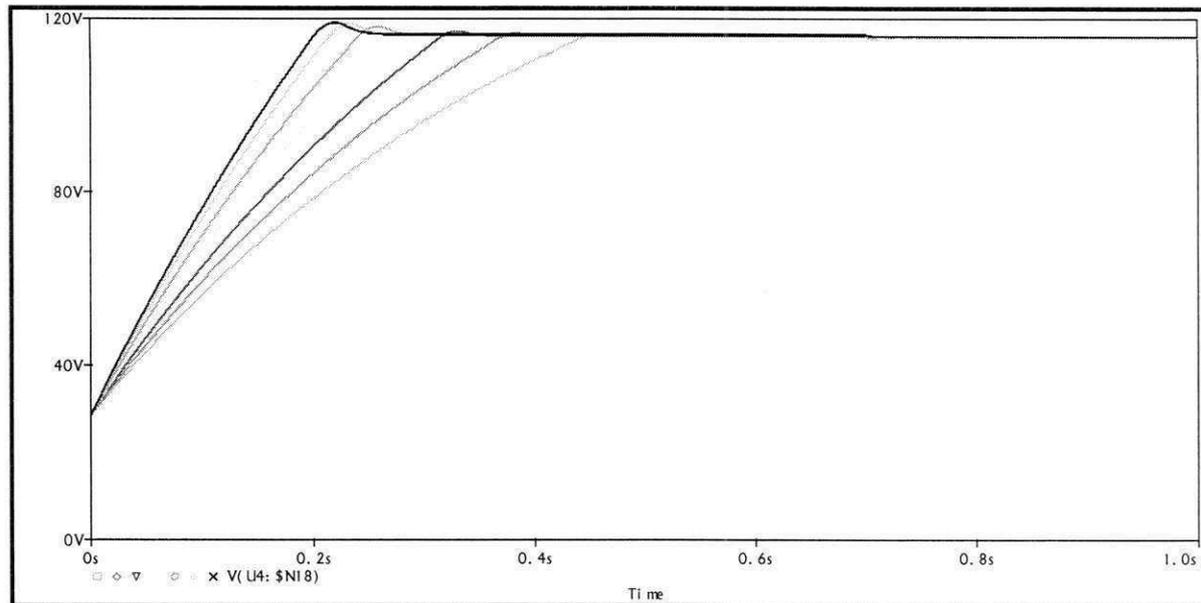


Figura A-5 - Resposta temporal para diversos valores da amplitude do pulso, E.



**Figura A-6 - Temperatura do Anemômetro com excitação PWM para diversos valores da amplitude do pulso, E.**

Avaliando os gráficos apresentados na Figura A-5, constata-se que a variação da amplitude do pulso PWM,  $E_{pwm}$ , modifica a resposta temporal e a tensão de regime na entrada do PWM. Presume-se então que, para cada amplitude de pulso, obtém-se uma largura de pulso de regime diferente. De fato, isto pôde ser comprovado e os resultados estão apresentados na Figura A-9 e A-10.

Avaliando os resultados da Figura A-6, observa-se que a temperatura de regime do sensor não modificou. Conclui-se que para os diversos valores de amplitude do pulso,  $E_{pwm}$ , a tensão eficaz de regime do sensor não teve seu valor modificado. Isto pôde ser verificado e os resultados estão apresentados nos gráficos da Figura A-9, que representa um período do sinal PWM, em regime permanente, para os diversos valores de amplitude de pulso.

#### **Comparação da tensão de excitação do sensor em regime para o caso discreto e caso contínuo.**

O objetivo destas simulações é fazer uma análise comparativa da tensão eficaz do sensor para o modelo contínuo e o modelo discreto. Para tanto, simulou-se o circuito com excitação contínua, de maneira que foram usadas as mesmas condições de polarização, mesma tensão de desvio e aplicou-se a mesma metodologia quando comparadas com o caso discreto, desta forma, as respostas temporais podem ser comparáveis.

Os resultados desta simulação são apresentados nos gráficos das Figuras A-7 e A-8, que representam a resposta temporal do circuito e a temperatura do sensor respectivamente. São mostrados os níveis de tensão nos instantes que antecedem a aplicação do degrau e depois do circuito atingir o regime permanente.

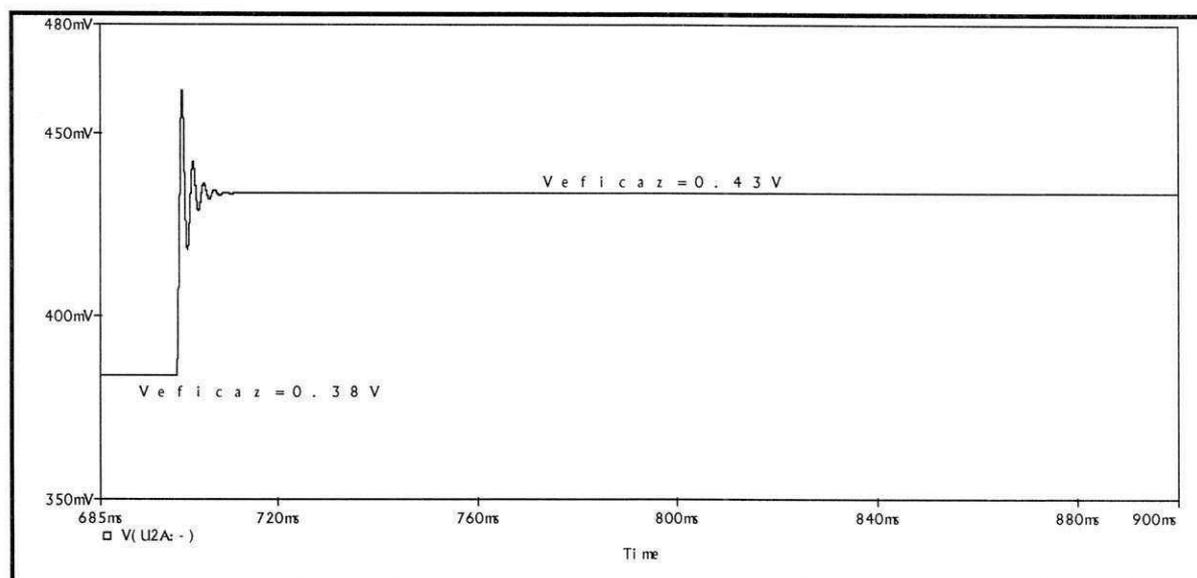


Figura A-7 -- Resposta temporal do circuito com excitação contínua

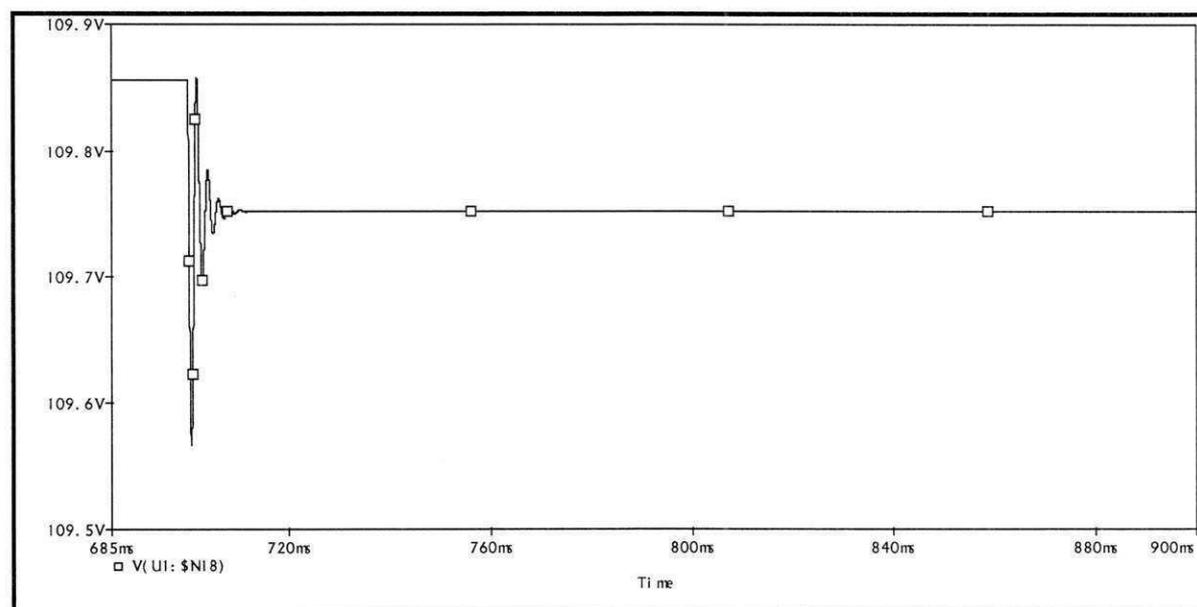


Figura A-8 - Temperatura do sensor para o circuito com excitação contínua

Simulou-se o CTA discreto, monitorou-se a tensão no sensor em regime permanente, nos instantes que antecedem a aplicação do degrau e depois do circuito atingir o regime permanente, no intervalo de um período de amostragem, para os diversos valores de amplitude do pulso. Os resultados são apresentados nos gráficos das Figura A-

9 e A-10. Nestes gráficos são informados os valores calculados da tensão eficaz, para o valor de amplitude do pulso PWM correspondente.

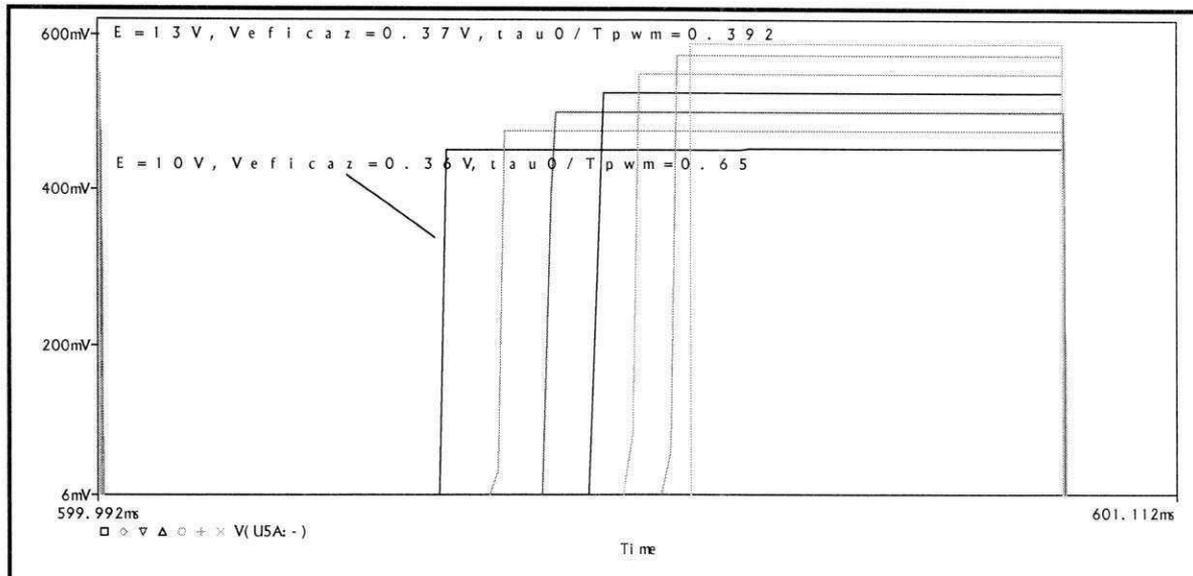


Figura A-9 - Sinal PWM no sensor, em regime, para um intervalo de um período de amostragem, antes da aplicação do degrau de velocidade.

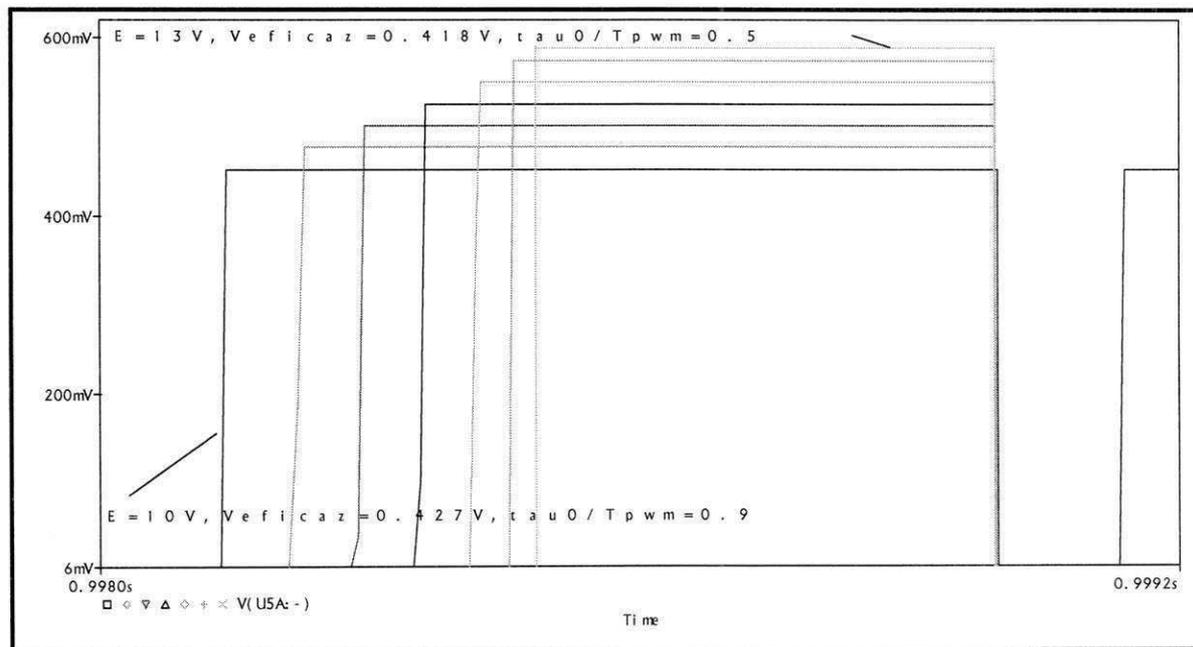


Figura A-10 - Sinal PWM no sensor, em regime, para um intervalo de um período de amostragem, após a aplicação do degrau de velocidade.

Avaliando-se os resultados apresentados nos gráficos das Figuras A-9 e A-10, resultados de simulações do circuito discreto e comparando-os com os resultados apresentados no gráfico da Figuras A-7, circuito com excitação contínua, constata-se que

o valor da tensão eficaz para o caso discreto, para os diversos valores de amplitude do pulso,  $E_{pwm}$ , praticamente é igual ao valor da tensão eficaz para o caso contínuo.

O fato de usar excitação PWM na configuração realimentada, praticamente não muda a polarização do circuito, do ponto de vista da energia elétrica entregue ao sensor.

Comparando os gráficos da Figura A-6 com os da Figura A-8, constata-se que os valores da temperatura para o caso contínuo e para o caso discreto também são praticamente iguais. No entanto, a largura de pulso teve seu valor modificado para um mesmo valor de velocidade, para os diversos valores de amplitude do sinal PWM.

## Apêndice B ( Programas em assembler )

---

Neste apêndice apresentam-se os programas desenvolvidos em “assembler” para o microcontrolador 80c552.

### *Programado para o CTA com circuito de compensação que utiliza dois sensores PTC's*

```

$NOMOD51
$INCLUDE (83C552.MCU)
ORG 8000H
;DATA: 21 de Julho 2003
;*****
;PREPARAR A PORTA SERIAL PARA 9600 BAUDS ASSINCRONO
;PARA ISTO, E NECESSARIO ATUAR EM PCON, TCON, TMOD,TH1 E SOCON
;A TAXA DE TRANSMISSAO PODE SER DADA POR:
;BR = ((2**SMOD)/32)*(FREQ. DO CLOCK)/(12(256-TH1))
;TH1=FDH>9.6KBPS
;TH1=FAH>4.8KBPS
;TH1=F4H>2.4KBPS
;*****
MOV PCON,#00H ;FAZER SMOD=0
MOV TMOD,#21H ;FAZER T1 EM MODE 2(AUTO-RELOAD) E T0 EM MODE 1(NAO UTIL.)
MOV TH1,#0FDH ;RELOAD DE TH1
MOV A, #50H
ORL TCON,A; HABILITAR T0 e T1
MOV S0CON,#50H ;TRANSMISSAO ASSINCRONA_8BITS_1START_1STOP
MOV PSW,#00H;SELECIONAR PRIMEIRO BANCO DE REGISTRADORES

;*****
; AJUSTAR A FREQ. DO PWM P/ 985hZ
MOV PWMP,#15H
;*****
;*****
INICIO: MOV ADCON,#00H;ZERA CONTEUDO DO ADCON P/ MUDAR ENTRADA (12)
MOV ADCON,#08H;ESCOLHER O ADC0 E HABILITAR CONVERSAO (12)
TEST0: MOV A,ADCON ;TESTAR SE A CONVERSAO FOI CONCLUIDA (50)
JNB ACC.4,TEST0; (24)
MOV R0,ADCH; ARMAZENA O CONTEUDO DO A/D PARA O PWM0 (12)
MOV ADCON,#00H ;ZERA CONTEUDO DO ADCON P/ MUDAR ENTRADA
MOV ADCON,#09H;ESCOLHER O ADC1 E HABILITAR CONVERSAO
TEST1: MOV A,ADCON ;TESTAR SE A CONVERSAO FOI CONCLUIDA
JNB ACC.4,TEST1
MOV R1,ADCH;ARMAZENA O CONTEUDO DO A/D PARA O PWM1

```

```

MOV PWM0,R0; COLOCA O CONTEUDO DO REGISTRADOR NO PWM0 (24)
MOV PWM1,R1; COLOCA O CONTEUDO DO REGISTRADOR NO PWM1 (24)
;*****
; TRANSMISSAO DA PALAVRA P/ PWM0
;*****
    JNB S0CON.0, INICIO
    MOV A,S0BUF
    CLR S0CON.0
    CJNE A,#4BH, INICIO
MOV A,#35H ; (12)
    MOV S0BUF,A ; (A 9600, 1 BIT DE START E 1 DE STOP RESULTA 10,41666 uS)
    JNB S0CON.1,$ ; (24)
    CLR S0CON.1 ; (12)
    MOV A,R0 ;TRANSMISSAO DA PALAVRA DE INICIO DE TRANSMISSAO
    MOV S0BUF,A
    JNB S0CON.1,$
    CLR S0CON.1
;*****
; TRANSMISSAO DA PALAVRA P/ PWM1
;*****
    MOV A,#38H
    MOV S0BUF,A
    JNB S0CON.1,$
    CLR S0CON.1
    MOV A,R1 ;TRANSMISSAO DA PALAVRA DE INICIO DE TRANSMISSAO
    MOV S0BUF,A
    JNB S0CON.1,$
    CLR S0CON.1

```

AJMP INICIO ; (24)

END

Programa para o CTA com circuito de compensação que utiliza um sensor PTC e um termistor

```

$NOMOD51
$INCLUDE (83C552.MCU)
ORG 8000H
;DATA: 21 de Julho 2003
;*****
;PREPARAR A PORTA SERIAL PARA 9600 BAUDS ASSINCRONO
;PARA ISTO, E NECESSARIO ATUAR EM PCON, TCON, TMOD,TH1 E SOCON
;A TAXA DE TRANSMISSAO PODE SER DADA POR:
;BR = ((2**SMOD)/32)*(FREQ. DO CLOCK)/(12(256-TH1))
;TH1=FDH>9.6KBPS
;TH1=FAH>4.8KBPS
;TH1=F4H>2.4KBPS
;*****
    MOV PCON,#00H ;FAZER SMOD=0
    MOV TMOD,#21H ;FAZER T1 EM MODE 2(AUTO-RELOAD) E T0 EM MODE 1(NAO UTIL.)
    MOV TH1,#0FDH ;RELOAD DE TH1
    MOV A, #50H
    ORL TCON,A; HABILITAR T0 e T1
    MOV S0CON,#50H ;TRANSMISSAO ASSINCRONA_8BITS_1START_1STOP

```

```

MOV PSW,#00H;SELECIONAR PRIMEIRO BANCO DE REGISTRADORES
;*****
; AJUSTAR A FREQ. DO PWM P/ 985hZ
MOV PWMP,#15H
;*****
INICIO: MOV ADCON,#00H;ZERA CONTEUDO DO ADCON P/ MUDAR ENTRADA (12)
MOV ADCON,#08H;ESCOLHER O ADC0 E HABILITAR CONVERSAO (12)
TEST0: MOV A, ADCON ;TESTAR SE A CONVERSAO FOI CONCLUIDA (50)
JNB ACC.4,TEST0; (24)
MOV R0,ADCH; ARMAZENA O CONTEUDO DO A/D PARA O PWM0 (12)
MOV ADCON,#00H ;ZERA CONTEUDO DO ADCON P/ MUDAR ENTRADA
MOV ADCON,#0AH;ESCOLHER O ADC2 E HABILITAR CONVERSAO
TEST1: MOV A,ADCON ;TESTAR SE A CONVERSAO FOI CONCLUIDA
JNB ACC.4,TEST1
MOV R1,ADCH;ARMAZENA O CONTEUDO DO A/D PARA Temperatura

MOV PWM0,R0; COLOCA O CONTEUDO DO REGISTRADOR NO PWM0 (24)
;*****
; TRANSMISSAO DA PALAVRA P/ PWM0
;*****
JNB S0CON.0, INICIO
MOV A,S0BUF
CLR S0CON.0
CJNE A,#4BH, INICIO
MOV A,#35H ;(12)
MOV S0BUF,A ;(A 9600, 1 BIT DE START E 1 DE STOP RESULTA 10,41666 uS)
JNB S0CON.1,$ ;(24)
CLR S0CON.1 ;(12)
MOV A,R0 ;TRANSMISSÃO DA PALAVRA DE INICIO DE TRANSMISSÃO
MOV S0BUF,A
JNB S0CON.1,$
CLR S0CON.1
;*****
; TRANSMISSAO DA PALAVRA P/ TEMPERATURA
;*****
MOV A,#38H
MOV S0BUF,A
JNB S0CON.1,$
CLR S0CON.1
MOV A,R1 ;TRANSMISSÃO DA PALAVRA DE INICIO DE TRANSMISSÃO
MOV S0BUF,A
JNB S0CON.1,$
CLR S0CON.1

AJMP INICIO ;(24)
END

```

Programa para o CTA com circuito de compensação que utiliza um sensor PTC chaveado

```

$NOMOD51
$INCLUDE (83C552.MCU)
ORG 8000H
;DATA: 24 de Julho 2003
;CTA com Sistema de Compensação usando Sensor chaveado
;*****
;PREPARAR A PORTA SERIAL PARA 9600 BAUDS ASSINCRONO
;PARA ISTO, E NECESSARIO ATUAR EM PCON, TCON, TMOD,TH1 E SOCON
;A TAXA DE TRANSMISSAO PODE SER DADA POR:

```

```

;BR = ((2**SMOD)/32)*(FREQ. DO CLOCK)/(12(256-TH1))
;TH1=FDH>9.6KBPS
;TH1=FAH>4.8KBPS
;TH1=F4H>2.4KBPS
;*****
MOV PCON,#00H ;FAZER SMOD=0
MOV TMOD,#21H ;FAZER T1 EM MODE 2(AUTO-RELOAD) E T0 EM MODE 1(NAO UTIL.)
MOV TH1,#0FDH ;RELOAD DE TH1
MOV A, #50H
ORL TCON,A; HABILITAR T0 e T1
MOV S0CON,#50H ;TRANSMISSAO ASSINCRONA_8BITS_1START_1STOP
MOV PSW,#00H;SELECIONAR PRIMEIRO BANCO DE REGISTRADORES
SETB P4.0;(PINO QUE CONTROLA A CHAVE P/ COMUTAÇÃO DO SENSOR)
;*****
; AJUSTAR A FREQ. DO PWM P/ 985hZ
MOV PWMP,#15H
;*****
MOV R5,00H;
Início: MOV ADCON,#00H;ZERA CONTEUDO DO ADCON P/ MUDAR ENTRADA (12)
MOV ADCON,#08H;ESCOLHER O ADCO E HABILITAR CONVERSAO (12)
TEST0:MOV A, ADCON ;TESTAR SE A CONVERSAO FOI CONCLUIDA (50)
JNB ACC.4,TEST0; (24)
MOV R0,ADCH; ARMAZENA O CONTEUDO DO A/D PARA O PWM0 (12)
MOV PWM0,R0; COLOCA O CONTEUDO DO REGISTRADOR NO PWM0 (24)
MOV A,R0
INC R5
CJNE R5,#01H, PULO;
MOV R1,A
;*****
; DELAY - (CADA CICLO DE MAQUINA = 1,085069444 uS)
;*****
PULO: MOV R6,#00H
MOV R7,#00H ; 12 CICLOS
MOV R4,#00H
MOV R3,#00H
DELAY: INC R6; 12 CICLOS
CJNE R6,#0FH,DELAY; 24 CICLOS
MOV R6,#00H
INC R4; 12 CICLOS
CJNE R4,#0FH,DELAY; 24 CICLOS
MOV R4,#00H
INC R7
CJNE R7,#0FH,DELAY; 24 CICLOS
MOV R7,#00H
INC R3
CJNE R3,#05H,DELAY; 24 CICLOS
;*****
; FIM DO DELAY
;*****
CJNE R5,#02H,Início;
MOV R0,A
MOV R5,#00H
;*****
; TRANSMISSAO DA PALAVRA P/ tau1 e tau2
;*****
JNB S0CON.0, Início
MOV A,S0BUF
CLR S0CON.0
CJNE A,#4BH, Início

```

```
MOV A,#35H ; (12)
MOV S0BUF,A ; (A 9600, 1 BIT DE START E 1 DE STOP RESULTA 10,41666 uS)
JNB S0CON.1,$ ; (24)
CLR S0CON.1 ; (12)
MOV A,R0 ;TRANSMISSÃO DA PALAVRA DE INICIO DE TRANSMISSÃO
MOV S0BUF,A
JNB S0CON.1,$
CLR S0CON.1

MOV A,#38H
MOV S0BUF,A
JNB S0CON.1,$
CLR S0CON.1
MOV A,R1 ;TRANSMISSÃO DA PALAVRA DE INICIO DE TRANSMISSÃO
MOV S0BUF,A
JNB S0CON.1,$
CLR S0CON.1
AJMP INICIO ; (24)
END.
```

## Apêndice C ( Programas em Delphi )

Neste apêndice apresentam-se os programas desenvolvidos em “delphi” para o sistema de aquisição de dados da estrutura que utiliza dois sensores PTC.

```
//Programa do Anemômetro a Fio Quente com sistema de compensação de temperatura com dois sensores
unit teste01;
interface
uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls, ExtCtrls, TeeProcs, TeEngine, Chart, Buttons, Series,
  ComCtrls, CPort, quickrpt, QrCtrls;
type
  Tanemform = class(TForm)
    Chart1: TChart;
    Series1: TLineSeries;
    Label1: TLabel;
    Label2: TLabel;
    ComboBoxport: TComboBox;
    ComboBoxtaxa: TComboBox;
    GroupBox1: TGroupBox;
    Edit1: TEdit;
    Edit2: TEdit;
    Edit3: TEdit;
    Edit4: TEdit;
    Edit5: TEdit;
    Edit6: TEdit;
    Edit7: TEdit;
    Edit8: TEdit;
    Edit9: TEdit;
    Edit10: TEdit;
    Edit11: TEdit;
    Edit12: TEdit;
    Edit13: TEdit;
    Edit14: TEdit;
    Edit15: TEdit;
    Label3: TLabel;
    Label4: TLabel;
    Label5: TLabel;
    Label6: TLabel;
    Label7: TLabel;
    Label8: TLabel;
    Label9: TLabel;
    Label10: TLabel;
    Label11: TLabel;
    Label12: TLabel;
    Label13: TLabel;
    Label14: TLabel;
    Label15: TLabel;
    Label16: TLabel;
    SpeedButton1: TSpeedButton;
    SpeedButton2: TSpeedButton;
    SpeedButton4: TSpeedButton;
    Label17: TLabel;
    Label18: TLabel;
    Label19: TLabel;
    SpeedButton5: TSpeedButton;
    Label20: TLabel;
```

```

Label22: TLabel;
Label23: TLabel;
Label24: TLabel;
Label25: TLabel;
Label26: TLabel;
Label27: TLabel;
Label28: TLabel;
Label29: TLabel;
Label30: TLabel;
Label31: TLabel;
Label32: TLabel;
Label33: TLabel;
ComPort1: TComPort;
procedure FormCreate(Sender: TObject);
procedure FormClose(Sender: TObject; var Action: TCloseAction);
procedure ComPort1RxChar(Sender: TObject; Count: Integer);
procedure SpeedButton1Click(Sender: TObject);
procedure SpeedButton2Click(Sender: TObject);
procedure SpeedButton4Click(Sender: TObject);
procedure SpeedButton5Click(Sender: TObject);
procedure ComboBoxportChange(Sender: TObject);
procedure ComboBoxtaxaChange(Sender: TObject);
procedure EscreverDados;
private
  { Private declarations }
public
  { Public declarations }
end;

var
  anemform: Tanemform;
  ArqDados: TextFile; //Arquivo de Dados (para futuro)
  horario: TDateTime;
  ano, mes, dia, hora, minuto, segundo, msegundo: word;
  conv: variant;
  i: integer;
  //teste: String;
  teste2: array[1..2048] of integer;
  //Variáveis do circuito/sensor
  S, a, b, n, R0, beta, Epwm, Tpwm, R11, R12, R21, R22, R31, R32, RS1, RS2, TS1, TS2, V,
  V1, V2, V3, V4, V5: Extended;

implementation
  {$R *.DFM}
  procedure Tanemform.FormCreate(Sender: TObject);
  // criação do formulário principal com os parâmetros iniciais(main form)
  Var
  iX, X: integer;
  begin
  conv:=0.0;
  Edit15.Text:=conv;
  S:=0.00000008917;
  conv:=S;
  Edit1.text:=conv;
  a:=1375.0;
  conv:=a;
  Edit2.text:=conv;
  b:=976.0;
  conv:=b;

```

```

Edit3.text:=conv;
n:=0.459;
conv:=n;
Edit4.text:=conv;
beta:=0.00172;
conv:=beta;
Edit5.text:=conv;
R0:=6.8041;
conv:=R0;
Edit6.text:=conv;
Epwm:=1.14;
conv:=Epwm;
Edit7.text:=conv;
Tpwm:=0.001014;
conv:=Tpwm;
Edit8.text:=conv;
R11:=7.4;
conv:=R11;
Edit9.text:=conv;
R12:=7.2;
conv:=R12;
Edit10.text:=conv;
R21:=6840.0;
conv:=R21;
Edit11.text:=conv;
R22:=6960.0;
conv:=R22;
Edit12.text:=conv;
R31:=7390.0;
conv:=R31;
Edit13.text:=conv;
R32:=7360.0;
conv:=R32;
Edit14.text:=conv;
RS1:=(R31*R11)/R21;
RS2:=(R32*R12)/R22;
TS1:=(RS1-R0)/(beta*R0);
TS2:=(RS2-R0)/(beta*R0);

horario:=Now; // obter data e instante atual
DecodeTime(horario,hora,minuto,segundo,msegundo); // colocar o instante nas variáveis hora, minuto, etc
DecodeDate(horario,ano,mes,dia); // colocar a data nas variáveis ano, etc

Series1.XValues.DateTime := True; // habilitar o eixo x do TChart para aceitar valores de tempo - idem
para os posteriores
SpeedButton1.Enabled:=True;
SpeedButton5.Enabled:=True;
Chart1.AllowZoom := True; // permitir zoom no gráfico
// As próximas linhas associam um nome ao arquivo de dados (extrai-se a data para associar-se ao arquivo)
// Além disso, coloca-se um cabeçalho no arquivo
// O mesmo vale para o arquivo de download
AssignFile(ArqDados,extractfilepath(application.exename)+"ANEM_DADOS_"+InttoStr(dia)+'_'+InttoStr
(mes)+'_'+InttoStr(ano)+'_'+InttoStr(hora)+'_'+InttoStr(minuto)+'.dat');
Rewrite(ArqDados);
write(ArqDados,'Arquivo de Dados'+ ' '+InttoStr(dia)+'/'+InttoStr(mes)+'/'+InttoStr(ano)+'
'+InttoStr(hora)+'/'+InttoStr(minuto));
writeln(ArqDados,"");
Write(ArqDados,'Horário',Chr(9),Chr(9),'tau1/T',Chr(9),Chr(9),Chr(9),'tau2/T',Chr(9),Chr(9),Chr(9),'Veloc
idade(m/s)');

```

```

writeln(ArqDados,"");
// Atualiza os ComboBox de acordo com
// os valores de design-time do componente
// ComPort1.
// A sintaxe "Integer(XXXX)" é um typeCast, ou seja
// uma transformação de tipo para compatibilizar
// o parâmetro de forma conveniente para a
// propriedade ItemIndex
ComboBoxport.ItemIndex:= 0; //usar com 1
ComPort1.Port:=COM1; //usar com 1
ComBoxtaxa.ItemIndex := 6; //usar 9600 bauds
ComPort1.BaudRate:=br9600; //usar 9600 bauds
Chart1.Series[0].Clear; //zerar valores no gráfico
Series1.Active:=True; // ativar a série 1 do TChart (para receber dados é necessário ativá-las)
end;
procedure Tanemform.ComboBoxportChange(Sender: TObject);
begin
case ComboBoxport.ItemIndex of
0:ComPort1.Port:=COM1;
1:ComPort1.Port:=COM2;
2:ComPort1.Port:=COM3;
3:ComPort1.Port:=COM4;
end;
end;
procedure Tanemform.ComBoxtaxaChange(Sender: TObject);
begin
case ComBoxtaxa.ItemIndex of
0:ComPort1.BaudRate:=br110;
1:ComPort1.BaudRate:=br300;
2:ComPort1.BaudRate:=br600;
3:ComPort1.BaudRate:=br1200;
4:ComPort1.BaudRate:=br2400;
5:ComPort1.BaudRate:=br4800;
6:ComPort1.BaudRate:=br9600;
7:ComPort1.BaudRate:=br19200;
end;
end;
procedure Tanemform.FormClose(Sender: TObject; var Action: TCloseAction); // fechar o form principal
begin
// Ao fechar o programa, assegura a desconexão
ComPort1.close;
CloseFile(ArqDados);
end;
procedure Tanemform.SpeedButton1Click(Sender: TObject);
begin
ComPort1.Open;
SpeedButton1.Enabled:=False;
SpeedButton2.Enabled:=True;
SpeedButton4.Enabled:=True;
SpeedButton5.Enabled:= False;
end;
procedure Tanemform.SpeedButton2Click(Sender: TObject);
begin
if ComPort1.connected then
begin
ComPort1.Close;
SpeedButton5.Enabled:=True;
SpeedButton2.Caption:='Continuar';
MessageDlg ( ' A Comunicação foi Interrompida! Clique em "OK" e em "Continuar" se quiser

```

```

restabelecer a comunicação', mtInformation, [mbOK], 0);
    end
    else
    begin
    SpeedButton2.Caption:= 'Parar';
    SpeedButton5.Enabled:=False;
    ComPort1.Open;
    ComPort1.ClearBuffer(true,true);
    end;
end;
procedure Tanemform.SpeedButton4Click(Sender: TObject);
begin
close;
end;
procedure Tanemform.SpeedButton5Click(Sender: TObject);
begin
conv:=Edit1.Text;
S:=conv;
conv:=Edit2.Text;
a:=conv;
conv:=Edit3.Text;
b:=conv;
conv:=Edit4.Text;
n:=conv;
conv:=Edit5.Text;
beta:=conv;
conv:=Edit6.Text;
R0:=conv;
conv:=Edit7.Text;
Epwm:=conv;
conv:=Edit8.Text;
Tpwm:=conv;
conv:=Edit9.Text;
R11:=conv;
conv:=Edit10.Text;
R12:=conv;
conv:=Edit11.Text;
R21:=conv;
conv:=Edit12.Text;
R22:=conv;
conv:=Edit13.Text;
R31:=conv;
conv:=Edit14.Text;
R32:=conv;
SpeedButton5.Enabled:=False;
end;
Procedure Tanemform.ComPort1RxChar(Sender: TObject;Count: Integer);// procedure de recepção dos
dados
var
tau1sobreT, tau2sobreT, V1, V2, V3, V4,V5:Extended;
Str: String;
//S, a, b, n, R0, beta, Epwm, Tpwm, R11, R12, R21, R22, R31, R32, RS1, RS2, TS1, TS2, V, tau1, tau2:
Double;
begin
ComPort1.ReadStr(Str,Count);
for i:=1 to Count do teste2[i]:=Ord(Str[i]);
for i:=1 to Count do
    begin
        if (teste2[i]=53) and (teste2[i+2]=56) then

```

```

begin
horario:=Now;
DecodeTime(horario,hora,minuto,segundo,msegundo);
DecodeDate(horario,ano,mes,dia);
tau1sobreT:=1.0-((1.0*teste2[i+1])/255);
tau2sobreT:=1.0-((1.0*teste2[i+3])/255);
V1:=(tau1sobreT*RS1)/((R11+RS1)*(R11+RS1));
V2:=V1-((tau2sobreT*RS2)/((R12+RS2)*(R12+RS2)));
V3:=(V2*Epwm*Epwm)/(S*(TS1-TS2));
V4:=(V3-a)*(1/b);
V5:=Abs((V3-a)*(1/b));
V:= Exp(1/n*Ln(V5));
conv:=V;
Edit15.text:=conv;
EscreverDados;
exit;
end;
end;
end;
Procedure Tanemform.EscreverDados;
var
indice1:Integer;
begin
Write(ArqDados,InttoStr(hora),':',InttoStr(minuto),':',InttoStr(segundo),',',InttoStr(msegundo),Chr(9));
Write(ArqDados,1.0-((1.0*teste2[i+1])/255),Chr(9) );
Write(ArqDados,1.0-((1.0*teste2[i+3])/255),Chr(9) );
Write(ArqDados,V,Chr(9));
if Chart1.Series[0].Count>60 then Chart1.Series[0].Delete(0);
Chart1.Series[0].AddXY(EncodeDate(ano,mes,dia)+EncodeTime(hora,minuto,segundo,msegundo),V,"",clTeeColor);
//EncodeDate(ano,mes,dia)+EncodeTime(hora,minuto,segundo,msegundo)
writeln(ArqDados);
//ComPort1.Open;
end;
end.

```