

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA TÉRMICA E FLUIDOS**

# **Medidor de Vazão por Transferência Térmica**

Autor: André Strieder

Orientador: Kamal A. R. Ismail

Curso: Engenharia Mecânica- Mestrado Profissional

Área de Concentração: Instrumentação e Controle Industrial

Trabalho Final de Mestrado Profissional apresentada à comissão de Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para a obtenção do título de Mestre Profissional em Engenharia Mecânica/ Instrumentação e Controle Industrial.

Campinas, 2004

S.P. - Brasil

**UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE**

UNIDADE	BC
Nº CHAMADA	+/UNICAMP
	St85m
V	EX
TOMBO BC	62845
PROC.	16-86-05
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO	11,00
DATA	31.03.05
Nº CPD	

BIBID - 844232

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

St85m      Strieder, André  
Medidor de vazão por transferência térmica / André  
Strieder. Campinas -- SP: [s.n.], 2004.

Orientador: Kamal Abdel Radi Ismail  
Dissertação (mestrado profissional) - Universidade  
Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia  
Mecânica.

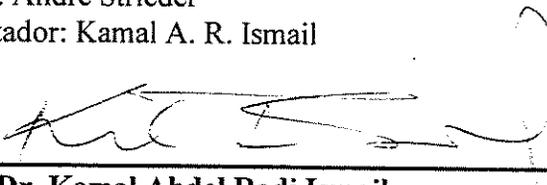
1. Medidores termoeletricos de fluxo. 2.  
Processamento de sinais - Técnicas digitais. 3. Circuitos  
de interface. 4. Calor transmissão. 5. Anemometros  
termicos. I. Ismail, Kamal Abdel Radi. II. Universidade  
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia  
Mecânica. III. Título.

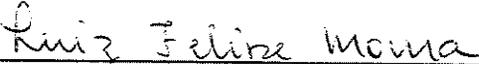
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA TÉRMICA E FLUIDOS

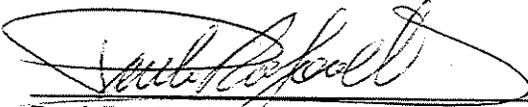
Trabalho Final de Mestrado Profissional

**Medidor de Vazão por Transferência  
Térmica**

Autor: André Strieder  
Orientador: Kamal A. R. Ismail

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Kamal Abdel Radi Ismail  
FEM / UNICAMP

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Luis Felipe Mendes de Moura  
DETF / FEM / UNICAMP

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Paulo Roberto Gardel Kurka  
DPM / FEM / UNICAMP

Campinas, 16 de Dezembro de 2004

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
00000000

200607293

## **Dedicatória:**

Dedico este trabalho à minha querida esposa Cristina.

## **Agradecimentos**

Este trabalho não poderia ser terminado sem a ajuda de diversas pessoas às quais presto minha homenagem:

Aos meus pais pelo incentivo em todos os momentos da minha vida.

Ao meu orientador, que me mostrou os caminhos a serem seguidos.

A todos os professores e colegas do departamento, que ajudaram de forma direta e indireta na conclusão deste trabalho.

## Resumo

STRIEDER, André, *Medidor de Vazão por Transferência Térmica*, Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2004. 86 p. Trabalho Final de Mestrado Profissional.

Neste trabalho procurou desenvolver-se um medidor de vazão que permitisse medir a vazão de ar em um duto fechado através do princípio de transferência térmica. Para isto é necessário desenvolver um sensor termo-resistivo e estudar seu comportamento quando submetido a diferentes vazões e temperaturas. É necessário também projetar um circuito eletrônico microcontrolado para medir o sinal de tensão gerado pelo circuito do sensor, a temperatura do fluido e realizar cálculos para determinar a vazão. Utilizou-se método onde o sensor termo-resistivo opera em temperatura constante através de circuito de medição com amplificador operacional realimentado pela saída. A equação que rege o comportamento do sensor termo-resistivo em equilíbrio termodinâmico estático, quando é atravessado por uma corrente elétrica e está em um meio onde sofre a ação da velocidade de um fluido é utilizada para o cálculo da vazão. O cálculo é realizado pelo microcontrolador através de coeficientes, obtidos experimentalmente, que relacionam a velocidade do fluido com o coeficiente de transferência térmica do sensor. Os resultados obtidos com dois tipos de sensor diferentes foram analisados e comparados e o resultado final do cálculo de vazão foi comparado com um medidor de referência obtendo uma boa concordância. Os resultados deste trabalho demonstram a capacidade do sistema para medição de vazão de gases que pode ser estendida também para outros fluidos.

### *Palavras Chave*

Medidores termoelétricos de fluxo, Processamento de sinais – Técnicas digitais, Circuitos de interface, Calor transmissão, Anemômetros térmicos.

## **Abstract**

STRIEDER, André, *Flow Meter by Thermal Transfer* Campinas.: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2004. 86 p. Trabalho Final de Mestrado Profissional.

We described the development of a flow meter instrument that provides to measure the air flow in a closed tube employing the Thermal Transfer Principle. To achieve this purpose we developed a thermoresistive sensor and we studied your behaviour in different flows and temperatures. It was necessary to project an electronic microcontrolled circuit to measure the voltage signal generated by the sensor circuit, the fluid temperature and to determine the flow through calculations. We employed the method that uses a constant temperature in the thermoresistive sensor by the measure with an operational amplifier which is a feedback control circuit. The equation that determines the thermoresistive behaviour in static thermodynamic equilibrium submitted to electric current and to fluid velocity is employed in the flow calculation. The calculation is realized by the microcontroler through experimental coefficients that determine the relation between the fluid velocity with the thermal transfer coefficient of the sensor. The results obtained with two different sensors were analyzed and compared. The final calculated experimental result was compared with the results of a standard meter, showing a good correlation. We demonstrated the capability of the flow measure of gases, but the system could be extrapoled for another fluids as liquids.

### *Key Words*

Thermoelectric flowmeter, Signal process – digital technique, Interface circuit, Heat transmission, Thermal anemometry.

## **Sumário**

Lista de Figuras	ii
Lista de Tabelas	iv
Nomenclatura	v
1 Introdução	1
2 Revisão da Literatura	3
3 Avaliação Teórica	8
4 Avaliação Experimental	12
5 Discussão dos Resultados	70
6 Conclusões	72
Referências Bibliográficas	74
Anexo	77

## Lista de Figuras

Figura 2.1 – Diagrama esquemático simplificado CTA	3
Figura 2.2 – configuração CTA utilizando dois sensores idênticos	5
Figura 2.3 – Circuito básico do CVA	6
Figura 4.1 – Compressor de ar centrifugo	12
Figura 4.2 – Medidor de vazão laminar	13
Figura 4.3 – Disposição dos elementos na bancada de testes	14
Figura 4.4 – Curva de calibração do sensor de referência	14
Figura 4.5 – Perfil de velocidade regime de fluxo turbulento	16
Figura 4.6 – Expoente n em função do número de Reynolds	17
Figura 4.7 – Disposição do sensor quadrado	18
Figura 4.8 – Montagem do sensor quadrado	19
Figura 4.9 - Disposição dos sensores no interior da tubulação	20
Figura 4.10 – Dados calibração do sensor quadrado	21
Figura 4.11 –Dados de calibração sensor tubular	21
Figura 4.12 – Disposição de pinos do TL071	22
Figura 4.13 – Esquema do circuito de medição utilizado	23
Figura 4.14 – Montagem do protótipo do circuito de medição	24
Figura 4.15 – Disposição dos resistores na ponte de Wheatstone	24
Figura 4.16 – Ponte de Wheatstone configurações 3, 4, 5, 6 e 7	26
Figura 4.17 – Sensor na Configuração 1	32
Figura 4.18 – Sensor na Configuração 2	32
Figura 4.19 – Tensão de saída do sensor configuração 3	33
Figura 4.20 – Tensão de saída do sensor configuração 4	33
Figura 4.21 – Tensão de saída do sensor configuração 5	34
Figura 4.22 – Tensão de saída do sensor configuração 6	34
Figura 4.23 – Selection Guide AVR	36
Figura 4.24 – Diagrama de blocos do circuito de medição	37
Figura 4.25 – Fonte de alimentação	38
Figura 4.26– Fonte de tensão de referência 5 Vdc	39
Figura 4.27 – Disposição dos pinos do TL072	40
Figura 4.28 - Tratamento de entrada de tensão do sensor	41
Figura 4.29 – circuito de entrada do termopar	42
Figura 4.30 – Sensor LM35	42
Figura 4.31 – Circuito entrada do sensor de compensação de junta fria	43

Figura 4.32 – Microcontrolador ATMEGA8	44
Figura 4.33 – Conexão LCD / ATMEGA8	45
Figura 4.34 – Circuito conversor TTL / RS 232	46
Figura 4.35 – conexão dos botões de navegação	47
Figura 4.36 – Protótipo do circuito de indicação e tratamento digital de sinais	47
Figura 4.37 – Tela de edição do ICC AVR	49
Figura 4.38 – Tela de simulação do AVR Studio 4	50
Figura 4.39 – Kit de desenvolvimento e programação STK-500	51
Figura 4.40 – Tela do sistema de aquisição desenvolvido em Delphi	53
Figura 4.41 – Script para cálculo dos coeficientes	55
Figura 4.42 – Gráfico Tensão x Temperatura velocidade 5,66 ms	56
Figura 4.43 – Gráfico Tensão x Temperatura velocidade 2,78 ms	56
Figura 4.44 – Gráfico coeficiente a x temperatura sensor quadrado configuração 5	59
Figura 4.45 – Gráfico coeficiente b x temperatura sensor quadrado configuração 5	59
Figura 4.46 – Gráfico Vel. calculada x temperatura sensor quadrado 5,66 m/s protótipo	60
Figura 4.47 – Gráfico Vel. calculada x temperatura sensor quadrado 2,78 m/s protótipo	60
Figura 4.48 – Tela editor PCB Protel 99	62
Figura 4.49 – Placa final para montagem do circuito de tratamento de sinais	63
Figura 4.50 – Placa final para montagem do circuito do sensor	64
Figura 4.51 – Circuito do sensor	66
Figura 4.52 – Circuito placa aquisição e tratamento de sinais	67
Figura 4.53 – Montagem final do instrumento na bancada de testes	67
Figura I.1 – Registradores para configuração dos conversores A/D	77
Figura I.2 – Estrutura dos registradores de controle da USART	78

## Lista de Tabelas

Tabela 4.1 – Configurações das pontes de Wheatstone	25
Tabela 4.2 – Tensão de saída do circuito do sensor configuração 1	27
Tabela 4.3 – Tensão de saída do circuito do sensor configuração 2 , $\Delta P$ 2 POLH <sub>2</sub> O	27
Tabela 4.4 – Tensão de saída do circuito do sensor configuração 2 , $\Delta P$ 4,1 POLH <sub>2</sub> O	28
Tabela 4.5 – Tensão de saída do sensor configuração 3- $\Delta P$ 2 POLH <sub>2</sub> O	28
Tabela 4.6 – Tensão de saída do sensor configuração 3- $\Delta P$ 4,1 POLH <sub>2</sub> O	29
Tabela 4.7 – Tensão de saída do sensor configuração 4- $\Delta P$ 2 POLH <sub>2</sub> O	29
Tabela 4.8 – Tensão de saída do sensor configuração 4- $\Delta P$ 4,1 POLH <sub>2</sub> O	30
Tabela 4.9 – Tensão de saída do sensor configuração 5	30
Tabela 4.10 – Tensão de saída do sensor configuração 6	31
Tabela 4.11 – configuração ponte de wheatstone montagem final	65
Tabela 4.12 – Resultado das medidas	68
Tabela 4.13 – Resultado final da calibração	69

## Nomenclatura

### *Letras Latinas*

**R** – Resistor  
**E** – Tensão elétrica  
**S** – Área da superfície do sensor  
**h** - Coeficiente de transferência de temperatura entre o sensor e o fluido  
**m** - Massa do sensor  
**c** - Calor específico  
**t** – Tempo  
**T** - Temperatura  
**a** – coeficiente equação de velocidade  
**b** – coeficiente equação de velocidade  
**Q** - Vazão  
**A** – área interna da secção transversal de um tubo  
**V** – Velocidade  
**D** – Diâmetro interno do tubo  
**u** - Velocidade na posição de raio  $r$   
**U** - Velocidade máxima  
**X** – Corda da circunferência  
**P** – Pressão

### *Letras Gregas*

$\beta$  - coeficiente de variação de resistência em função da temperatura  
 $\mu$  - Viscosidade absoluta  
 $\rho$  - Massa específica  
 $\Delta$  - Variação

### *Superescritos*

**n** – Expoente da velocidade em função do número de Reynolds

### *Subscritos*

**os** – Desvio de entrada do amplificador operacional

**w** - Sensor termo-resistivo

**0** – Condição a 0°C

**e** – De natureza elétrica

**f** – Fluido

**y** – Pertencente ao braço do sensor termo-resistivo na ponte de wheatstone

**in** – Entrada

**v** – Volumétrica

**m** – Média

**k** – Sensor mais resistor série

**out** – Saída

### *Abreviações*

**PC** – Computador Pessoal padrão IBM

**CCA** – Anemômetro de Corrente Constante

**CTA** – Anemômetro de Temperatura Constante

**CVA** – Anemômetro de Tensão Constante

**PWM** – Modulação em largura de pulso

**A/D** – Conversor analógico digital

**FPGA** – Field Programmable Gate Array

**PI** – Proporcional Integral

**NTC** – Negative Temperature Coefficient

**PTC** – Positive Temperature Coefficient

**CC** – Corrente contínua

**PVC** – Cloreto de polivinila

**Re** – Número de Reynolds

**LCD** – Display de Cristal Líquido

**RAM** – Random access memory

**TTL** – Transistor Transistor Logic

# Capítulo 1

## Introdução

A medição de vazão é uma das medidas mais requeridas em um processo industrial, tanto para realizar o acompanhamento do processo, quanto na determinação de quantidades para fins de inventários contábeis ou comercialização. Os medidores de vazão empregam vários tipos de elementos sensores e podem ser subdivididos em três grandes grupos que são os medidores por área variável, medidores por perda de carga e medidores especiais. Cada tipo, ou princípio de medição, é adequado para uma determinada finalidade não existindo um medidor capaz de satisfazer todas as aplicações existentes nos ambientes industriais ou de pesquisa. Assim, podemos explicar a grande quantidade de opções no mercado e a necessidade de buscarmos sempre novas alternativas para medição de vazão. Dentro da categoria de medidores especiais, estão medidores que operam principalmente por fluxo magnético, por ultrassom, efeito coriolis, medidores tipo vortex e por efeito térmico. Estes instrumentos na sua grande maioria, não são desenvolvidos no Brasil, tornando nosso país dependente da tecnologia desenvolvida em outros países. Este trabalho busca desenvolver um instrumento capaz de medir vazão de ar, com baixo custo, através de efeito térmico em dutos fechados. Os medidores por efeito térmico tem sido estudados principalmente na medida de velocidade do vento através de anemômetros de fio quente utilizando um sensor termo-resistivo.

Os sensores termo-resistivos, como o próprio nome sugere, variam sua resistência elétrica em função da temperatura e seu comportamento está diretamente relacionado com o tipo e forma do material utilizado na construção do sensor. Nos anemômetros de fio quente o sensor termo-resistivo é aquecido acima da temperatura ambiente e pode operar dentro de vários princípios de

funcionamento podendo ser de temperatura constante, corrente constante ou tensão constante. Os medidores por efeito térmico utilizados para medição da velocidade do vento, podem ou não compensar a temperatura ambiente e são uma boa solução para medidas deste tipo. Porém sua utilização na medição de vazão para dutos fechados não tem sido muito utilizada e representa uma possibilidade de medição de vazão pouco explorada na indústria. Avaliamos as características de dois sensores com formatos diferentes ambos fabricados com fio de aço inoxidável facilmente encontrado no mercado. O tipo de medidor por efeito térmico de uso industrial encontrado atualmente faz uso de dois sensores encapsulados onde um mede a temperatura do meio e o outro opera de 5°C a 20°C, acima da temperatura deste meio. Estes medidores apresentam medida de vazão mássica, geralmente relacionada com a potência necessária para manter a temperatura do sensor aquecido acima da temperatura do meio. As variações de resistência e correções para manter a temperatura do sensor constante, utilizam circuitos eletrônicos com controle realimentado e o atual nível de desenvolvimento dos sistemas microcontrolados, proporcionam varias formas de tratar os sinais medidos e transmiti-los para computadores ou apresenta-los ao operador de forma local.

São apresentadas novas ferramentas disponíveis para programação e compilação de programas para microcontroladores que tornam a programação destes componentes mais amigável possibilitando realizar cálculos complexos com facilidade utilizando linguagens de alto nível como a linguagem C. O escopo deste trabalho é desenvolver um circuito eletrônico capaz de medir as variações causadas na potência consumida em um sensor termo-resistivo ,mantido em temperatura constante, submetido a diferentes níveis de vazão e temperatura do ar que passa por um duto fechado. O desenvolvimento do circuito engloba as necessidades de tratamento dos sinais analógicos e os cálculos através de sistema digital do coeficiente de transferência térmica da velocidade do fluido e da vazão com base em dados medidos experimentalmente sob condições controladas. São apresentados os esquemas de circuitos eletrônicos finais dos protótipos montados e dos programas desenvolvidos para o sistema microcontrolado que executam os cálculos e a visualização de dados em um display e também em um PC através de software de aquisição. Os dados obtidos no experimento são analisados e a viabilidade de utilização do medidor é avaliada nas condições de teste apresentadas.

## Capítulo 2

### Revisão da Literatura

Anemômetros de fio-quente (hot-wire) e filme-quente (hot-film) tem sido largamente utilizados e pesquisados para medição de velocidade do vento através de sensores termorresistivos, que alteram sua resistência elétrica de forma a refletir alterações em sua temperatura.

Sarma (1993), descreve em seu trabalho os métodos de operação com medição de velocidade do fluido através de corrente constante no sensor (CCA), medição através de temperatura constante no sensor (CTA) e um método desenvolvido e patenteado por ele com tensão constante no sensor (CVA). Segundo Sarma (1993) o método mais popular é o CTA, onde temos o sensor, aquecido acima da temperatura do fluido, como um dos elementos de uma ponte de wheatstone realimentada por um amplificador operacional conforme mostra a figura 2.1.

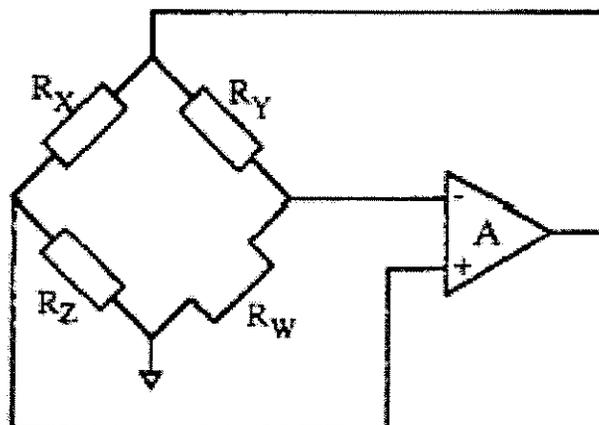


Figura 2.1 – Diagrama esquemático simplificado CTA

Nesta configuração  $R_w$  representa o sensor termo-resistivo. Quando ocorre um aumento de fluxo no fluido, a resistência elétrica do sensor é reduzida devido a diminuição de sua temperatura. A realimentação realizada pelo circuito amplificador, causa um aumento de corrente através do sensor para elevar sua temperatura e equilibrar novamente a ponte de wheatstone. Este comportamento porém é o comportamento ideal do circuito que na prática sofre alterações devido a existência da tensão de desvio de entrada ( $E_{Os}$ ) do amplificador operacional. Uma outra dificuldade da configuração CTA discutida por Sarma (1993), refere-se a redução na largura de faixa de resposta em frequência (bandwidth) em função do comportamento não ideal, tornando difícil a utilização desta configuração para baixos níveis de elevação de temperatura do sensor e velocidade supersônicas do fluido. Sarma (1993) descreve que o comportamento do circuito CVA é melhor principalmente na relação entre sinal e ruído, que nos casos do CTA e CCA representam problemas principalmente relacionados com o comprimento do cabo do sensor que pode sofrer interferências de radio frequência causadas pela variação de tensão.

Okamoto(1993) descreve o desenvolvimento de um anemômetro digital que utiliza como sensor um termistor especialmente desenvolvido para esta finalidade. O tipo de sensor mais utilizado em anemômetros, segundo Okamoto(1993), é um fio fino de platina chamado de Wollaston wire, porém segundo ele qualquer tipo de sensor termo-resistivo pode ser utilizado. O uso do termistor desenvolvido no projeto é mais vantajoso principalmente pelo baixo custo e pelo seu tempo de resposta que é comparado ao Wollaston wire, quando operado em temperatura constante (CTA). Okamoto (1993) relata também que o uso do termistor trás três problemas básicos o primeiro relacionado a alta constante de tempo dos termistores que foi solucionado através da construção de um termistor especial para o projeto. O segundo problema relacionado ao comportamento não linear dos termistores em função da temperatura, que foi solucionado através da utilização de circuitos eletrônicos de compensação através da técnica de PWM (Pulse Width Modulation). O terceiro problema, também presente quando utilizado o sensor do tipo Wollaston wire é a compensação da temperatura do fluido que foi solucionado através da utilização de um sensor não aquecido para medição da temperatura provocando correções no sinal eletrônico obtido.

Um trabalho realizado por Watmuff(1995), estuda o comportamento dos anemômetros de fio-quente operando em temperatura constante. Watmuff (1995) apresenta uma configuração de

circuito que é utilizada nos projetos práticos de anemômetros para compensar as limitações de largura de faixa de resposta em frequência, relativas aos componentes físicos. Esta configuração utiliza vários amplificadores em cascata. Uma configuração alternativa para o CTA, utilizando um sistema de aquecimento do sensor por um trem de pulsos PWM é apresentada por Oliveira(1995). Neste sistema é possível obter a informação digital da velocidade do fluido medindo a largura de pulso utilizada para manter a temperatura do sensor constante, não sendo necessário utilizar um conversor A/D (Conversor analógico para digital). Segundo Oliveira(1995) existem duas formas de obter o valor da velocidade do fluido na configuração proposta por ele, sendo necessário levar em consideração a temperatura do fluido em ambas. A primeira é medir a tensão CC resultante da saída PWM e enviá-la para um microcontrolador e através de software realizar a compensação de temperatura do fluido. Neste caso a digitalização da informação é feita através de um conversor A/D da mesma forma que nos CTAs convencionais. A segunda é utilizar um contador digital que também pode ser implementado em um microcontrolador, porém sem a necessidade da utilização do conversor A/D. Oliveira(1995) observou ainda que o resultado da medida através da largura de pulso do PWM é obtido duas vezes mais rápida que utilizando a medida pelo nível CC da saída do PWM. A implementação da compensação da temperatura do fluido através de dois circuitos CTA convencionais cada um operando em uma temperatura diferente acima da temperatura do fluido foi proposta por Oliveira(1997). Nesta configuração cada um dos circuitos CTA entrega o valor de saída a um conversor A/D e o processador de dados, que pode ser um microcontrolador, executa os cálculos. Este tipo de configuração é apresentado na figura 2.2:

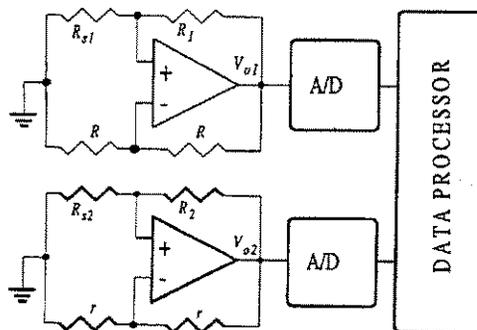


Figura 2.2 – configuração CTA utilizando dois sensores idênticos

Oliveira(1997) propõe ainda que a mesma configuração pode ser utilizada com o controle de tensão da ponte de wheatstone feito através de PWM, ou ainda realizando o chaveamento na ponte de wheatstone para trabalhar com duas temperaturas diferentes com o mesmo sensor.

Um estudo comparativo entre os anemômetros de fio quente operando nos sistemas CTA e CVA, foi realizado por Kerise e Spina (2000) e levou em consideração tanto a resposta estática quanto dinâmica dos sistemas. Em seu trabalho que estuda a resposta estática dos sistemas ele descreve o funcionamento básico do CVA desenvolvido e patenteado por Sarma(1993) e apresentado na figura 2.3:

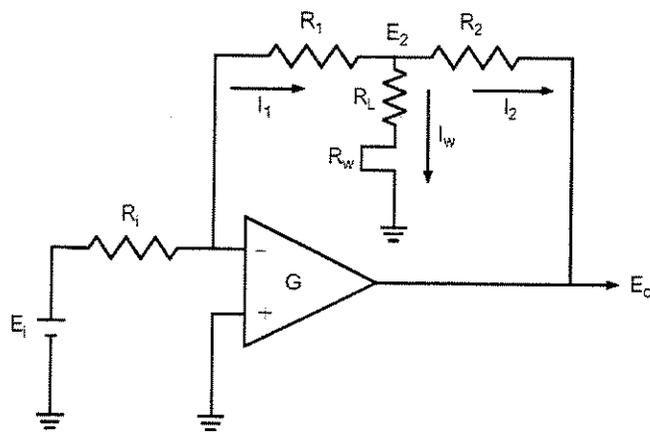


Figura 2.3 – Circuito básico do CVA

Neste circuito  $R_L + R_w$  representam a resistência total do sensor com seu cabo de ligação,  $E_i$  representa uma fonte de tensão constante estável com baixo ruído e  $E_o$  representa a saída de medição do circuito. A tensão sobre o sensor depende apenas dos valores de  $R_i$ ,  $R_1$  e  $E_i$ . Um aumento na velocidade do fluxo esfria o sensor e causa uma diminuição na sua resistência elétrica, tendendo a causar uma queda na tensão do sensor. Como a tensão de entrada do circuito é constante, a queda de tensão sobre o sensor causa uma queda da corrente  $I_1$  que causa um aumento da tensão na entrada inversora do amplificador operacional. Este aumento de tensão da entrada inversora, causa um aumento da tensão de saída do amplificador operacional e conseqüentemente da corrente  $I_2$ . A corrente do sensor aumenta, pois  $R_1$  é tipicamente muito maior que  $R_w$ , aumentando a tensão do sensor que tende a voltar ao valor original.

No estudo da resposta estática é apresentado um comparativo entre a sensibilidade do CVA e CTA quanto a variações de temperatura do fluido e velocidade do fluido. Os resultados apresentados por Kerise e Spina(2000) demonstram que o comportamento do CTA em fluxos

com velocidade do ar abaixo da velocidade do som, apresentam maior sensibilidade a mudanças de temperatura do fluido do que com a velocidade do fluido para pequeno sobreaquecimento do sensor. Para sobreaquecimentos maiores do sensor a sensibilidade apresentada devido a variações na temperatura do fluido diminui, permitindo avaliar melhor a variação da velocidade do fluido. Ferreira(2001) apresenta uma configuração de anemômetro de fio quente que foi implementada seguindo a sugestão de Oliveira(1997) através do método CTA, que utiliza apenas um sensor que serve para medir a velocidade e temperatura do fluido, resultando em um medidor com compensação de temperatura. O circuito opera em duas temperaturas de equilíbrio diferentes através do chaveamento de um dos resistores da ponte de wheatstone, controlado através de um microcontrolador. Uma comparação entre a configuração CTA utilizando realimentação convencional e através de PWM foi simulada por Sousa(2002). Esta simulação demonstra que se a frequência do sinal PWM for baixa e próxima a frequência natural do sensor o circuito tem comportamento instável. A introdução do circuito de geração de PWM no loop de controle causa um aumento da complexidade do circuito, porém permite a substituição de conversores A/D e do amplificador operacional por um comparador de tensão rápido e por um algoritmo de controle em um microcontrolador de baixo custo. Palma(2003) apresenta um sistema para CTA utilizando sistema realimentado com um controlador PI (proporcional + integral) implementado em FPGA. Esta configuração não utiliza o amplificador operacional para realizar o controle de temperatura do sensor, como nos circuitos convencionais, que é realizado pelo controlador PI. No trabalho apresentado por Palma(2003) o circuito foi utilizado para medir a temperatura ambiental e não velocidade do fluido ou ar, porém a configuração apresentada pode também ser utilizada para medição de velocidade de fluídos.

## Capítulo 3

### Avaliação Teórica

O desenvolvimento de um instrumento medidor de vazão baseado no princípio de troca térmica utiliza um elemento transdutor para converter a grandeza medida de forma a permitir estimá-la. Atualmente a grande maioria dos transdutores é de natureza elétrica, ou seja, altera alguma de suas características elétricas em função da grandeza medida. Quando dizemos que um sensor é termo-resistivo, temos a variação de sua resistência elétrica em função da temperatura. Se o sensor termo-resistivo for aquecido através da circulação de uma corrente elétrica constante, e estiver sofrendo a ação da velocidade de um fluido qualquer que varia no tempo, sua temperatura e sua resistência elétrica também variam. Com a variação de temperatura a maioria dos elementos mudam suas propriedades físicas, desta forma temos vários tipos de sensores termo-resistivos, tais como termistores (Semicondutores) e sensores termo-resistivos metálicos (Ex. Sensor de Platina).

#### 3.1 - Características dos sensores termo-resistivos

Quanto a característica do comportamento de variação da resistência com a temperatura, podemos classificar este tipo de sensor de duas formas. O primeiro, chamado de NTC (Negative Temperature Coefficient – Coeficiente de Temperatura Negativo), varia sua resistência ôhmica em uma proporção inversa com a temperatura. O segundo tipo, chamado de PTC (Positive Temperature Coefficient – Coeficiente de Temperatura Positivo), varia sua resistência ôhmica em uma proporção direta com a temperatura conforme apresentado por França (1998).

Considerando sensores termo-resistivos metálicos existem várias formas de descrever a relação entre temperatura e resistência do elemento sensor.

Ferreira (2003) mostra que para um sensor do tipo PTC podemos considerar :

$$R_w \approx R_0(1 + \beta T_w)$$

Onde  $R_0$  é a resistência do sensor a  $0^\circ\text{C}$ ,  $\beta$  é o coeficiente de variação de resistência em função da temperatura e  $T_w$  representa a temperatura no sensor.

A determinação dos parâmetros  $R_0$  e  $\beta$  podem ser obtidos experimentalmente através da exposição do sensor a várias temperaturas diferentes com a respectiva medida de resistência. Os valores obtidos nas medidas são tratados através de software com métodos numéricos de regressão linear, não-linear ou iterativos e resultam em uma equação onde a resistência elétrica do sensor dependente da temperatura pode ser calculada.

A outra equação que rege o comportamento do sensor termo-resistivo relaciona o equilíbrio termodinâmico e a resposta no tempo de um sensor termo-resistivo que é atravessado por uma corrente elétrica e está em um meio onde sofre a ação da velocidade  $v$  de um fluido (Ferreira 2001,2003) é descrito por :

$$P_e = hS(T_w - T_f) + mc \frac{dT_w}{dt}$$

Onde:

$P_e$  = Potência dissipada no sensor;

$S$  = Área da superfície do sensor;

$T_w$  = Temperatura do sensor;

$T_f$  = Temperatura do fluido;

$h$  = Coeficiente de transferência de temperatura entre o sensor e o fluido;

$m$  = Massa do sensor;

$c$  = Calor específico;

$t$  = Tempo.

$$e \quad h = a + bv^n$$

na qual  $a$ ,  $b$  e  $n$  são constantes determinadas experimentalmente para um dado sensor sob determinadas condições de operação e  $v$  é a velocidade do fluido.

Em condições de equilíbrio térmico estático,  $\frac{dT_w}{dt} = 0$ , reduzindo a equação de equilíbrio termodinâmico como apresentado por Freire (1999) para

$$P_e = hS(T_w - T_f)$$

e substituindo o valor do coeficiente de transferência de temperatura entre o sensor e o fluido

$$P_e = (a + b.v^n).S(T_w - T_f)$$

No caso de ocorrência de flutuação de temperatura do fluido, deve ser realizado um procedimento de calibração para determinar as variações dos coeficientes “ $a$ ” e “ $b$ ” em função da temperatura (Weiss 2003).

O expoente “ $n$ ” da velocidade do fluido está tipicamente situado entre 0,4 a 0,5 para um regime de fluxo subsônico onde 0,5 corresponde ao determinado pela King’s law (Kerise, Spina 2000) . Neste trabalho consideramos  $n = 0,5$  Ismail(2003), Holman(2001).

### 3.2 – Medição de vazão utilizando sensores termo-resistivos

Como já visto anteriormente, Sarma (1993) considera o método CTA mais popular. Okamoto (1993) e Ferreira(1995), utilizaram a configuração CTA em seus experimentos assim como Ferreira (2001).

O esquema básico simplificado do circuito CTA é apresentado na figura 2.1. Considerando que as características do amplificador operacional são ideais, podemos considerar neste circuito que o sensor, representado por  $R_w$ , trabalha em temperatura constante, conforme demonstrado pela equação :

$$P_e = (a + b.v^n).S(T_w - T_f)$$

Quando o sensor é submetido a velocidade do fluido o circuito CTA corrige a temperatura do sensor de forma a mantê-la constante através da variação da tensão de alimentação da ponte de wheatstone. Variações na velocidade do fluido causam variações na potência elétrica consumida pelo sensor termo resistivo.

A potência dissipada pelo sensor, pode ser obtida diretamente através de cálculo na ponte de realimentação do amplificador operacional do circuito do sensor, considerando este ideal e medindo a tensão que está sendo enviada para a ponte de wehatstone.

Da figura 2.1, isolando o braço formado por  $R_Y$  e  $R_W$  que representa o sensor, e sabendo a tensão de realimentação do circuito, para obtenção do equilíbrio da ponte, a potência dissipada no sensor será

$$P_e = \left( \frac{E_{in}}{R_Y + R_W} \right)^2 \cdot R_W$$

Nesta equação  $P_e$  representa a potência dissipada pelo sensor  $R_W$  na temperatura de operação, obtida através do equilíbrio da ponte de wheatstone pela realimentação proveniente do amplificador operacional através de  $E_{in}$  que representa a tensão de entrada da ponte.

Outro fato apresentado por Okamoto(1993), Oliveira(1995) e Ferreira (2001) é a necessidade de realizar a compensação de temperatura, que teve uma solução diferente implementada por cada um deles.

Com base em todos estes dados foi escolhido para o desenvolvimento do projeto o circuito proposto na figura 2.1 como circuito do sensor de variação de velocidade do fluido.

Para realizar a indicação de vazão do fluido, foi feita a medida da tensão na entrada da ponte de wheatstone e da temperatura do fluido com o auxílio de um microcontrolador e circuitos auxiliares. Com os dados disponíveis e conhecendo as características do sensor levantadas através de ensaios foi possível estimar a vazão e indica-la em um display, através da realização dos cálculos em um microcontrolador.

## Capítulo 4

### Avaliação Experimental

#### 4.1 - Características da bancada de testes

##### 4.1.1 – Componentes da bancada

A medição de vazão foi executada em uma bancada de testes de vazão de ar composta pelos seguintes elementos :

- Compressor de ar centrífugo capacidade de vazão máxima  $2,8 \text{ m}^3/\text{min}$

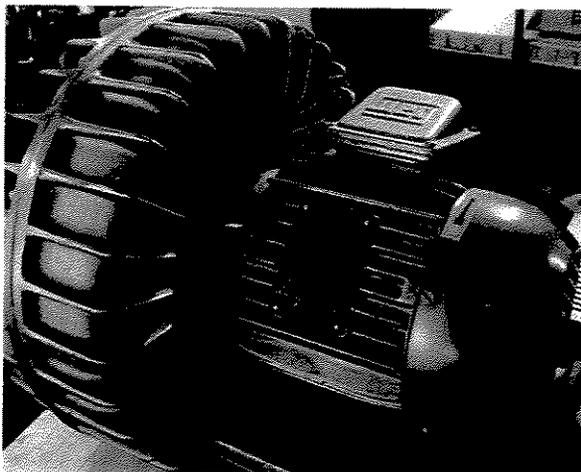


Figura 4.1 – Compressor de ar centrífugo

- Medidor de vazão de referência com as seguintes características:

a) sensor de vazão:

Fabricante : Meriam Instrument

Fluido : AR

Modelo : 50 MH10-4NT –  $160,0 \text{ CFM@ } 8'' \text{ H}_2\text{O } 70 \text{ }^\circ\text{F} \text{ \& } 29,92 \text{ HG ABS}$

Numero de série L-59943

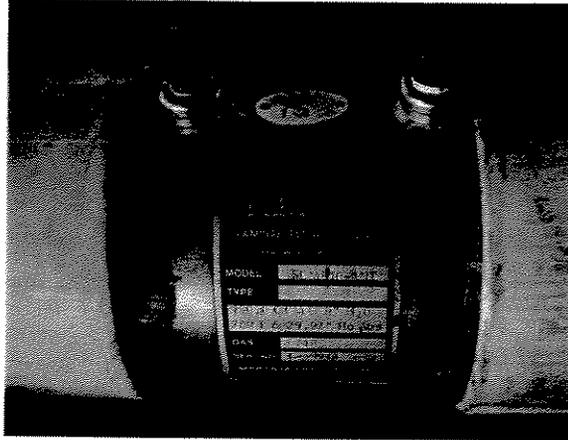


Figura 4.2 – Medidor de vazão laminar

b) Manômetro de leitura:

Fabricante : Meriam Instrument

Tipo: coluna de água

Modelo : 34 F B2 TM

Numero de série : L59941

Range : 20 POL H<sub>2</sub>O

- Válvula para ajuste manual de vazão 1
- Válvula para ajuste manual de vazão 2
- Tubulação diâmetro 2" e 100 mm em PVC

#### 4.1.2 – Disposição dos elementos na bancada de teste e medições iniciais

Os elementos estão dispostos na bancada conforme figura 4.3. Foi necessário realizar uma medida inicial para determinar a capacidade real de vazão do sistema. O primeiro passo foi verificar e ajustar a coluna de medição de pressão através do seu nivelamento em relação ao piso e também colocar o início da coluna de água no ponto zero. Depois disso o motor do compressor foi alimentado através da rede elétrica e a válvula de ajuste manual 1 foi totalmente aberta e a válvula de ajuste manual 2 foi totalmente fechada. Aguardamos alguns segundos para a medida estabilizar e realizamos a leitura da escala da coluna onde obtivemos a medida de 4,1 POLH<sub>2</sub>O. Para transformar a medida de diferencial de pressão em vazão, os dados de calibração do medidor

de referência foram introduzidos no matlab e obtivemos a curva de calibração do elemento sensor apresentado na figura 4.4 e também uma equação que representa a aproximação linear da curva.

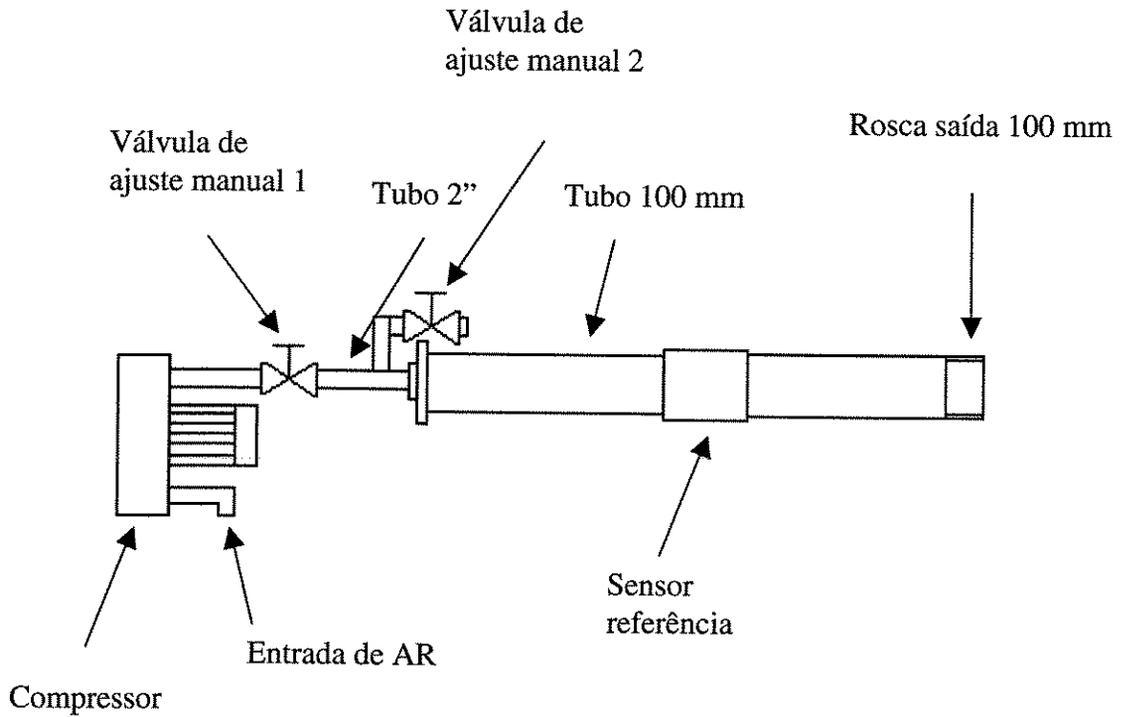


Figura 4.3 – Disposição dos elementos na bancada de testes

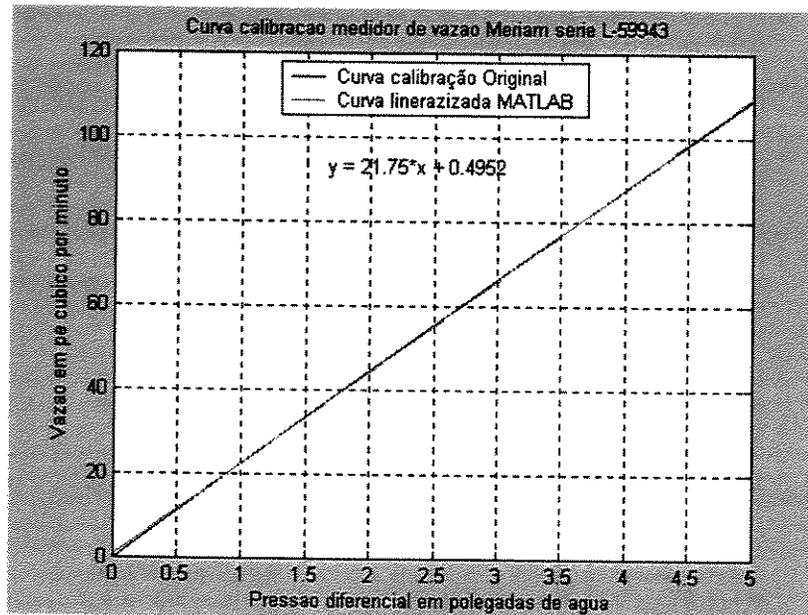


Figura 4.4 – Curva de calibração do sensor de referência

O valor obtido foi então de 89,67 CFM, convertendo para unidades do SI temos:

$$1 \text{ CFM} = 0,028317 \text{ m}^3/\text{min} \rightarrow 89,67 \times 0,028317 = 2,54 \text{ m}^3/\text{min} = 4,23 \times 10^{-2} \text{ m}^3/\text{s}$$

Para calcularmos a velocidade média na secção com diâmetro de 100 mm, temos:

$$Q_v = A \cdot v_m \text{ onde } Q_v - \text{vazão volumétrica}$$

A – área interna da secção

$v_m$  – velocidade média

Assim,

$$v_m = \frac{Q_v}{A} = \frac{4,23 \times 10^{-3}}{7,854 \times 10^{-3}} = 5,39 \text{ m/s}$$

## 4.2 - Projeto e construção dos elementos sensores

No projeto foram testados dois tipos de elemento sensor resistivo, que foram submetidos ao fluxo de ar. O primeiro sensor tem formato quadrado e é constituído por um fio de aço inoxidável AISI304 com diâmetro de 40  $\mu\text{m}$ . O segundo sensor foi montado com o mesmo tipo de fio enrolado em torno de um tubo de vidro.

### 4.2.1 – Sensor quadrado

De posse dos dados de velocidade média disponível para os testes, foi possível projetar o elemento sensor que será submetido ao fluxo de ar. Ao utilizarmos um elemento sensor de fio quente para trabalhar na tubulação disponível é necessário que o mesmo esteja posicionado em um local onde sofra a ação da velocidade média do fluxo. Avaliando o regime de fluxo dentro do tubo para a condição de velocidade máxima, sabemos que para um número de Reynolds  $Re > 2300$  temos um escoamento turbulento desta forma foi possível determinar o regime de fluxo calculando para as condições existentes.

Considerações para o cálculo,

$$\text{Fluido AR; temperatura } 26,5 \text{ }^\circ\text{C} = 300 \text{ K; } \mu = 15,89 \times 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s; } \rho = 1,1614 \text{ Kg/m}^3$$

Sabemos que 
$$Re = \frac{\rho \cdot V_m \cdot D}{\mu}$$

Onde, Re: Número de Reynolds

$\rho$  : Massa específica

D : Diâmetro interno do tubo

$\mu$  : Viscosidade absoluta

Realizando o cálculo obtivemos um numero de Reynolds igual a  $39,4 \times 10^3$ , mostrando que o regime de fluxo no interior do tubo é turbulento. Com este regime de fluxo o perfil de velocidade é representado pela figura 4.5.

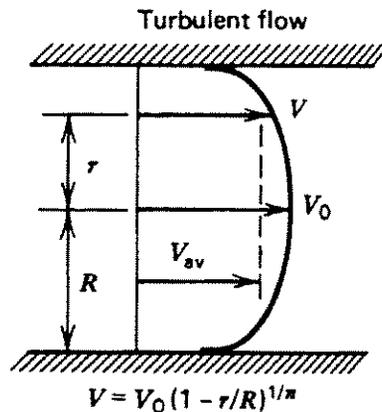


Figura 4.5 – Perfil de velocidade regime de fluxo turbulento, pagina 474 Dally(1993)

O perfil de velocidade de um fluxo turbulento pode ser representado pela equação empírica chamada “Lei de Potência”.

$$\frac{u}{U} = \left(1 - \frac{r}{R}\right)^{\frac{1}{n}}$$

Nesta equação, u : Velocidade na posição de raio r

U : Velocidade máxima

r : Raio da velocidade u

R : raio total do tubo

n : Varia com o número de Reynolds de acordo com a figura 4.6

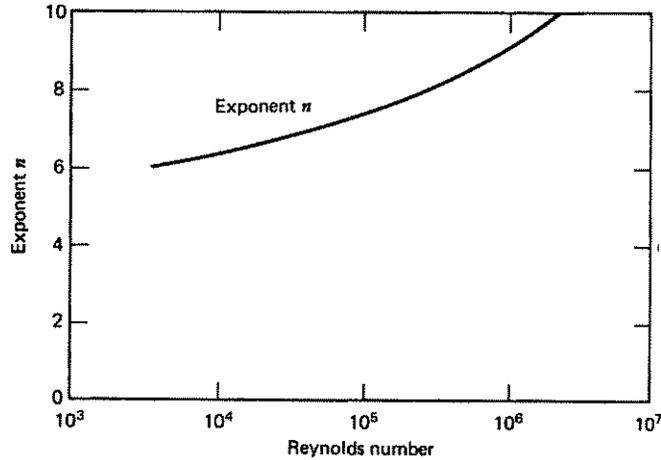


Figura 4.6 – Exponente n em função do número de Reynolds, pagina 475 Dally(1993)

A razão entre a velocidade média e a velocidade máxima pode ser avaliada pela equação:

$$\frac{V_m}{U} = \frac{2.n^2}{(n+1).(2.n+1)}$$

onde, n : função do numero de Reynolds figura 4.6

V<sub>m</sub>: Velocidade média

U: velocidade máxima

Substituindo os valores para nosso caso e realizando o cálculo para uma velocidade média de 5,39 m/s . Temos um número de Reynolds de 39,4 x10<sup>3</sup> e pela figura 4.6 n é aproximadamente 6,5 assim,

$$\frac{5,39}{U} = \frac{2.(6,5)^2}{(6,5+1).(2.(6,5)+1)} \rightarrow U = 6,7 \text{ m/s}$$

Avaliando o raio da velocidade média temos:

$$\left(\frac{5,39}{6,7}\right)^{6,5} = 1 - \frac{r}{0,05} \rightarrow r = 0,0378 \text{ m}$$

Utilizando uma geometria quadrada para o sensor e estimando a circunferência representada pelo raio da velocidade média dentro do tubo, podemos dispor o sensor de modo que metade do lado do quadrado fique submetido a parcela correspondente a velocidades maiores que a média e a outra metade do quadrado fique submetida a parcela correspondente a velocidades menores que a média. Para calcular o lado do quadrado disposto dentro do tubo utilizamos o esquema da figura 4.7.

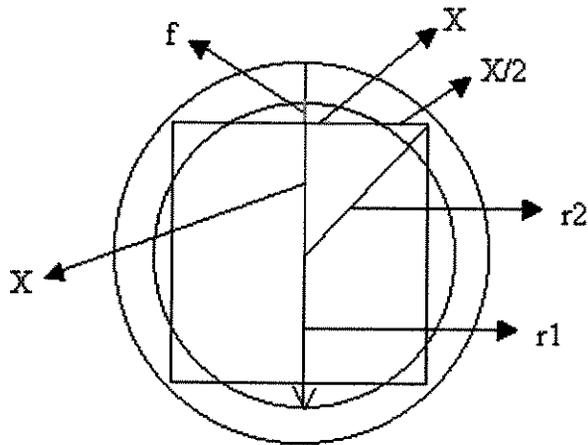


Figura 4.7 – Disposição do sensor quadrado

Na figura 4.7 temos  $r_1$  representado o raio da circunferência que representa a velocidade média dentro do tubo,  $X$  é a corda da circunferência com raio igual a  $r_1$  e representa a metade da resistência submetida a velocidades maiores que a média e as partes  $X/2$  estão submetidas a velocidades menores que a média. O lado do quadrado, é igual a corda da circunferência com raio  $r_1$  que no nosso caso é igual a 0,0378 m. Sabemos que a corda de uma circunferência é dada por:

$corda = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot r_1 \cdot f - f^2} \rightarrow$  como  $X = corda \rightarrow X = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot r_1 \cdot f - f^2}$ . Da figura 4.7 podemos deduzir também que  $f = r_1 - X$ , realizando as substituições e o cálculo obtemos :

$$X = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot (0,0378) \cdot (0,0378 - X) - (0,0378 - X)^2}$$

$$\left(\frac{X}{2}\right)^2 = 0,001429 - X^2 \rightarrow X = 0,034 \text{ m}$$

A medida do lado do quadrado é igual a  $2 \cdot X = 0,068$  m. Foi construída a resistência conforme indicado na figura 4.8 e montada em um anteparo feito em Nylon. Para instalar o anteparo com a resistência na tubulação foram preparados dois flanges de PVC com conexão de  $\varnothing 4''$  com rosca e parafusos de fixação. A resistência foi fixada no anteparo através de fios finos e os terminais foram instalados de forma apropriada e levados para o lado de fora do dispositivo. Depois de montar o anteparo de nylon entre os flanges, o dispositivo foi montado na rosca de saída da bancada de teste, apresentada na figura 4.3.

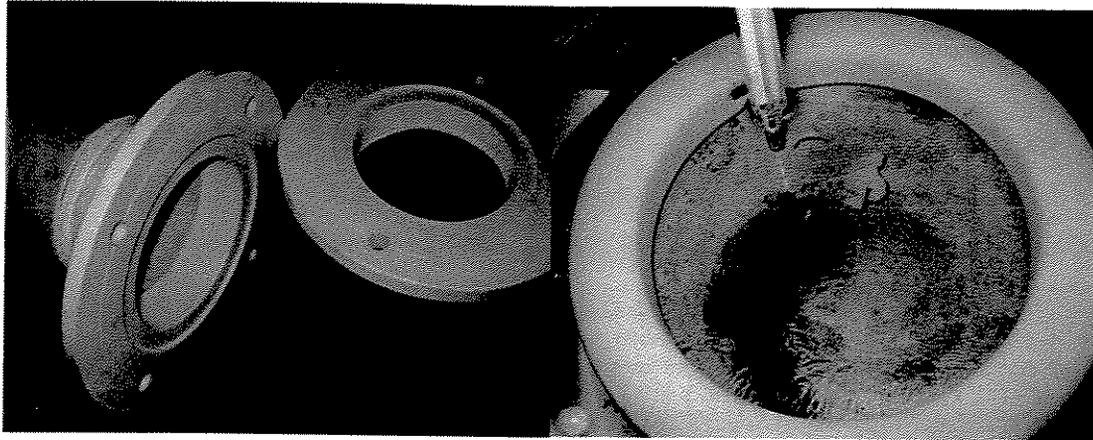


Figura 4.8 – Montagem do sensor quadrado

#### 4.2.2 – Sensor tubular

O sensor tubular, foi construído enrolando 216,3 mm de fio de aço inoxidável AISI 304 com diâmetro de 40  $\mu\text{m}$  entorno de um tubo de vidro com diâmetro de 4 mm e 96 mm de comprimento. Este sensor foi disposto dentro do tubo de forma a ficar perpendicular ao fluxo de ar. Como as dimensões deste sensor são relativamente grandes, existe um impacto na velocidade do fluido pois a área de passagem sofreu uma redução igual a área projetada do sensor tubular.

Em termos numéricos temos que :

$$\text{Área de passagem total do tubo} = 7,854 \times 10^{-3} \text{ m}^2 ;$$

$$\text{Área projetada do sensor tubular} = 0,004 \times 0,096 = 3,84 \times 10^{-4} \text{ m}^2 ;$$

$$\text{Área resultante} = 7,854 \times 10^{-3} - 3,84 \times 10^{-4} = 7,47 \times 10^{-3} \text{ m}^2 .$$

$$\text{Área superfície do fio exposto ao fluxo} = \pi \times 0,000004 \times 0,2163 = 2,7181 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

Com a diminuição da área, ocorre um aumento de velocidade calculado nos pontos de teste.

Para  $\Delta P$  de 2 POLH<sub>2</sub>O,

$$Q_v = A \cdot v_m \quad \text{e} \quad v_m = \frac{Q_v}{A}$$

Como a vazão  $Q_v$  para o medidor de referência é dado por  $Q_v = 21,75 \cdot (\Delta P) + 0,4952$  então,

$$v_m = \frac{(21,75 \cdot (2) + 0,4952) \cdot (0,028317 / 60)}{7,47 \times 10^{-3}} = 2,78 \text{ m / s}$$

Para  $\Delta P$  de 4,1 POLH<sub>2</sub>O,

$$v_m = \frac{(21,75 \cdot (4,1) + 0,4952) \cdot (0,028317 / 60)}{7,47 \times 10^{-3}} = 5,66 \text{ m/s}$$

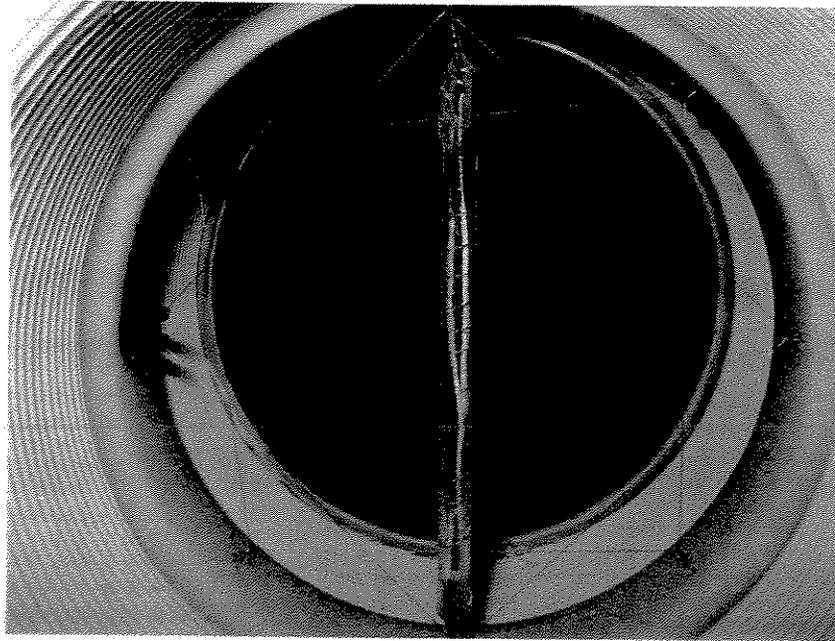


Figura 4.9 - Disposição dos sensores no interior da tubulação

### 4.3 – Calibração dos sensores resistivos

A calibração dos sensores resistivos foi realizada submetendo os sensores a várias temperaturas diferentes conhecidas e medindo a resistência elétrica obtida para cada uma destas temperaturas. Para executar a calibração, montamos os sensores resistivos entre os flanges na bancada de teste e observamos que restringindo o fluxo de saída do compressor, através da válvula de ajuste manual 1, havia um aquecimento natural do fluxo de ar na descarga. Definimos a operação em três pontos básicos que foram em vazão máxima com  $\Delta P$  do elemento sensor de referência em 4,1 POLH<sub>2</sub>O e mais dois pontos intermediários de abertura de válvula com  $\Delta P$  3 POLH<sub>2</sub>O e 2 POLH<sub>2</sub>O no elemento sensor de referência. A temperatura mais alta é obtida utilizando um  $\Delta P$  de 2 POLH<sub>2</sub>O e um efeito de resfriamento é obtido quando elevamos a vazão ao seu máximo. Além disso definimos também que o início da medição seria em temperatura ambiente e realizando medidas de resistência a cada 1°C de elevação observadas em um termômetro padrão.

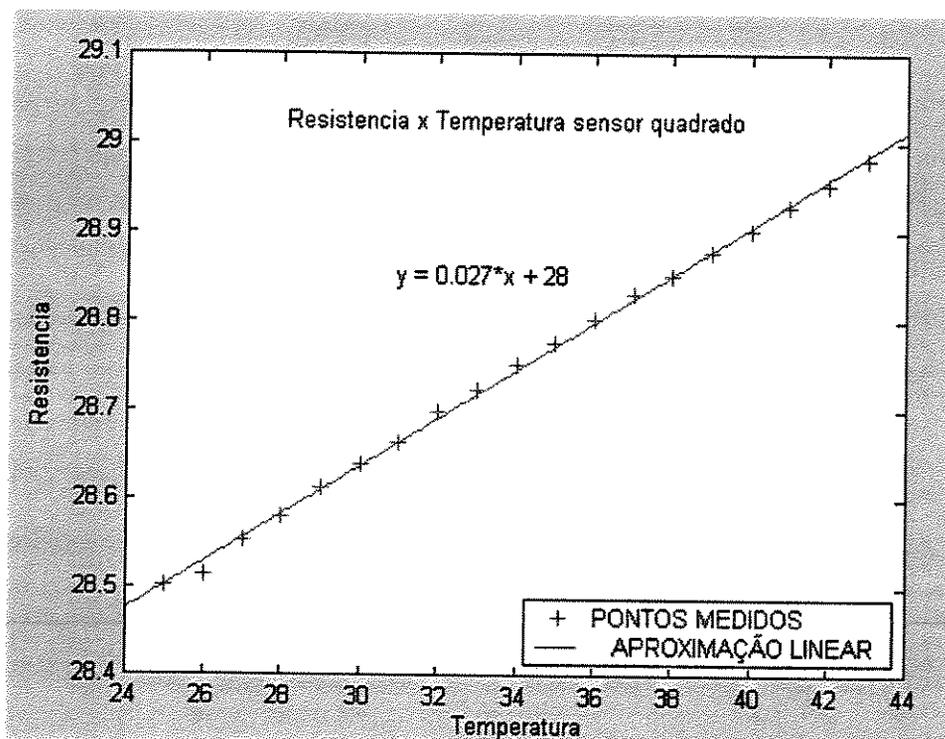


Figura 4.10 – Dados calibração do sensor quadrado

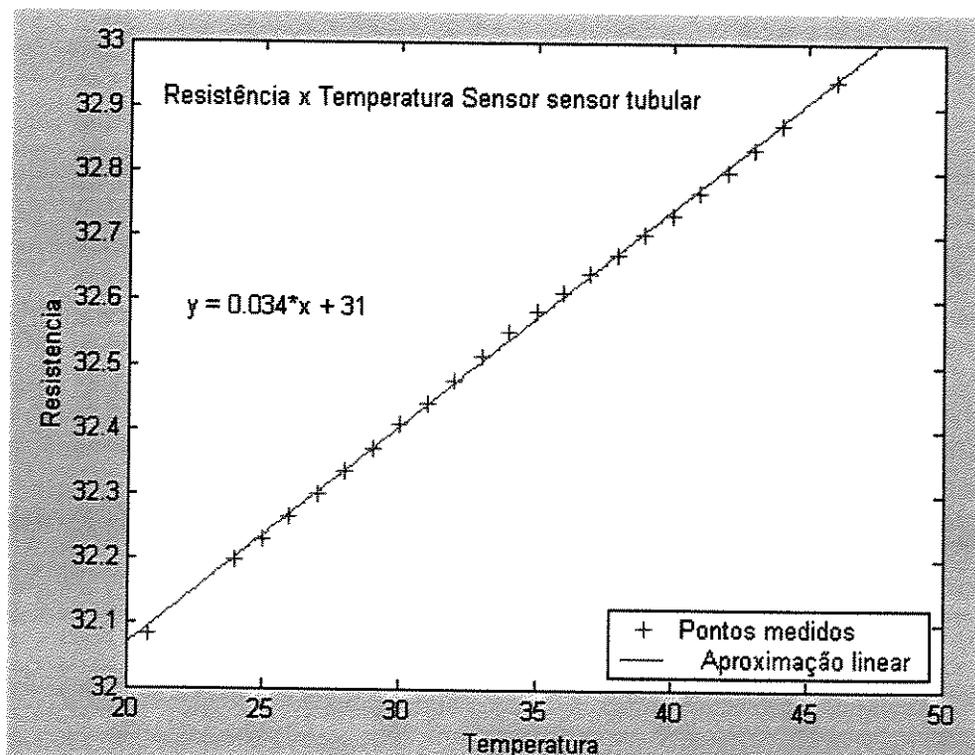


Figura 4.11 –Dados de calibração sensor tubular

As medidas de resistência foram obtidas através de um multímetro digital HP modelo HP34401A número de série 3146A38370. Realizamos cinco seqüências de aquecimento e

resfriamento e a média obtida para os vários pontos levantados pode ser observada na figura 4.10 para o sensor quadrado e na figura 4.11 para o sensor tubular.

Os gráficos foram montados com o auxílio do matlab e foi possível levantar uma equação através de aproximação linear que descreve a variação da resistência dos sensores em função da temperatura. Neste caso, Y representa a resistência e X representa a temperatura.

#### 4.4 – Montagem do circuito de medição

##### 4.4.1 – Circuito de medição do sensor

Para montagem do circuito de medição do sensor, foi adaptada e utilizada a configuração proposta por Sarma(1993) e Ferreira(2001) sem a etapa de compensação de temperatura. O amplificador operacional escolhido foi o TL071 Texas Instruments(2003) com características semelhantes ao TL081 utilizado por Ferreira(2001) e a configuração dos pinos pode ser vista na figura 4.12.

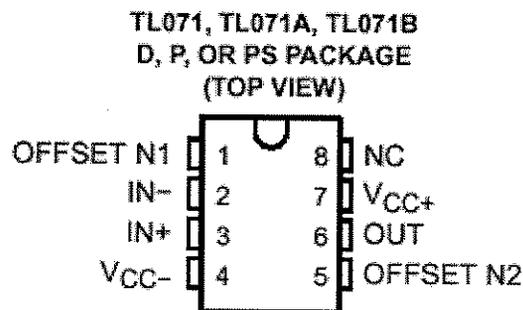


Figura 4.12 – Disposição de pinos do TL071

No circuito montado foi implementada a fonte de alimentação simétrica de +15-15 Vcc, necessária para o TL071 e montado na saída do amplificador operacional um transistor de potência para amplificar a corrente de saída para realimentação da ponte de Wheatstone. Foram previstos terminais para conexão da ponte de Wheatstone e saída do circuito.

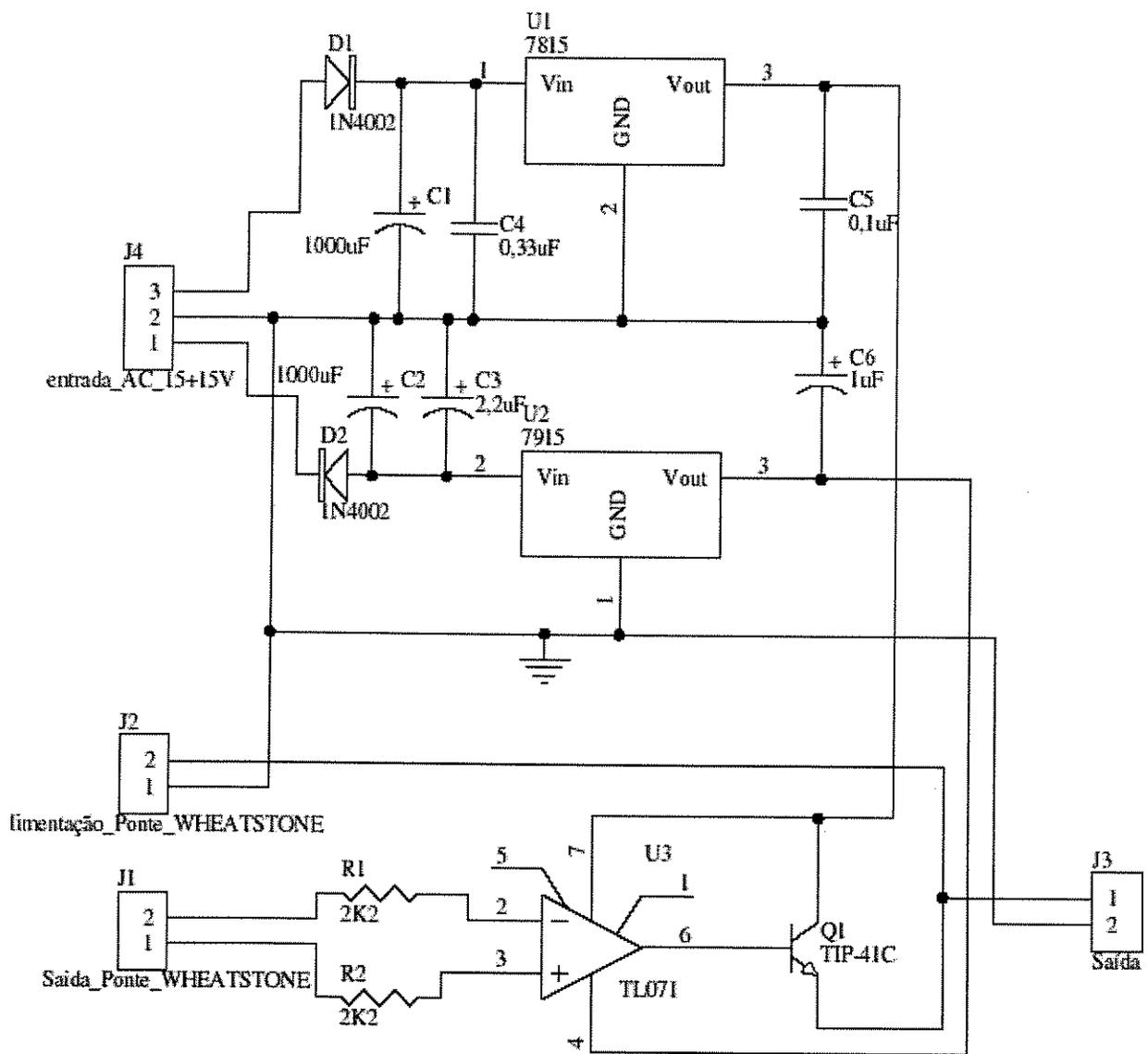


Figura 4.13 – Esquema do circuito de medição utilizado

A saída do circuito foi medida entre o emissor do transistor de potência e o terra do circuito e representa a tensão entregue pelo amplificador operacional para manter o equilíbrio da ponte de Wheatstone e também possui um conector externo para conexão do multímetro e próximas etapas do circuito. O esquema do circuito final de medição pode ser observado na figura 4.13 e a montagem do protótipo na figura 4.14.

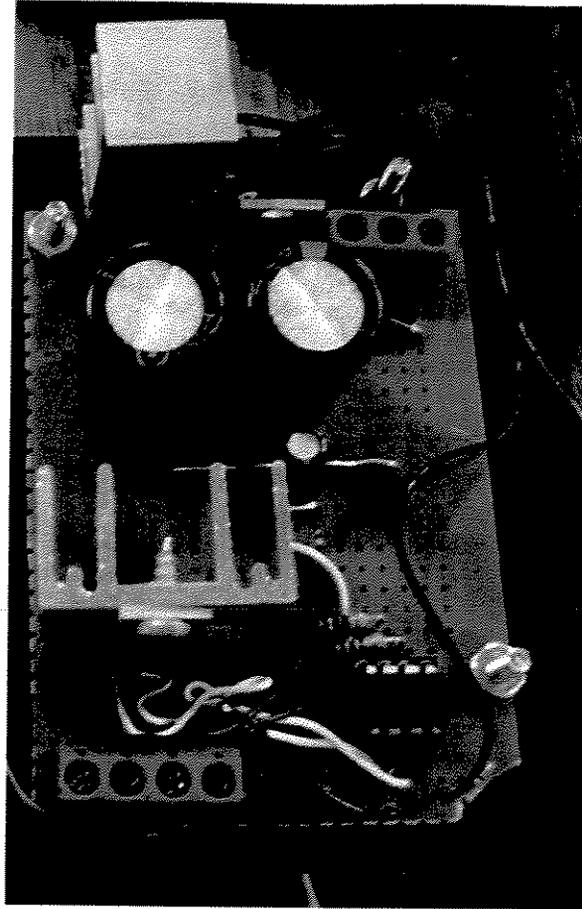


Figura 4.14 – Montagem do protótipo do circuito de medição

#### 4.4.2 – Ponte de Wheatstone

Nos testes realizados utilizamos dois tipos de resistores para a ponte de Wheatstone, para avaliar qual o tipo de resistor, condição de operação e temperatura de aquecimento do sensor seria a mais adequada. A disposição dos resistores na ponte pode ser observada na figura 4.15.

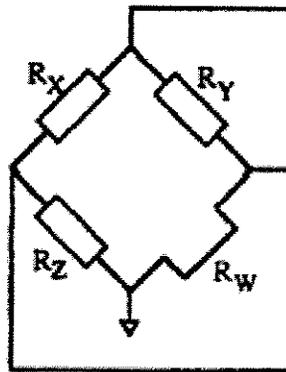


Figura 4.15 – Disposição dos resistores na ponte de Wheatstone

No equilíbrio da ponte temos:

$$R_x.R_w = R_y.R_z$$

A primeira configuração de ponte avaliada foi com resistores de filme de carbono com 3 W de capacidade de dissipação de potência e resistência nominal de 33  $\Omega$ . Uma associação de resistores foi colocada em série com o sensor para ajustar a temperatura de aquecimento do sensor quadrado. Os valores reais dos resistores para esta configuração podem ser observados na tabela 4.1.

Uma segunda configuração foi montada com o sensor tubular utilizando resistores de filme de carbono semelhantes aos utilizados com o sensor quadrado. Os valores medidos estão representados na tabela 4.1. Nesta configuração não foi utilizado nenhum resistor em série com o sensor.

	Valor Rx ( $\Omega$ )	Valor Ry ( $\Omega$ )	Valor Rz ( $\Omega$ )	Temp. sensor( $^{\circ}$ C)	Resis. série com sensor ( $\Omega$ )	Resis. Sensor ( $\Omega$ )
Configuração 1	33,607	33,551	33,661	46,12	4,36	29,245
Configuração 2	32,635	32,465	33,162	47,55	0	32,989
Configuração 3	33,124	33,257	33,28	46,29	0,467	32,947
Configuração 4	33,124	33,257	33,28	46,29	0,467	32,947
Configuração 5	33,124	33,257	33,28	43,78	4,232	29,182
Configuração 6	33,124	33,257	33,28	49,30	0,366	33,048

Tabela 4.1 – Configurações das pontes de Wheatstone

A terceira configuração utilizada para a ponte de Wheatstone foi realizada com resistores de fio com resistência nominal de 33  $\Omega$  e 0,47  $\Omega$ , em série, e 10 W de capacidade de dissipação de potência e é mostrada na figura 4.16. Os valores reais dos resistores foram medidos e estão na tabela 4.1. Nesta configuração foi utilizado um resistor com resistência real de 0,467  $\Omega$  em série com o sensor tubular.

A configuração quatro, utilizou os mesmos resistores da configuração três, com o sensor tubular e sistema de ventilação forçada para refrigerar a ponte de Wheatstone. A quinta configuração, utilizou os mesmos resistores das configurações três e quatro dos braços Rx, Ry e Rz da ponte de

Wheatstone em conjunto com o sensor quadrado com ventilação força para refrigeração. As medidas realizadas podem ser observadas na tabela 4.1.

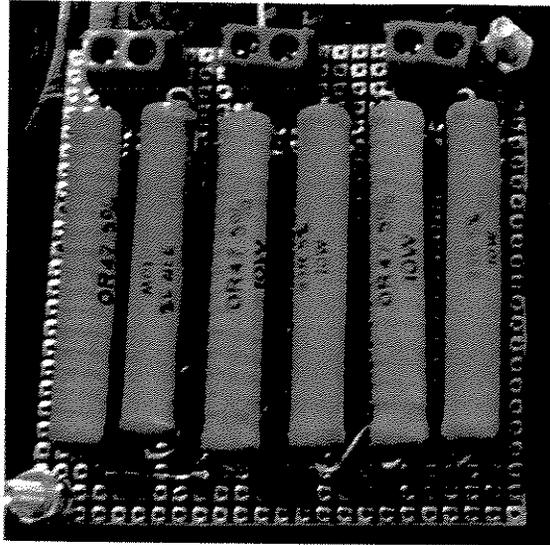


Figura 4.16 – Ponte de Wheatstone configurações 3, 4, 5, 6 e 7

Nesta configuração foi utilizada uma associação de resistores em série com o sensor quadrado e resistência real medida de  $4,232 \Omega$ .

A configuração seis, utilizou os mesmos resistores  $R_x$ ,  $R_y$  e  $R_z$  dos braços da ponte da configuração três e quatro com o sensor tubular. Nesta configuração foi utilizada uma associação de resistores em série com o sensor de resistência real medida de  $0,366 \Omega$ .

#### **4.5 – Medição da tensão de saída do circuito do sensor**

Cada uma das configurações de ponte de wheatstone e sensor foi ensaiada na bancada de testes através de vários ciclos de medições em várias faixas de vazão. A vazão foi variada através da válvula 1, que gerou o efeito de aquecimento e resfriamento do ar que passava dentro da tubulação para as configurações 1,2,3 e 4. Nas configurações 5 e 6, a vazão foi ajustada através da válvula 2 e as medidas de tensão foram realizadas sempre a uma temperatura de  $30,5 \text{ }^\circ\text{C}$ .

##### **4.5.1 – Resultado da configuração 1**

Este teste foi realizado para observar a variação da tensão de saída do circuito com uma vazão constante em várias faixas de temperatura do fluido em relação ao tempo e verificar o

comportamento do sensor. A vazão escolhida foi aquela onde o  $\Delta P$  era de 2 POLH<sub>2</sub>O. Os resultados estão apresentados na tabela 4.2.

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )			
	Hora	Hora	Hora	Hora
	14:20	14:55	15:15	15:40
40	7.3	6.95	6.73	6.74
41	6.97	6.58	6.41	6.41
42	6.62	6.2	6.03	6.11
43	6.23	5.84	5.69	5.75

Tabela 4.2 – Tensão de saída do circuito do sensor configuração 1

#### 4.5.2 – Resultado da configuração 2

A configuração 2 foi testada com dois níveis de vazão onde tínhamos o  $\Delta P$  no medidor de referência de 2 e 4,1 POLH<sub>2</sub>O. Este teste foi realizado para verificar o comportamento do sensor tubular em relação a variação de tensão de saída do circuito e a temperatura do fluido em dois níveis de vazão diferente, permitindo avaliar a relação da tensão para cada uma das vazões nas mesmas temperaturas principalmente nos pontos onde a temperatura do fluido era de 39°C e 40°C em duas medidas e de 37°C a 40°C em uma das medidas. O resultado destas medidas pode ser observada na tabela 4.3 e 4.4.

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )		
	Hora	Hora	Hora
	15:05	15:20	15:37
39	5.47	5.47	5.21
40	5.1	5.23	5
41	4.91	4.84	4.78
42	4.72	4.59	4.57
43	4.47	4.36	4.37
44	4.1	4.13	4.03

Tabela 4.3 – Tensão de saída do circuito do sensor configuração 2 ,  $\Delta P$  2 POLH<sub>2</sub>O

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )		
	Hora 15:15	Hora 15:30	Hora 15:46
40	5.93	5.87	5.86
39	6.16	6.17	6.03
38	6.35	6.32	6.41
37	6.57	6.59	6.46
36	6.90	6.68	6.68
35	7.2	7.17	7.16

Tabela 4.4 – Tensão de saída do circuito do sensor configuração 2 ,  $\Delta P$  4,1 POLH<sub>2</sub>O

#### 4.5.3 – Resultado da configuração 3

Medidas realizadas em dois pontos de vazão com variação de temperatura, utilizando sensor tubular ponte sem ventilação .

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )				
	Hora 14:40	Hora 14:56	Hora 15:12	Hora 15:28	Hora 15:41
35	5.19	5.19	5.19	5.15	5.06
36	4.76	4.74	4.75	4.68	4.62
37	4.30	4.30	4.28	4.23	4.17
38	3.83	3.83	3.82	3.76	3.72
39	3.39	3.39	3.37	3.32	3.30
40	2.98	2.98	2.97	2.94	2.90
41	2.62	2.62	2.60	2.58	2.55

Tabela 4.5 – Tensão de saída do sensor configuração 3- $\Delta P$  2 POLH<sub>2</sub>O

Nesta configuração avaliamos uma nova construção da ponte utilizando resistores de fio com potência de 10 W.

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )				
	Hora	Hora	Hora	Hora	Hora
	14:47	15:04	15:18	15:35	15:48
38	4.36	4.33	4.29	4.32	4.21
37	4.87	4.86	4.78	4.82	4.72
36	5.43	5.39	5.34	5.34	5.28
35	5.91	5.91	5.86	5.87	5.82
34	6.45	6.45	6.45	6.41	6.37
33	6.98	6.96	6.99	6.96	6.92
32	7.52	7.50	7.46	7.43	7.42

Tabela 4.6 – Tensão de saída do sensor configuração 3- $\Delta$ P 4,1 POLH<sub>2</sub>O

#### 4.5.4 – Resultados da configuração 4

Mesmo nível de vazão da configuração 3 com ponte ventilada

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )				
	Hora	Hora	Hora	Hora	Hora
	14:30	14:51	15:11	15:30	15:48
35	5.09	5.02	5.03	4.98	5.0
36	4.61	4.51	4.52	4.51	4.5
37	4.10	4.03	4.00	4.00	4.01
38	3.62	3.55	3.51	3.52	3.5
39	3.14	3.10	3.06	3.08	3.06
40	2.73	2.69	2.65	2.67	2.66
41	2.37	2.34	2.30	2.32	2.31

Tabela 4.7 – Tensão de saída do sensor configuração 4- $\Delta$ P 2 POLH<sub>2</sub>O

Temperatura do fluido ( °C )	Tensão de saída do circuito ( V )				
	Hora 14:39	Hora 14:57	Hora 15:18	Hora 15:36	Hora 15:55
38	4.02	3.97	3.93	3.96	3.97
37	4.56	4.49	4.47	4.50	4.49
36	5.09	5.05	5.03	5.05	5.05
35	5.67	5.61	5.61	5.64	5.62
34	6.22	6.19	6.19	6.20	6.21
33	6.80	6.78	6.79	6.78	6.79
32	7.37	7.36	7.36	7.35	7.35

Tabela 4.8 – Tensão de saída do sensor configuração 4- $\Delta P$  4,1 POLH<sub>2</sub>O

#### 4.5.5 – Resultados da configuração 5

Sensor quadrado, variando vazão para dois pontos e mantendo temperatura constante. O teste foi realizado com controle de vazão através de válvula de escape para atmosfera. Temperatura do fluido em 30,5 °C. O resultado pode ser observado na tabela 4.9.

$\Delta P$ medidor de vazão POLH <sub>2</sub> O	Tensão de saída do circuito ( V )				
	Medida 1	Medida 2	Medida 3	Medida 4	Medida 5
2	9.24	9.23	9.22	9.22	9.22
4,1	10.43	10.44	10.42	10.42	10.42

Tabela 4.9 – Tensão de saída do sensor configuração 5

#### 4.5.6 – Resultados da configuração 6

Sensor tubular, variando vazão para dois pontos e realizando a medida da tensão de saída na temperatura de 30,5 °C. O ajuste de vazão foi realizado através de válvula de escape para atmosfera. O resultado pode ser observado na tabela 4.10.

$\Delta P$ medidor de vazão POLH <sub>2</sub> O	Tensão de saída do circuito ( V )				
	Medida 1	Medida 2	Medida 3	Medida 4	Medida 5
2	9.15	9.18	9.18	9.18	9.18
4,1	9.90	9.90	9.90	9.90	9.91

Tabela 4.10 – Tensão de saída do sensor configuração 6

#### 4.6 – Comparação e análise das configurações utilizadas

De acordo com o desenvolvimento realizado, observou-se o comportamento de seis configurações de ponte de wheatstone descritas na tabela 4.1 com dois tipos de sensor e resistores diferentes. Os resultados apresentam-se nas tabelas 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10. Com todas estas configurações utilizou-se o circuito apresentado na figura 4.13 como circuito de medição. As figuras 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22 representam os gráficos traçados a partir dos resultados obtidos e mostram o comportamento de cada uma das configurações estudadas.

Observa-se na figura 4.17, na configuração 1 realizada com o sensor quadrado, que existe dificuldade em determinar o comportamento do sensor pois para cada seqüência de medidas realizadas foram obtidos valores de tensão de saída do circuito diferentes, mesmo realizando as medidas no mesmo dia com intervalo de tempo curto entre as medidas.

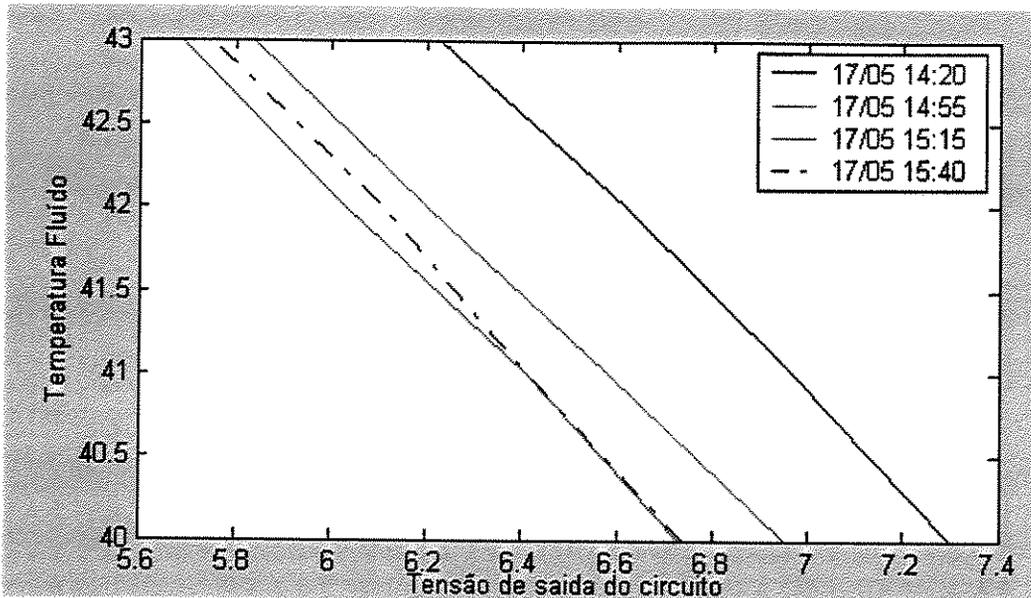


Figura 4.17 – Sensor na Configuração 1

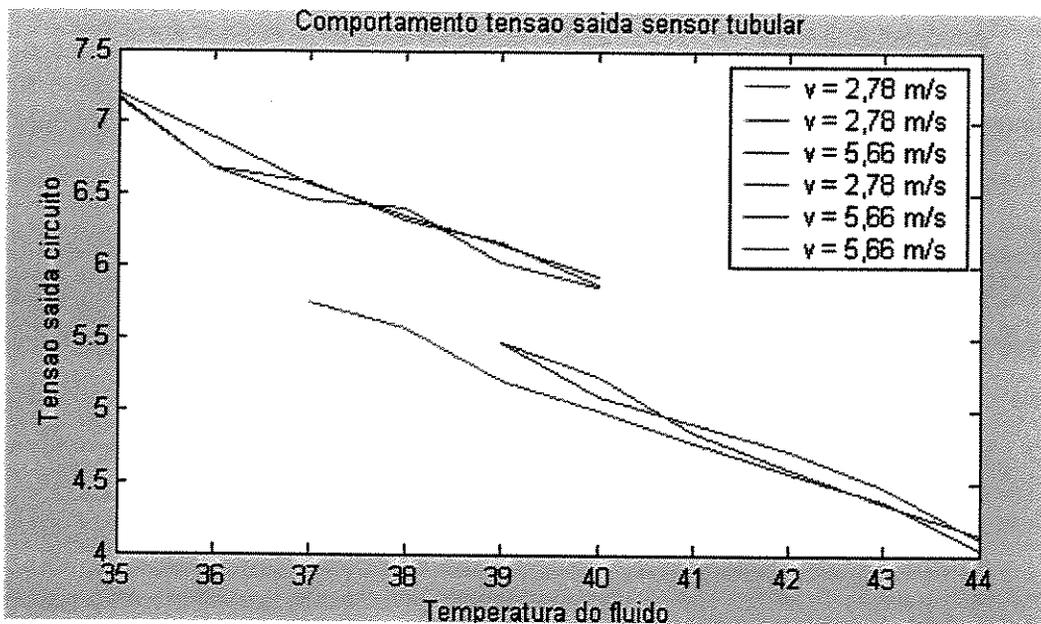


Figura 4.18 – Sensor na Configuração 2

Na figura 4.18, configuração 2, a tensão de saída do circuito de medição para o sensor tubular, também apresentou variação que não se mostrou linear em relação a temperatura dificultando o uso desta configuração para aplicação desejada. Estas duas configurações utilizaram resistores de filme de carbono com potência de dissipação de 3 W, na construção da ponte de wheatstone.

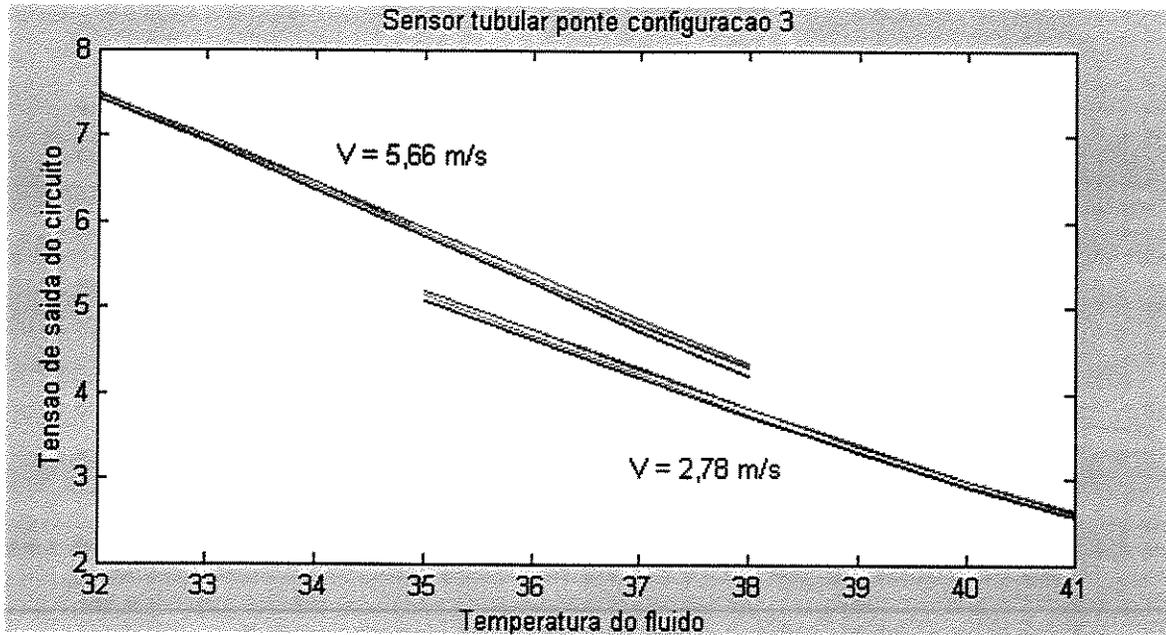


Figura 4.19 – Tensão de saída do sensor configuração 3

A figura 4.19 avalia o funcionamento do sensor tubular operando com uma ponte de resistores de fio com potência de dissipação de 10 W, sem ventilação e a figura 4.20 o mesmo sensor e ponte operando com ventilação na configuração 4. Observa-se que os resultados são muito parecidos para as configurações 3 e 4 com uma estabilidade melhor nas medidas realizadas com a configuração 4.

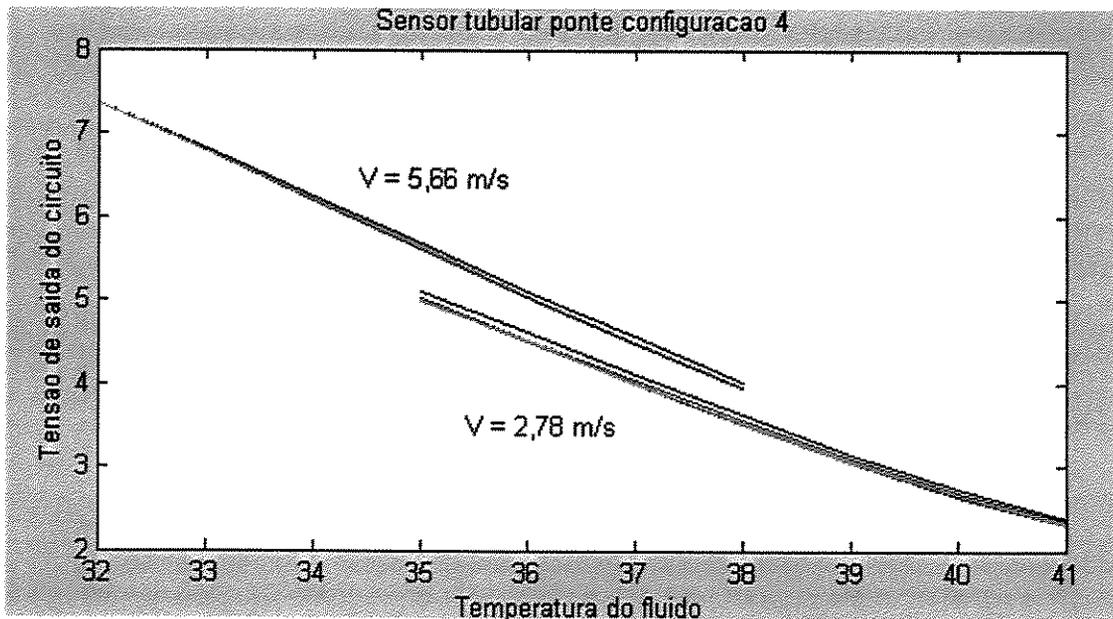


Figura 4.20 – Tensão de saída do sensor configuração 4

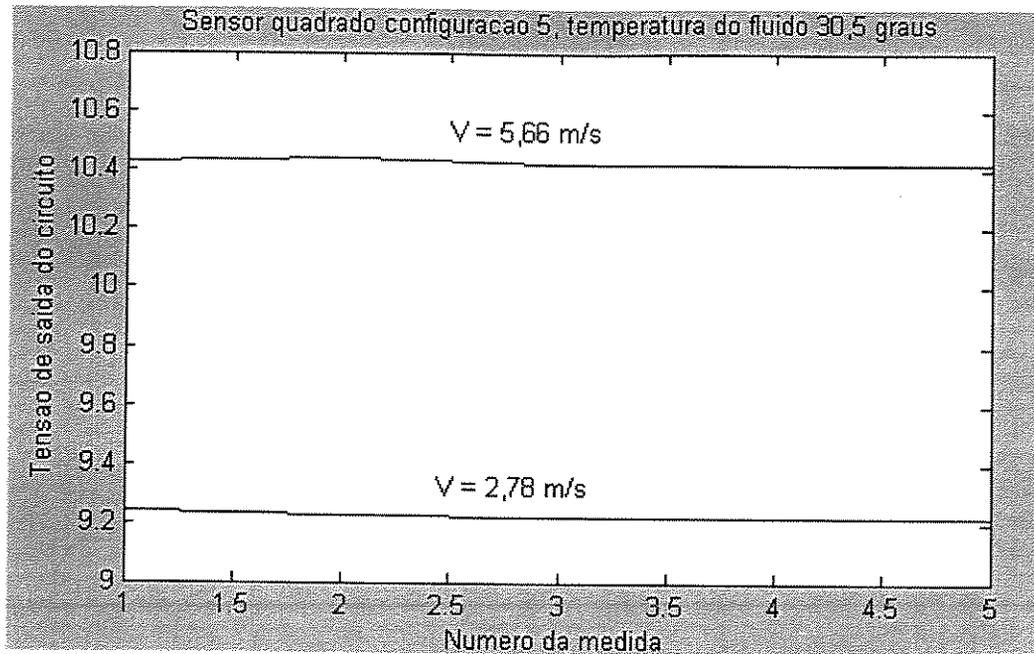


Figura 4.21 – Tensão de saída do sensor configuração 5

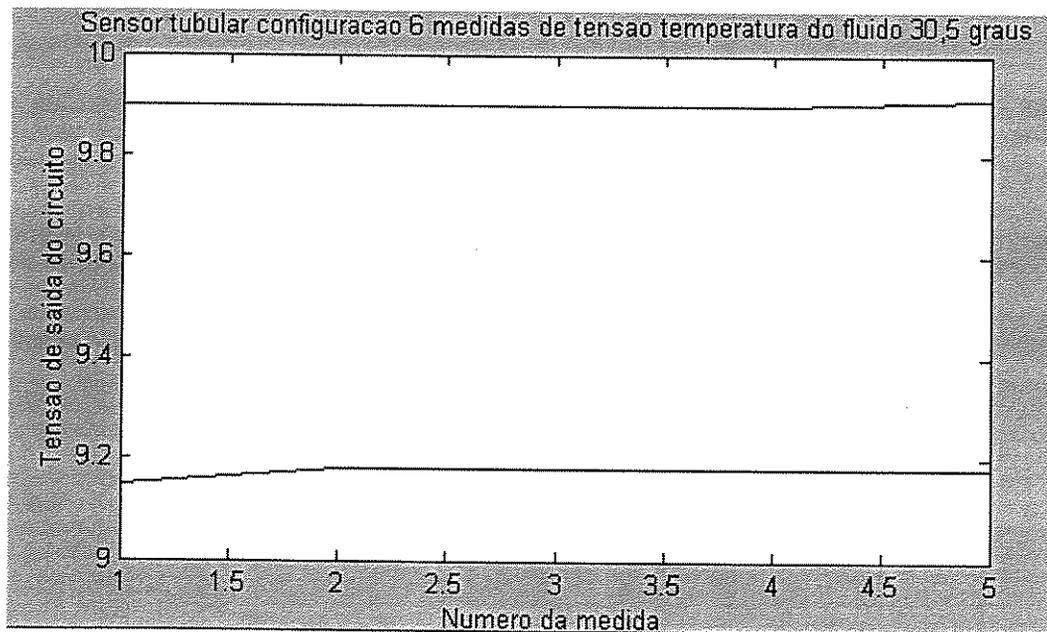


Figura 4.22 – Tensão de saída do sensor configuração 6

A comparação entre os resultados obtidos nas configurações 5 e 6 apresenta-se nas figuras 4.21 e 4.22 e mostram o comportamento do sensor quadrado e tubular, submetidos a mesma temperatura de operação e mesma variação de fluxo. Nesta condição trabalhando com a ponte resistiva formada por resistores de fio de 10 W ventilados, observa-se que o sensor quadrado

consegue uma variação de tensão maior para uma mesma variação de fluxo que o sensor tubular, mesmo com temperatura de aquecimento inferior. Nas 5 medidas realizadas para os dois sensores observa-se também que o sinal de tensão de saída do circuito de medição é bastante estável.

Todas as medidas realizadas com os sensores construídos demonstram que existe a variação de tensão de saída do circuito de medição tanto em função da temperatura do fluido como em função da velocidade do fluido como descrito por Okamoto (1993) e Oliveira(1995). Por apresentar a maior variação de tensão em função da velocidade, a configuração 5 foi escolhida para o desenvolvimento do projeto.

#### 4.7 – Circuito de indicação de vazão e tratamento digital dos sinais

Depois de realizar as medidas com o auxílio do circuito de medição e da ponte de wheatstone, partimos para o projeto do circuito utilizado para indicação da vazão medida. O sinal de entrada de vazão é composto pela tensão de saída do circuito de medição tomado no emissor do transistor de realimentação da ponte de wheatstone e também pela temperatura do fluido, pois como foi possível observar nas medições realizadas, para uma determinada vazão e temperatura temos um valor diferente de tensão de saída do circuito. O circuito de medição precisa ter capacidade de medir estas duas variáveis analógicas, realizar os cálculos necessários para transformar os sinais medidos em leitura de vazão, indicar os dados em um display e enviar os valores medidos para um PC através da porta serial para facilitar a calibração final do instrumento.

	Flash (Kb)	EEPROM (Kb)	RAM (Kb)	I/O Pins	SP	LIN	2-Wire Interface	Hardware Multiplier	8-bit Timer	16-bit Timer	10-bit A/D Converter	In-System Prog. @ 5V	ICSP	Opt. Speed (MHz)	Package Pins	Package	
ATiny11L	1	-	-	5	-	-	-	-	1	-	-	-	-	2.7 - 5.5	0 - 2	8 DIP SOIC	Now
ATiny11	1	-	-	5	-	-	-	-	1	-	-	-	-	4.0 - 5.5	0 - 5	8 DIP SOIC	Now
ATiny12V	1	-	-	5	-	-	-	-	1	-	-	1	-	1.8 - 5.5	0 - 1	8 DIP SOIC	Now
ATiny12L	1	64	-	6	-	-	-	-	1	-	-	1	-	2.7 - 5.5	0 - 4	8 DIP SOIC	Now
ATiny12	1	64	-	5	-	-	-	-	1	-	-	1	-	4.0 - 5.5	0 - 3	8 DIP SOIC	Now
ATiny15L	1	64	-	6	-	-	-	-	2	-	4	1	-	2.7 - 5.5	1 - 6	8 DIP SOIC	Now
ATiny26L	2	128	128	16	Yes	1	Yes	-	2	-	11	1	-	2.7 - 5.5	0 - 3	20 DIP SOIC, MLF	Now
ATiny26	2	128	128	16	Yes	1	Yes	-	2	-	11	1	-	4.5 - 5.5	0 - 16	20 DIP SOIC, MLF	Now
ATiny26V	2	-	-	20	-	-	-	-	1	-	-	-	-	1.8 - 5.5	0 - 1	28 DIP 32 TQFP, MLF	Now
ATiny26L	2	-	-	20	-	-	-	-	1	-	-	-	-	2.7 - 5.5	0 - 4	28 DIP 32 TQFP, MLF	Now
AT90S1200	1	64	-	15	-	-	-	-	1	-	-	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	20 DIP SOIC, SSOP	Now
AT90S1200	1	64	-	15	-	-	-	-	1	-	-	1	-	4.0 - 6.0	0 - 12	20 DIP SOIC, SSOP	Now
AT90S2313	2	128	128	15	-	1	-	-	1	1	-	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	20 DIP SOIC	Now
AT90S2313	2	128	128	15	-	1	-	-	1	1	-	1	-	4.0 - 6.0	0 - 10	20 DIP SOIC	Now
AT90LS2323	2	128	128	3	-	-	-	-	1	-	-	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	20 DIP SOIC	Now
AT90LS2323	2	128	128	3	-	-	-	-	1	-	-	1	-	4.0 - 6.0	0 - 10	8 DIP SOIC	Now
AT90LS2343	2	128	128	5	-	-	-	-	1	-	-	1	-	2.7 - 6.0	0 - 1	8 DIP SOIC	Now
AT90LS2343	2	128	128	5	-	-	-	-	1	-	-	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	8 DIP SOIC	Now
AT90LS2343	2	128	128	5	-	-	-	-	1	-	-	1	-	4.0 - 6.0	0 - 10	8 DIP SOIC	Now
AT90LS4433	4	256	128	20	Yes	1	-	-	1	1	6	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	28 DIP 32 TQFP	Now
AT90S4433	4	256	128	20	Yes	1	-	-	1	1	6	1	-	4.0 - 6.0	0 - 3	28 DIP 32 TQFP	Now
AT90S815	8	512	512	32	Yes	1	-	-	1	1	-	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	40 DIP 44 PLCC, TQFP	Now
AT90S815	8	512	512	32	Yes	1	-	-	1	1	-	1	-	4.0 - 6.0	0 - 3	40 DIP 44 PLCC, TQFP	Now
AT90LS835	8	512	512	32	Yes	1	-	-	2	1	9	1	-	2.7 - 6.0	0 - 4	40 DIP 44 PLCC, TQFP	Now
AT90LS835	8	512	512	32	Yes	1	-	-	2	1	9	1	-	4.0 - 6.0	0 - 3	40 DIP 44 PLCC, TQFP	Now
ATmega8L	8	512	1K	23	Yes	1	Yes	Yes	2	1	8	S	-	2.7 - 5.5	0 - 9	28 DIP 32 TQFP, MLF	Now
ATmega8	8	512	1K	23	Yes	1	Yes	Yes	2	1	8	S	-	4.5 - 5.5	0 - 16	28 DIP 32 TQFP, MLF	Now
ATmega8515L	8	512	512	35	Yes	1	Yes	Yes	1	1	-	S	-	2.7 - 5.5	0 - 9	40 DIP 44 TQFP, MLF	Q2'02
ATmega8515	8	512	512	35	Yes	1	Yes	Yes	1	1	-	S	-	4.5 - 5.5	0 - 16	40 DIP 44 TQFP, MLF	Q2'02
ATmega8535L	8	512	512	32	Yes	1	Yes	Yes	2	1	8	S	-	2.7 - 5.5	0 - 9	40 DIP 44 TQFP, MLF	Q2'02
ATmega8535	8	512	512	32	Yes	1	Yes	Yes	2	1	8	S	-	4.5 - 5.5	0 - 16	40 DIP 44 TQFP, MLF	Q2'02

Figura 4.23 – Selection Guide AVR

Para realizar esta tarefa adotamos o uso de um microcontrolador pois assim temos um circuito autônomo e dedicado capaz de atender a todos os requisitos levantados. O display escolhido foi do tipo Cristal Líquido (LCD) de matrix de pontos com duas linhas de 16 caracteres cada. O circuito ainda foi dotado de circuitos auxiliares para tratamento analógico dos sinais medidos, compatibilizando os sinais analógicos medidos com os níveis de tensão exigidos pelas entradas analógicas disponíveis no microcontrolador.

O projeto do circuito eletrônico levou em consideração as necessidades apresentadas e a definição do tipo de microcontrolador utilizado. Para selecionar qual microcontrolador da família AVR utilizar, foi consultado o guia de seleção Atmel(2003) mostrado na figura 4.23.

A primeira restrição de projeto analisada é a necessidade do uso de conversores A/D, observamos na figura 4.23 que a partir AT90LS4433 já haviam 6 A/D's presentes, porém consideramos a área de memória para o programa pequena em função da necessidade de realização de cálculos. Poderíamos utilizar também o AT90S8515, mas também em função da memória RAM ser de apenas 512 bytes escolhemos o ATmega8 que possui 8 entradas com conversores A/D , área de programa de 8 Kbytes e memória RAM de 1 Kbyte. Para melhor visualizar a distribuição dos elementos no circuito foi montado um diagrama de blocos que é apresentado na figura 4.24.

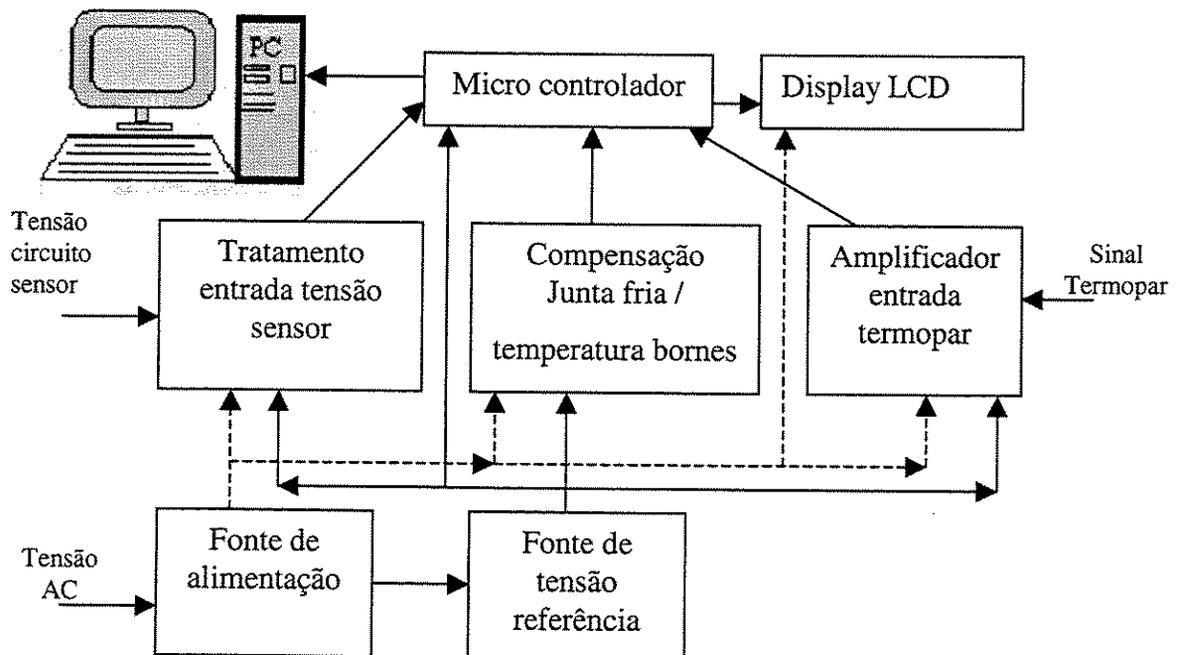


Figura 4.24 – Diagrama de blocos do circuito de medição

#### 4.7.1 – Fonte de alimentação

A fonte precisa fornecer ao circuito uma alimentação em tensão contínua a partir da rede elétrica comercial que opera em corrente alternada. Os níveis de tensão requeridos são  $\pm 15$  VCC para os circuitos com amplificadores operacionais e + 5 VCC para alimentar a parte lógica, composta pelo microcontrolador e o display LCD. Para implementar esta fonte optamos por utilizar uma configuração de fonte linear, pela sua simplicidade e também porque o consumo de corrente do circuito é bastante reduzido. Foram utilizados reguladores de tensão da série 78XX Texas Instruments (2003) para as tensões positivas e da série 79XX National(2001) para as tensões negativas. O projeto foi baseado no datasheet dos componentes fornecido pelos fabricantes. O esquema final utilizado está representado na figura 4.25.

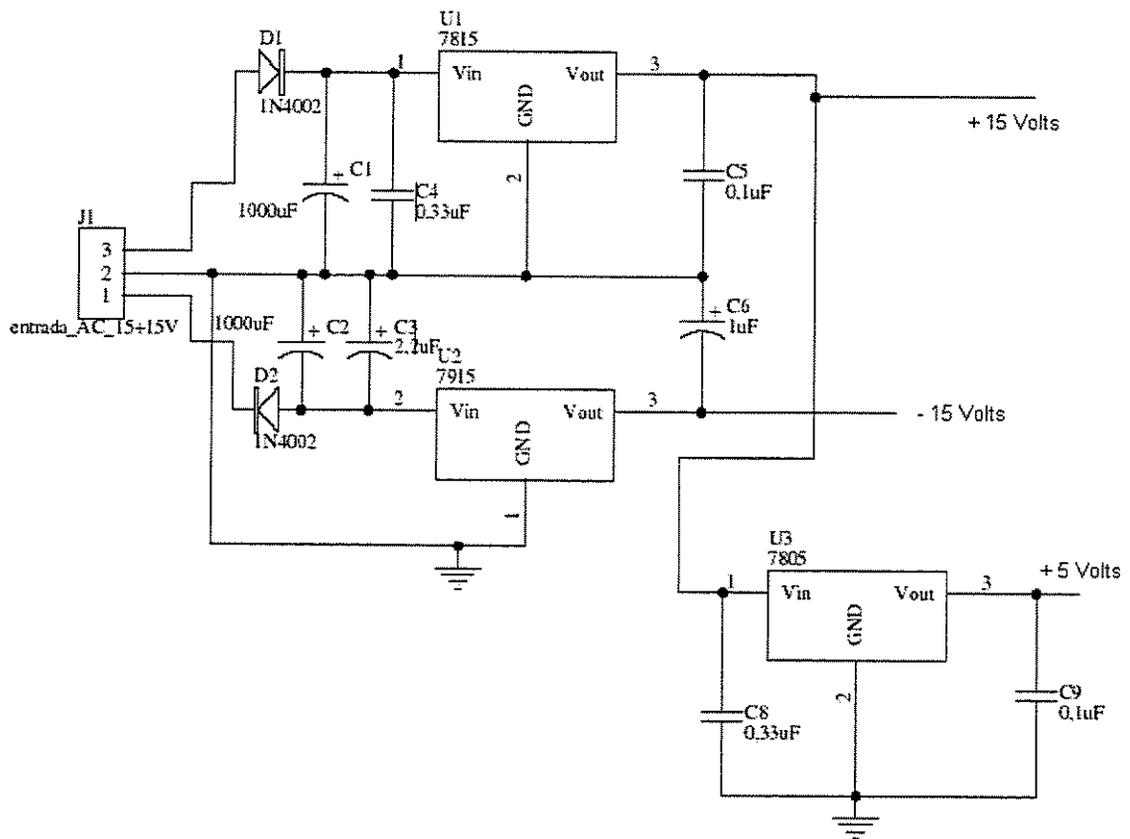


Figura 4.25 – Fonte de alimentação

#### 4.7.2 – Fonte de tensão de referência

Tanto o conversor analógico digital quanto os circuitos de tratamento analógico de sinais, tais como o conversor do termopar e a compensação de junta fria, requerem o uso de uma fonte

de tensão de referência com alta estabilidade em sua tensão de saída. Muitos tipos de componentes e circuitos estão disponíveis para realizar esta tarefa, sendo que neste projeto, optamos pela utilização do circuito integrado LM 723 National(1999). O valor da tensão de referência escolhido foi 5,00 Volts e foi obtido através de um circuito ajustável baseado na sugestão do fabricante apresentada no datasheet do componente.

O esquema utilizado está representado na figura 4.26.

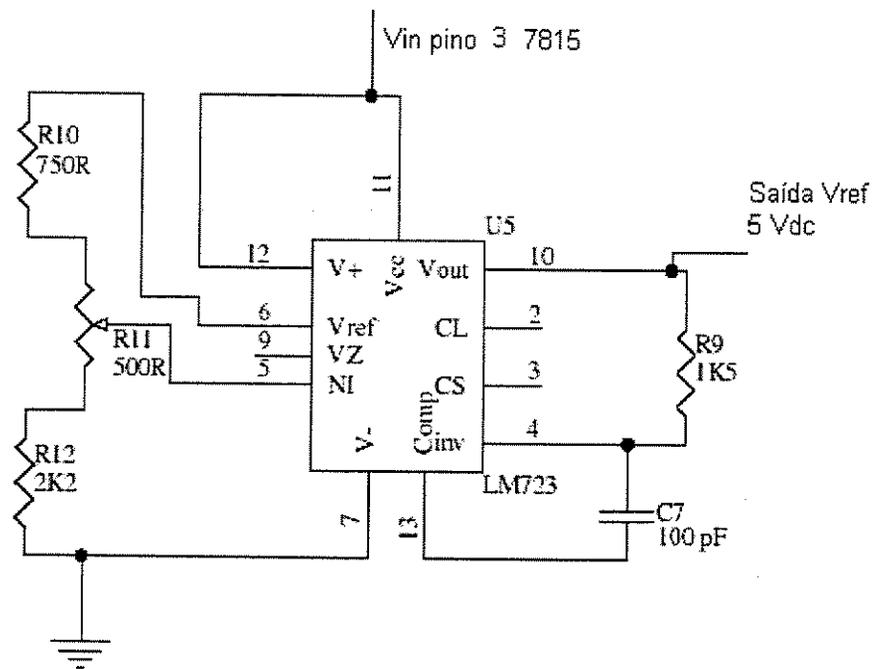


Figura 4.26– Fonte de tensão de referência 5 Vdc

Através do trimpot R11, é possível ajusta a tensão de referência entre um valor de 2 até 7 VCC, no nosso caso, com o auxílio de um multímetro a tensão de saída presente no pino 10, foi ajustada em 5 VCC.

#### 4.7.3 – Tratamento de entrada de tensão do sensor

Para realizar a medida de tensão proveniente do sensor é necessário adequar o nível de tensão de forma que fique compatível com a entrada do conversor A/D presente no microcontrolador. As medidas realizadas no sensor variaram dentro de uma faixa que vai aproximadamente de 2 até 12 volts. Como a faixa de variação ficou em 10 Volts, foi necessário realizar duas operações. Em

primeiro lugar o sinal precisa ter suprimido o nível de 2 volts, de forma a obtermos a faixa de medida no intervá-lo de 0 – 10 VCC. Em segundo lugar esta faixa de tensão precisa ser dividida por 2, ou seja, passar por um atenuador que multiplique o sinal por 0,5. Foi utilizado então um circuito com amplificador operacional para compensação dos 2 volts de offset e ao mesmo tempo realizar a atenuação do sinal. O ganho é dado pela relação entre R1 e R4. A eliminação do offset é feita através de R3. Como a configuração utilizada é do tipo inversora, na saída do circuito obtivemos uma tensão negativa variando de 0 até –5 VCC . Para deixar este sinal adequado à entrada analógica do micro controlador é necessário inverter novamente a tensão. A inversão foi feita utilizando uma configuração do tipo amplificador diferencial com ganho igual a 1. Para compensar a imprecisão e a dificuldade de obtenção de valores comerciais dos valores nominais dos resistores utilizados no circuito, foram utilizados trimpots multivolta tanto para R3, quanto para R4. Assim, através de R4 ajustamos o valor de final de escala e através de R3, ajustamos o início da escala. O valor de R2 deve ser aproximadamente o resultado de R1 em paralelo com R4. Realizando os cálculos obtivemos :

Para um ganho de 0,5 temos que

$$Ganho = -\frac{R4}{R1} \text{ adotando } R1 = 10 \text{ K}\Omega \text{ temos } R4 = -(10K.0,5) = 5K\Omega, \text{ como vamos}$$

utilizar um trimpot, o valor escolhido para ele foi 10 K $\Omega$ , pois 5K $\Omega$  está aproximadamente na metade de seu curso.

O valor de R2 é o resultado do paralelo entre R1 e R4, temos que

$$R1 // R4 = 10K\Omega // 5 \text{ K}\Omega = 3,33 \text{ K}\Omega, \text{ o valor comercial adotado foi } 3,3 \text{ K}\Omega, \text{ para } R2.$$

Com o objetivo de uma melhor padronização dos componentes utilizados, utilizamos para o trimpot R3 o valor 10 K $\Omega$ .

TL072, TL072A, TL072B  
D, JG, P, PS, PW, OR U PACKAGE  
(TOP VIEW)

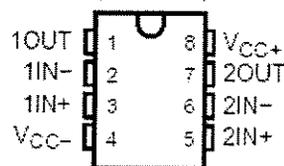


Figura 4.27 – Disposição dos pinos do TL072

No cálculo dos resistores para o amplificador diferencial com ganho 1, temos que:

$$V_{out} = \frac{R8}{R5} \cdot (V2 - V1)$$

V2 foi ligado ao terra, portanto é zero. Considerando  $R5 = R6$  e  $R8 =$

$R7$ , se adotarmos para  $R8$  um resistor de  $100\text{ K}\Omega$ , a relação entre  $R8$  e  $R5$  deve ser igual a 1, portanto  $R5$  deve ser  $100\text{ K}\Omega$ . Na equação notamos que  $V1$ , tem seu sinal trocado fazendo o efeito de inversão desejado.

O amplificador operacional utilizado foi o TL 072 Texas Instruments(2004), que é da mesma família do TL 071 com a diferença de possuir dois circuitos em um único encapsulamento . A disposição dos pinos do TL072, pode ser vista na figura 4.27.

O esquema do circuito final completo desta etapa pode ser visto na figura 4.28.

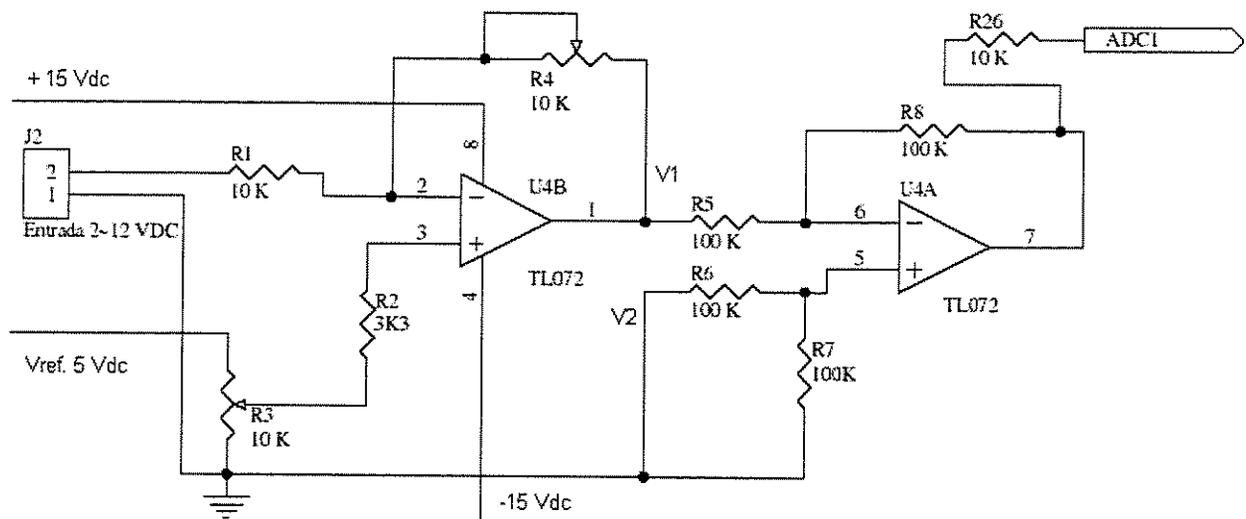


Figura 4.28 - Tratamento de entrada de tensão do sensor

#### 4.7.4 – Amplificador de entrada para termopar

A medida de temperatura foi realizada através de um termopar tipo T Cu/Constantan (Cu-Ni42), com potencial médio de  $5,14\text{ mV} / 100\text{ }^\circ\text{C}$  e faixa  $-200\text{ }^\circ\text{C}$  a  $+350\text{ }^\circ\text{C}$  . No circuito projetado, foram utilizados dois amplificadores operacionais. O esquema desta etapa pode ser visto na figura 4.29.

O primeiro amplificador operacional representado por U10A, em configuração amplificador diferencial, tem ganho projetado de 213,63. O segundo amplificador operacional desta etapa representado por U10B, também está configurado como amplificador diferencial, e tem ganho



Este componente fornece uma tensão de  $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , e foi posicionado na placa do protótipo próximo aos bornes de ligação do termopar. Para amplificar o sinal, foi utilizado um amplificador operacional configurado como amplificador diferencial.

O esquema desta etapa pode ser visto na figura 4.31. Para este circuito foi escolhido um ganho de 5, permitindo medidas na faixa de 0 a  $100^\circ\text{C}$ . O cálculo de compensação de junta fria foi realizada internamente no microcontrolador através de software de forma a corrigir a medida de temperatura feita com o termopar em relação a temperatura dos bornes de conexão na placa.

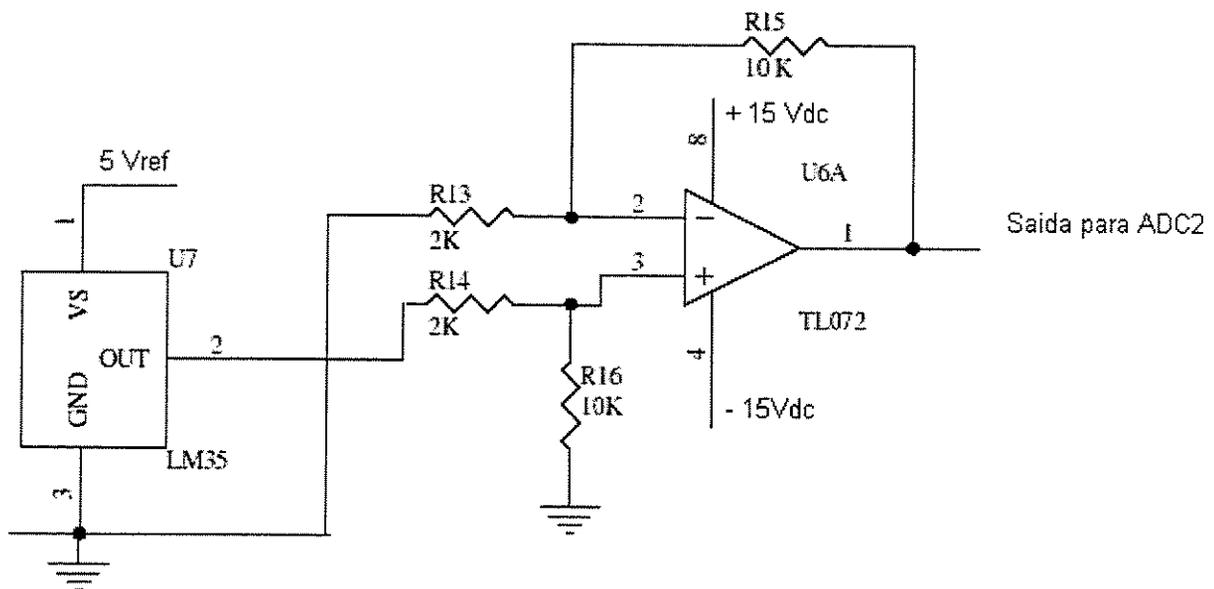


Figura 4.31 – Circuito entrada do sensor de compensação de junta fria

#### 4.7.6 – Circuito do microcontrolador

O circuito do microcontrolador é o responsável pelo envio de informações ao display LCD, da comunicação serial com o PC e do tratamento matemático dos dados adquiridos através das entradas analógicas. O componente principal é o ATMEGA8 Atmel(2004) que pode ser visto na figura 4.32.

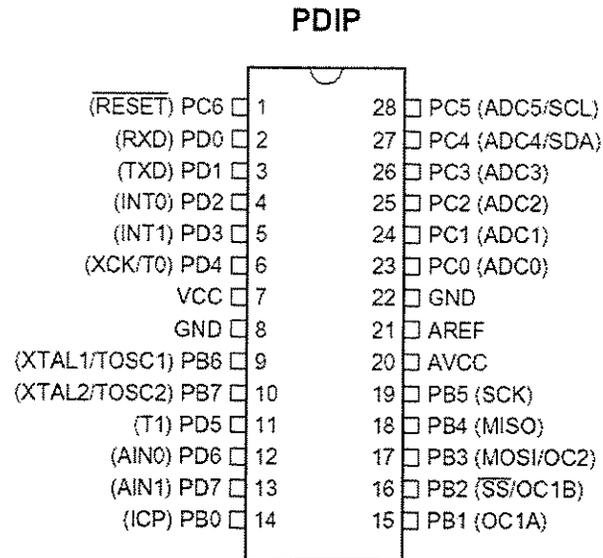


Figura 4.32 – Microcontrolador ATMEGA8

#### 4.7.7 – Display LCD

Para o envio de mensagens e visualização dos dados medidos e calculados, foi utilizado um display LCD com duas linhas de 16 caracteres cada. Este tipo de display, faz comunicação de forma paralela com o microcontrolador através de 4 ou 8 bits para transferência de dados e dois pinos de controle de escrita de dado ou comando. Para utilizar um número menor de saídas do componente optamos por realizar a comunicação de dados através de 4 bits. Os bits de dados do LCD D4, D5, D6, e D7, foram ligados respectivamente aos pinos PORTB2, PORTB3, PORTB4 e PORTB5 do ATMEGA8. Os pinos de controle RS e E, foram conectados aos pinos PORTD5 e PORTD6 do ATMEGA8 respectivamente. Foi necessário também conectar um tripot de 5K $\Omega$  ao LCD para controle de contraste. O esquema de ligação do display, pode ser visto na figura 4.33.

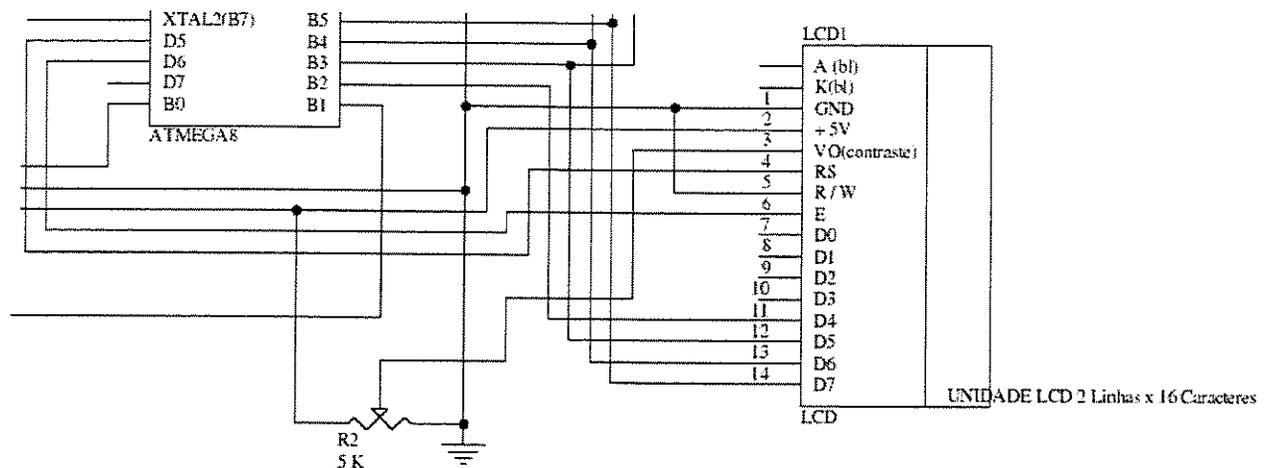


Figura 4.33 – Conexão LCD / ATMEGA8

#### 4.7.8- Comunicação serial

O ATMEGA8 possui suporte a comunicação serial assíncrona através de hardware implementado internamente com nível de tensão de saída de 5 Volts disponível nos pinos PORTD0 (RX) e PORTD1(TX). Os microcomputadores PC por sua vez, utilizam comunicação serial no padrão conhecido como EIA/TIA-232-E. Este padrão, que foi desenvolvido pela Electronic Industry Association e a Telecommunications Industry Association (EIA/TIA), mais popularmente conhecida como “RS-232” onde “RS” designa “Recommended Standard (Padrão Recomendado), trabalha com níveis de tensão diferentes do gerado pelo microcontrolador. Por ter sido definido em 1962, antes da especificação TTL, o nível alto de saída inicia em +5 até +15 volts e o nível baixo de saída está entre -5 até -15 volts. Os níveis de recepção foram definidos para permitir uma margem de ruído de 2 volts. Assim, um nível alto de recepção vai de +3 a +15 volts e o nível baixo vai de -3 a -15 volts. Para converter o sinal para o padrão RS 232 foi utilizado um conversor MAX232 Maxim(2004) que possui circuitos necessários para tornar os sinais compatíveis. A etapa do conversor de sinal serial, pode ser visto na figura 4.34.

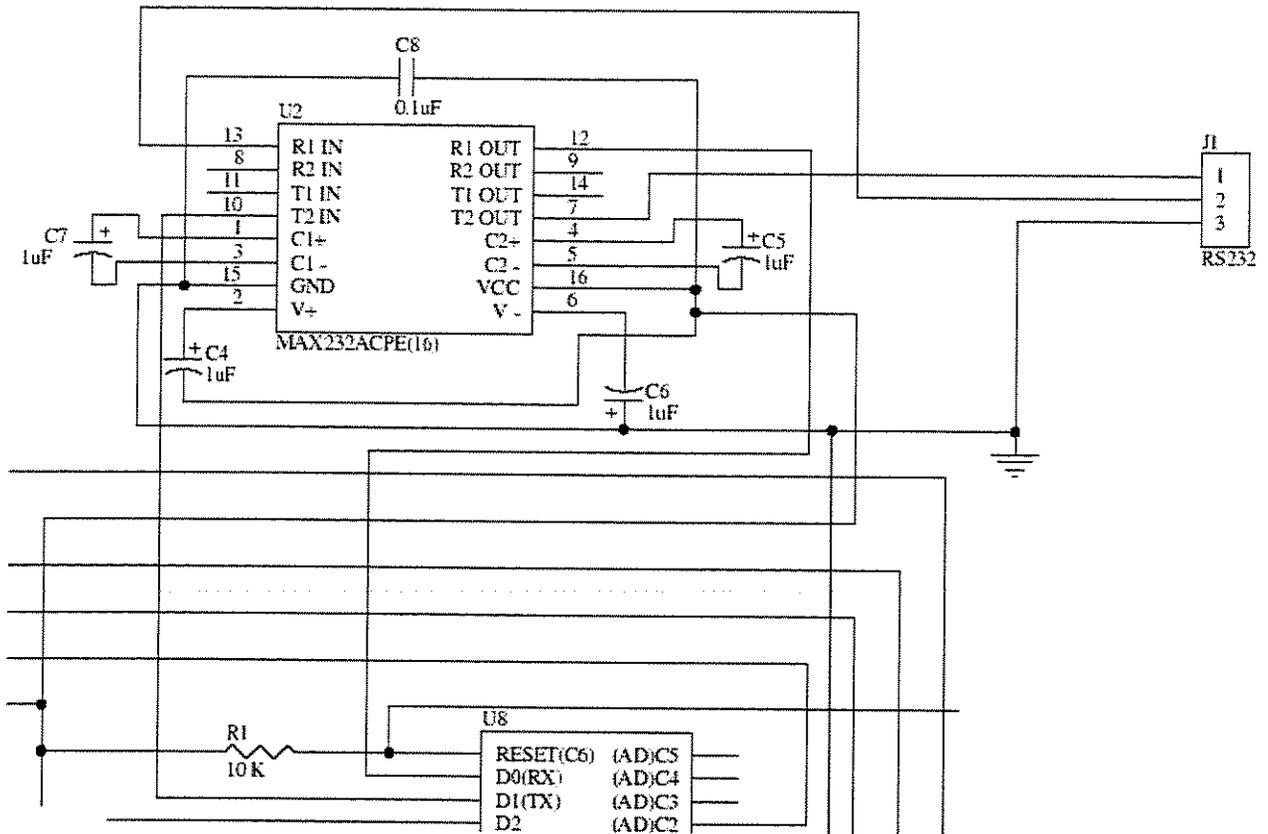


Figura 4.34 – Circuito conversor TTL / RS 232

Desta forma através do conector J1, é possível conectar o circuito a uma porta padrão RS 232.

#### 4.7.9 – Botões de navegação

Foram montados também 4 botões para navegação dentro das telas de mensagem. Cada tela de mensagem informa um valor diferente relativo aos cálculos realizados para determinar os coeficientes, a velocidade do fluido e a vazão volumétrica. Este circuito é composto por 4 interruptores de pressão momentânea conectados aos pinos PORTD3, PORTD2, PORTB1 e PORTB0 com funções definidas por software. Sem pressionar os botões temos nível alto ou uma tensão de 5 volts presente nos pinos do microcontrolador. Ao pressionarmos um dos botões o mesmo muda seu estado para nível zero enviando zero volts para o pino onde está conectado.

O esquema de ligação pode ser visto na figura 4.35.

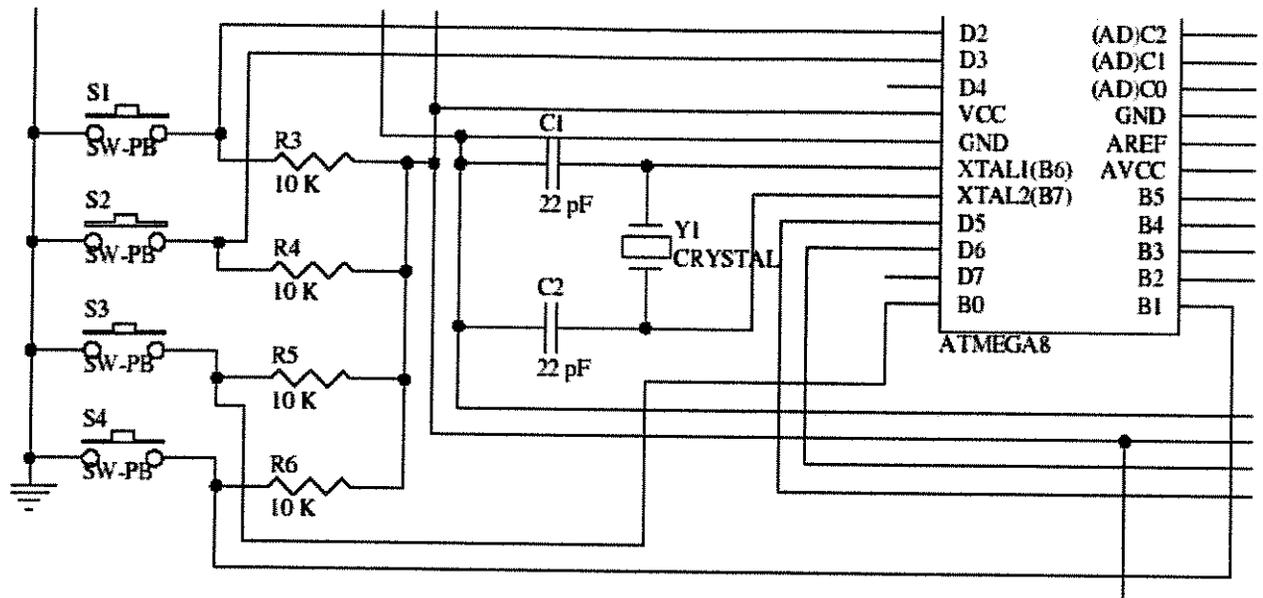


Figura 4.35 – conexão dos botões de navegação

#### 4.7.10 – Montagem do protótipo

Para realizar a validação do funcionamento do circuito projetado, foi montado um protótipo da placa de indicação e tratamento digital de sinais em uma placa universal que pode ser visto na figura 4.36.

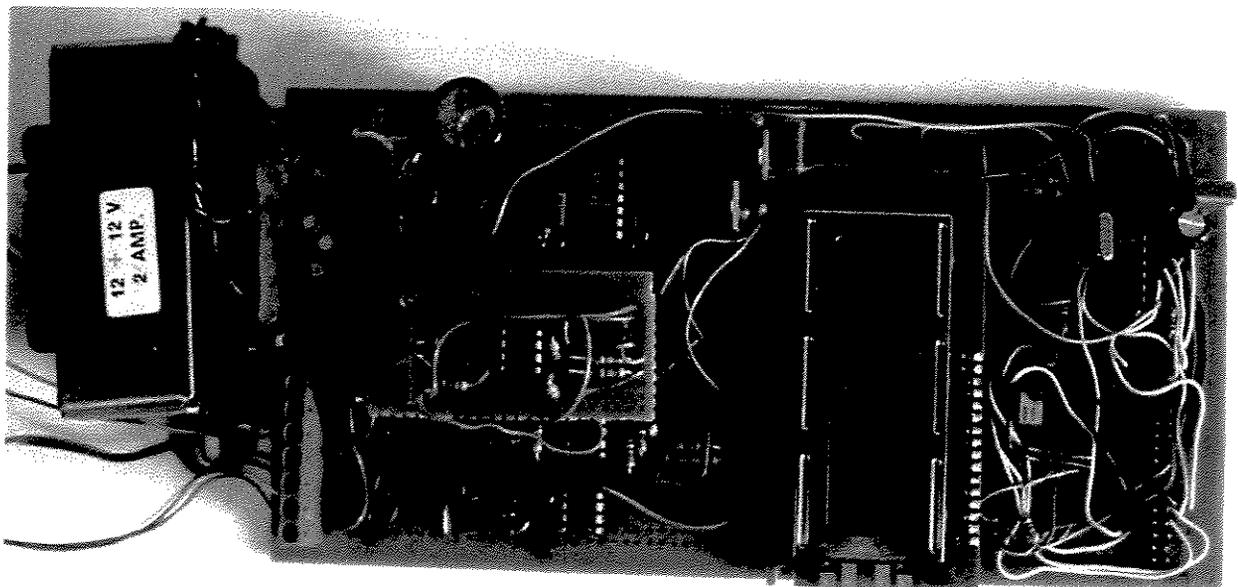


Figura 4.36 – Protótipo do circuito de indicação e tratamento digital de sinais

#### **4.8 – Softwares utilizados e recursos adicionais**

Além do hardware foi preciso também desenvolver um software capaz de realizar os cálculos, aquisição e conversão de dados analógicos e digitais, gerenciar comunicação serial e envio de dados para o display. Para facilitar o desenvolvimento do software, optamos por utilizar um programa integrado de desenvolvimento capaz de compilar programas em linguagem C Atmel(2002,2004) para o microcontrolador escolhido. Além disso precisávamos também de um sistema para gravar o microcontrolador e depurar o programa. Após verificar no mercado os tipos de microcontroladores disponíveis optamos por utilizar um microcontrolador da ATMEL da família AVR pois dispõe de todos os requisitos listados acima.

##### **4.8.1 – Ambiente de desenvolvimento de software**

O ambiente de desenvolvimento do programa para o microcontrolador é composto pelos seguintes aplicativos básicos:

- Software ICC AVR Atmel(2002)
- Software AVR Studio 4

O software ICC AVR é um ambiente de edição e compilação de programas em linguagem C, desenvolvido pela empresa Image Craft Creations inc. especialmente para utilização com micro controladores da família AVR da Atmel possuindo uma extensa biblioteca de funções pré-compiladas em linguagem C para os endereços e o hardware destes microcontroladores.

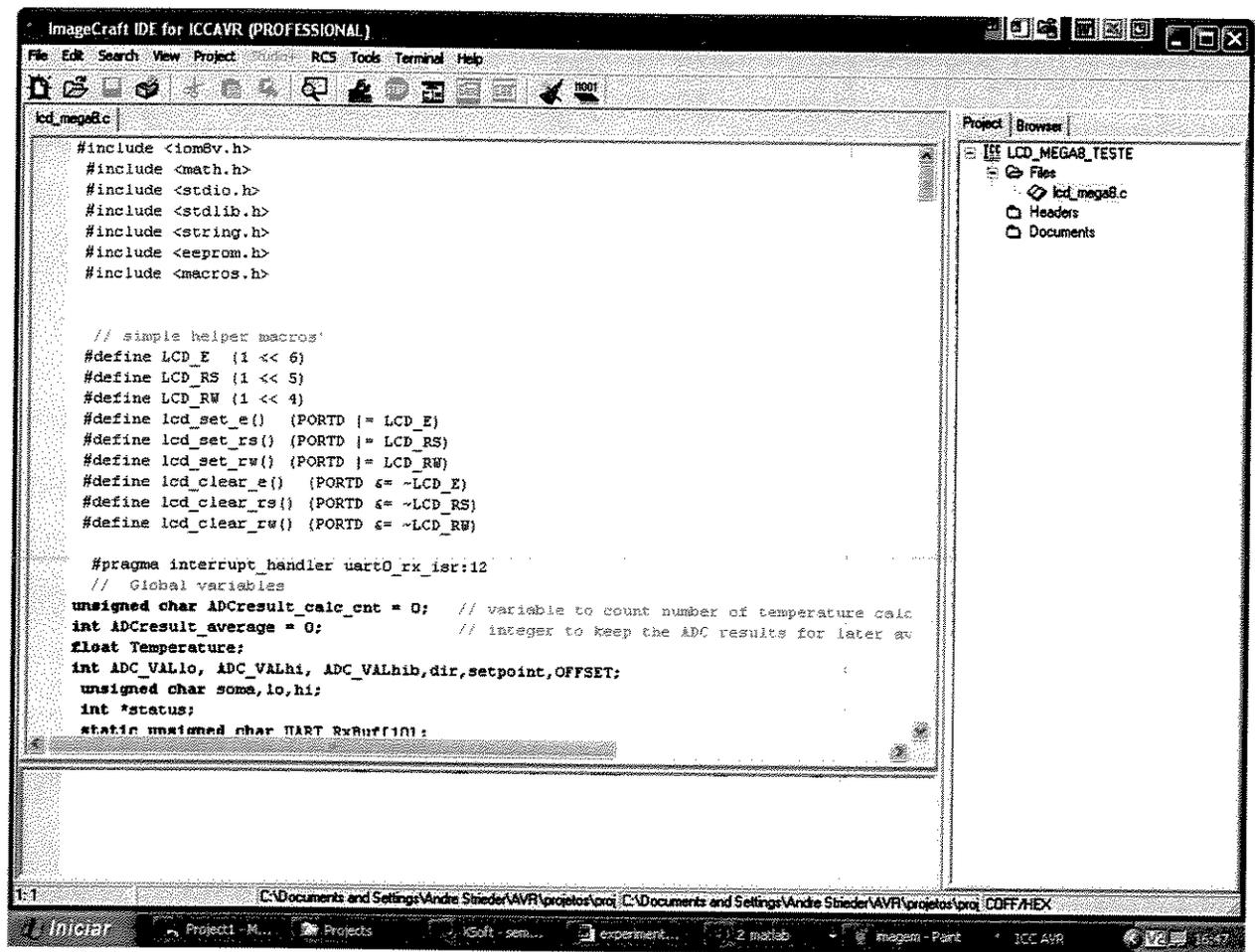


Figura 4.37 – Tela de edição do ICC AVR

Dentre as várias ferramentas disponíveis temos o application builder, permitindo criar o código inicial de configuração do microcontrolador a partir de programação gráfica, tornando bastante simples a parte inicial da programação.

O ICC AVR, permite ainda criar um arquivo objeto que pode ser exportado diretamente ao AVR Studio 4 possibilitando utilizar as ferramentas de depuração e disponíveis.

O software AVR Studio 4 foi desenvolvido pela própria ATMEL e constitui um ambiente completo de desenvolvimento de programas para a família AVR. A única desvantagem do AVR Studio é o fato dele permitir apenas o desenvolvimento do programa de aplicação em linguagem assembler que trás alguns problemas quando é necessário desenvolver programas mais extensos pois não existe forma de estruturar o programa, além de exigir um conhecimento mais aprofundado dos comandos em assembler que são específicos do fabricantes.

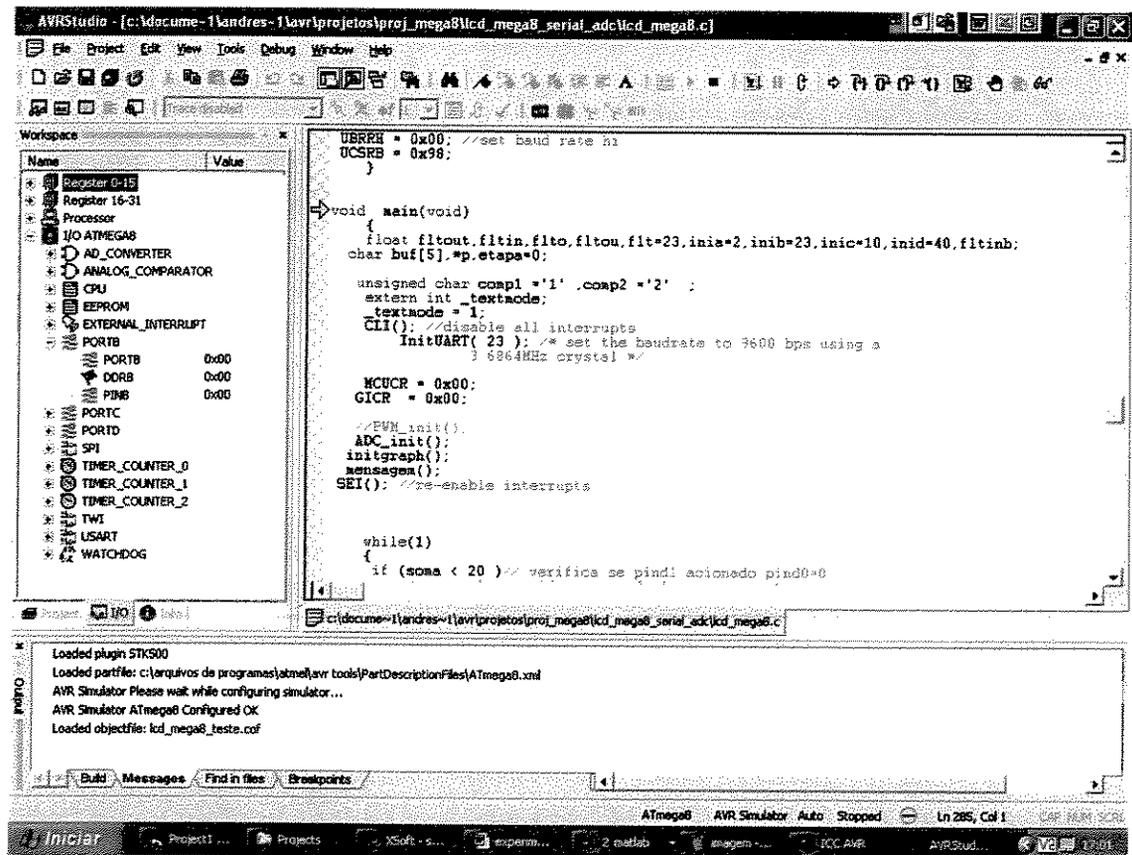


Figura 4.38 – Tela de simulação do AVR Studio 4

O AVR Studio 4 possui ainda suporte a várias ferramentas de programação dentre as quais destacamos o STK500, utilizado neste projeto para gravar o programa desenvolvido no microcontrolador. Uma característica importante e que foi muito utilizada durante a fase de depuração do programa foi a possibilidade de abrir o código objeto gerado no ICC AVR e simular o programa escrito em C, dentro do AVR Studio 4, pois apesar de não ser possível editar o programa, é possível simular seu funcionamento observando a execução nas linhas de programação em C geradas pelo ICC AVR dentro do AVR Studio 4.

A utilização dos dois programas ICC AVR e AVR Studio 4 em conjunto permitiram muita agilidade no desenvolvimento do programa que era escrito e compilado no ICC AVR e simulado e descarregado na memória do microcontrolador através do AVR Studio 4 em conjunto com o STK 500.

#### 4.8.2 – Dispositivo de programação

O STK-500 Atmel(2003) é uma plataforma de desenvolvimento que permite gravar a grande maioria dos microcontroladores da família AVR e simular o funcionamento de outras etapas do circuito durante o desenvolvimento através da ligação em suas saídas de expansão. O microcontrolador pode ser conectado nos soquetes disponíveis de acordo com o modelo e já possui todo o suporte em termos de tensão de referência analógica, circuito de clock alimentação e conversores para comunicação serial.

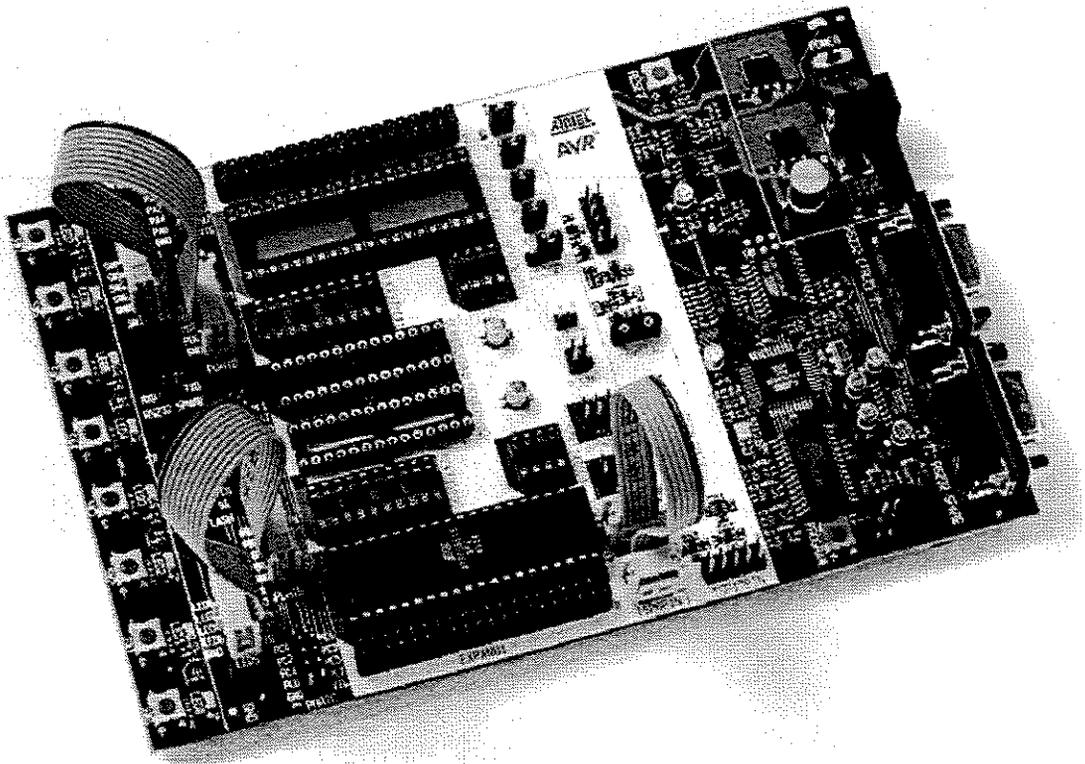


Figura 4.39 – Kit de desenvolvimento e programação STK-500

Além da utilização dos soquetes da própria placa é possível também programar microcontroladores na placa da montagem definitiva através do conector ISP, onde através de 4 sinais é possível programar o microcontrolador na própria aplicação, bastando para isso prever o conector ISP na aplicação que está sendo desenvolvida. A conexão entre o STK-500 e o PC é realizada através de um cabo serial tipo RS-232. O gerenciamento do programador é feito pelo AVR Studio 4 através de menus específicos para esta finalidade onde é possível ajustar o clock de funcionamento, a tensão de alimentação do microcontrolador e outras características de funcionamento da placa.

#### **4.9 – Desenvolvimento do programa do ATMEGA8**

O programa para o ATMEGA8 foi desenvolvido em linguagem C, utilizando o compilador ICC AVR descrito anteriormente. Foram desenvolvidas várias funções para realizar o controle dos elementos do circuito tais como o envio de mensagens para o display LCD, recepção de porta serial e conversão analógica para digital. O programa está estruturado de forma a iniciar na função `main( )`, responsável pela inicialização do sistema e execução do programa propriamente dito. A inicialização consiste em configurar o microcontrolador de forma que se façam os ajustes internos nas portas de entrada e saída para o correto recebimento e envio de sinais. Para realizar esta configuração precisamos primeiro verificar no hardware construído onde cada um dos elementos está conectado de acordo com o item 4.7. Depois da inicialização a função `main( )` entra em um loop onde começa a executar as funções de conversão analógica para digital, envio de mensagens recebimento e envio de dados seriais e os cálculos necessários para determinação dos coeficientes, velocidade do fluido e vazão volumétrica. As principais funções implementadas e o programa completo estão no anexo I.

#### **4.10 – Calibração do protótipo**

A calibração do protótipo consiste em determinar as equações que descrevem o comportamento dos coeficientes “a” e “b” em função da temperatura. Com o objetivo de facilitar a calibração, foi desenvolvido um programa em Delphi que recebe os dados seriais provenientes da placa de indicação e tratamento digital de sinais e grava estes dados em arquivos do excel. Em duas vazões diferentes são registrados os dados de temperatura e tensão de saída do circuito de medição. Para realização destas medidas foi escolhida a configuração de ponte de wheatstone 5.

#### **4.11 – Utilização do programa de aquisição de dados para calibração**

O programa desenvolvido recebe os dados da tensão na saída do circuito de medição e da temperatura do fluido provenientes da placa de tratamento de sinais e monta um banco de dados além de gráficos que podem ser analisados em tempo real. O código fonte do programa pode ser visto no anexo II. As aquisições são feitas a cada dois segundos e a cada 10 aquisições os dados de tensão no circuito de medição, temperatura do fluido data e hora são gravados em uma tabela. O aspecto da tela do sistema de aquisição pode ser visto na figura 4.40.

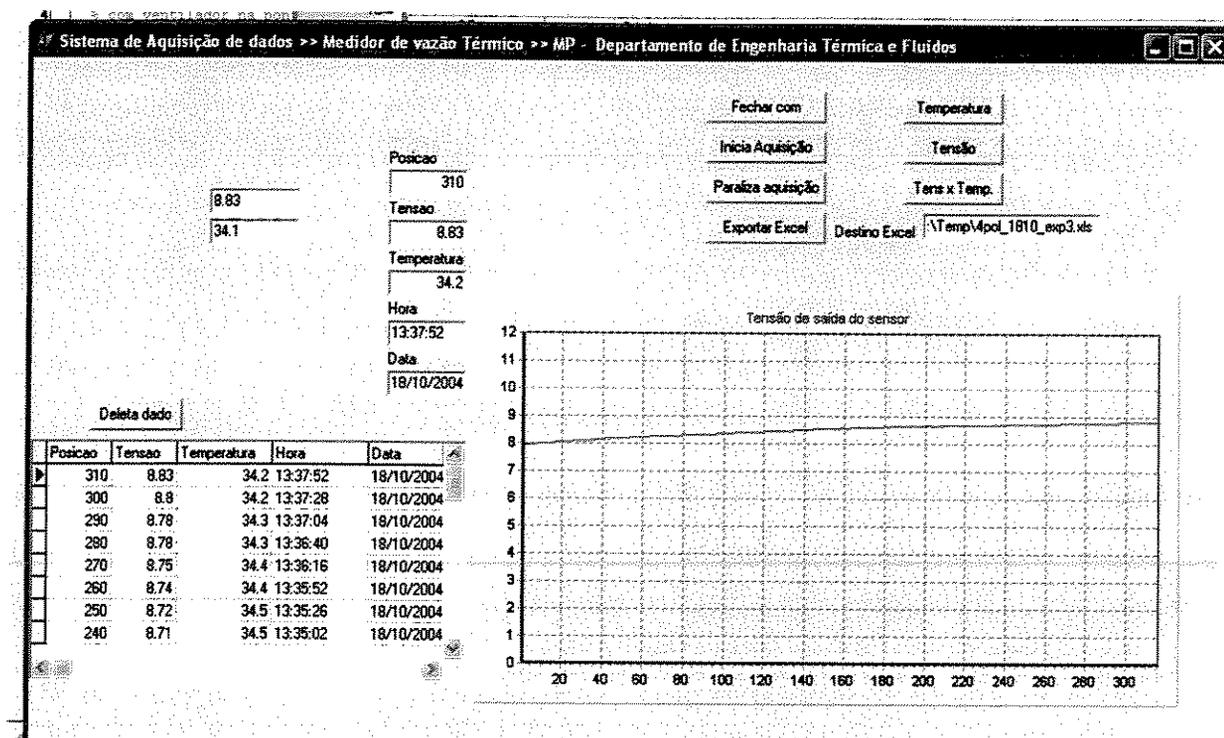


Figura 4.40 – Tela do sistema de aquisição desenvolvido em Delphi

Ao iniciar o programa a porta de comunicação serial está fechada. Pressionando o botão “Abrir com” a porta com 1 é aberta e o nome do botão muda para “Fechar com”. Neste instante a vazão é ajustada para o valor desejado observando sempre a utilização da vazão menor com temperatura baixa e da vazão maior após a temperatura ter atingido o valor máximo. As temperaturas máximas e mínimas possíveis de serem atingidas dependem da temperatura ambiente e da velocidade do fluido. Escolheu-se as vazões onde as velocidade são de 2,78 m/s e 5,66 m/s para realização da calibração. Inicia-se o sistema com vazão máxima ou velocidade de 5,66 m/s , e conseqüentemente com temperatura baixa. Com a porta de comunicação aberta e com a tabela de dados completamente vazia, iniciação a aquisição de dados, pressionando o botão “Inicia aquisição” e restringe-se a válvula 1 até ser atingido um diferencial de pressão no medidor padrão de 2 POLH<sub>2</sub>O que corresponde a velocidade do fluido de 2,78 m/s. Na configuração 5 a temperatura do sensor é de 43,78°C, portanto as medidas não precisam ultrapassar em muito este valor de temperatura do fluido. Quando uma temperatura superior a 44°C é registrada, a aquisição é interrompida, através do botão “Paralisa aquisição” e os dados obtidos são gravados em um arquivo no formato excel que deve ser identificado de forma adequada indicando o caminho e o

nome do arquivo que vai receber os dados. Depois de salvar o arquivo, pressionando o botão “Exportar Excel”, os dados da tabela devem ser apagados para iniciar a aquisição dos dados da velocidade máxima. Com a tabela de dados completamente vazia o botão “Inicia aquisição” é pressionado novamente e a válvula 1 é ajustada de forma a obtermos um diferencial de pressão no medidor padrão de 4,1 POLH<sub>2</sub>O que corresponde a velocidade do fluido de 5,66 m/s. Quando a temperatura do fluido atingir o valor mínimo possível a aquisição é paralisada e os dados devem ser salvos em um arquivo do Excel da mesma forma como foi realizado com os dados da velocidade baixa.

#### 4.12 – Resultados obtidos com o sistema de aquisição

Utilizando o procedimento descrito no item 4.11, foram realizadas 5 seqüências de medidas para cada uma das velocidades escolhidas utilizando o sensor quadrado na configuração 5. Como resultado obtivemos os gráficos apresentados nas figuras 4.42 e 4.43. Montou-se os gráficos com o auxílio do Matlab onde foi possível também determinar as funções matemáticas que descrevem o comportamento da tensão de saída do circuito de medição em função da temperatura. Sabendo o comportamento desta tensão para as duas velocidades estudadas, é possível calcular a potência dissipada no sensor através da equação:

$$P_e = \left( \frac{E_{in}}{R_Y + R_K} \right)^2 \cdot R_w$$

Com o resultado da potência dissipada calculou-se então o coeficiente de transferência térmica utilizando a equação:

$$P_e = hS(T_w - T_f)$$

O coeficiente de transferência térmica h está relacionado com a velocidade de fluido que queremos calcular através da seguinte equação :

$$h = a + bv^n$$

Na equação v representa a velocidade do fluido e o expoente n será considerado como sendo 0,5. Os coeficientes “a” e “b”, são obtidos através dos dados calculados de h para cada temperatura em função da potência dissipada pelo sensor. O cálculo destes coeficientes foi

realizado através da resolução de um sistema de equações para cada temperatura onde conhecíamos o comportamento de  $h$  e a velocidade do fluido.

Desenvolveu-se um script no Matlab, que pode ser visto na figura 4.41 para fazer estes cálculos e plotar os gráficos do comportamento do coeficiente de transferência térmica e dos coeficientes “a” e “b”, nas duas vazões estudadas em função da variação da temperatura do fluido. Os dados utilizados para a configuração 5, com a placa do protótipo são:

$E_{in}$  = Equações levantadas a partir do sistema de aquisição

$R_Y = 33,257 \Omega$

$R_w = 29.182 \Omega$  para uma temperatura de  $43,78^\circ\text{C}$  no sensor

$R_k = \text{Resistência do sensor} + \text{resistor série} = 29.182 + 4.232 = 33,414 \Omega$

$S = 2,7181\text{e-}5 \text{ m}^2$

```
% calculo dos coeficientes a, b e h a partir de dados experimentais para duas velocidades

clear all
VALTA = 5.66 % velocidade alta do fluido m/s
VBAIXA = 2.78 % Velocidade baixa do fluido m/s
RS=29.182; % resistencia sensor ohm
RY=33.257; % resistor Y da ponte de medicao ohm
RW = 33.414; % resistencia sensor na temp. operacao+resistor em serie ohm
S =2.7181e-5;%superficie do sensor metros quadrados
TS= 43.78; % temperatura operacao sensor grau celsius
TF=[30:0.1:37]; % temperatura do fluido grau celsius
VINALTA=-0.45645.*TF + 24.389;% tensao saida circuito medicao velocidade alta data 18/10/04
VINBAIXA=-0.36633.*TF + 20.109;% tensao de saida circuito medicao velocidade baixa data 18/10/04
h1=((VINALTA./(RY+RW)).^2)*RS./(S.*(TS-TF));% calculo coeficiente transferencia termica velocidade alta
h2=((VINBAIXA./(RY+RW)).^2)*RS./(S.*(TS-TF));% calculo coeficiente transferencia termica velocidade baixa

b=(h2-h1)/(-0.71174225062); %calculo coeficiente b
a=h1-b.*sqrt(5.66); % calculo coeficiente a

plot(TF,h1,'b');
hold on;
plot(TF,h2,'r');
hold on;
plot(TF,a,'k');
hold on;
plot(TF,b,'g');
hold on;
```

Figura 4.41 – Script para cálculo dos coeficientes

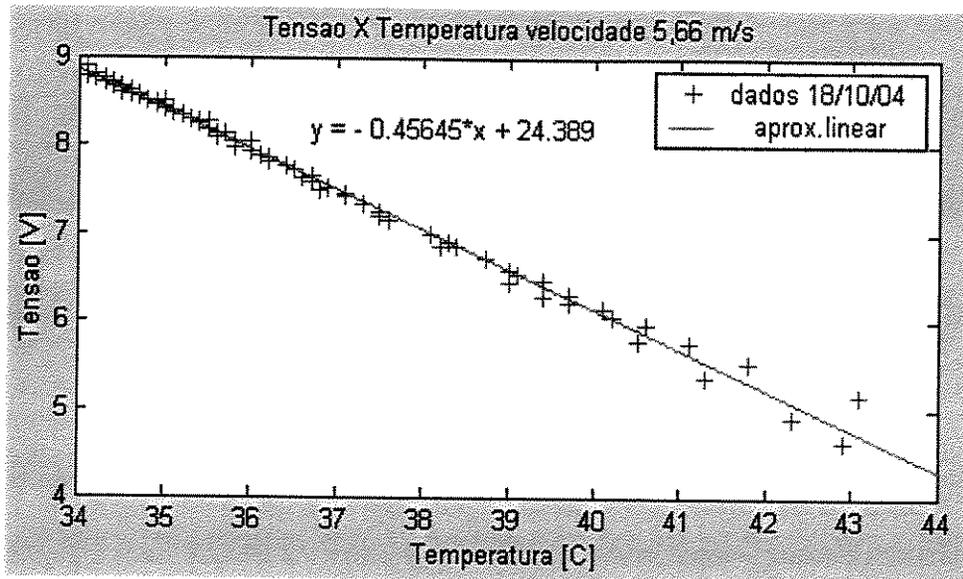


Figura 4.42 – Gráfico Tensão x Temperatura velocidade 5,66 ms

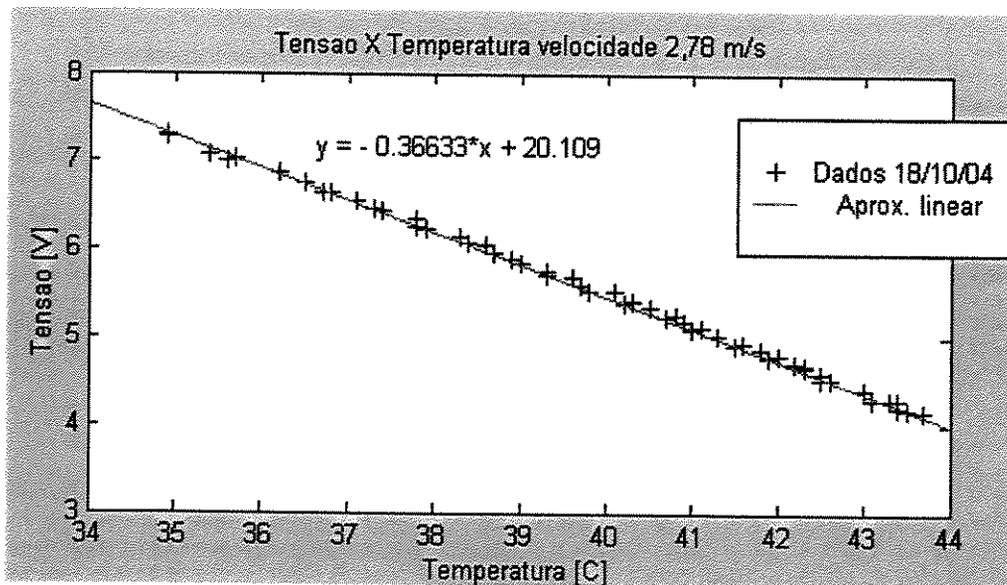


Figura 4.43 – Gráfico Tensão x Temperatura velocidade 2,78 ms

Nas figuras 4.44 e 4.45 é apresentado o comportamento dos coeficientes de transferência térmica e dos coeficientes “a” e “b” que serão utilizados pelo microcontrolador para o cálculo da vazão em uma faixa de temperatura de 10°C, contada a partir de 5°C abaixo da temperatura de aquecimento do sensor. Para a determinação do grau do polinômio que melhor descreve o comportamento dos coeficiente “a” e “b”, deve ser avaliada através do MATLAB o valor de velocidade que será calculado através destes polinômios e posteriormente utilizada pelo microcontrolador. O resultado de velocidade será considerado adequado para uma variação de

$\pm 0,05$  m/s na faixa de temperatura estudada. Iniciamos o estudo com polinômios de grau 2 e 3, obtendo as equações que descrevem os coeficientes. Em seguida realizamos o cálculo da velocidade correspondente.

Neste caso os polinômios de grau 2 encontrados foram:

$$a = 2,3555.tf^2 - 122,05.tf + 1713,4$$

$$b = 0,94512.tf^2 - 77,963.tf + 2256,2$$

e os polinômios de grau 3 encontrados foram:

$$a = 0,23224.tf^3 - 20,636.tf^2 + 633,12.tf - 6515,3$$

$$b = 0,093182.tf^3 - 8,2799.tf^2 + 225,04.tf - 1045,4$$

Para realizar esta avaliação utilizamos um script no MATLAB, semelhante as equações calculadas pelo micro controlador :

```
clear all
TF=[28:0.1:38]; % temperatura do fluido grau celsius
va=-0.45645.*TF + 24.389;% tensao saida circuito medicao velocidade alta data 18/10/04
vb=-0.36633.*TF + 20.109;% tensao de saida circuito medicao velocidade baixa data 18/10/04
coefic_aQ=(2.3555.*TF.*TF)-(122.05.*TF)+1713.4;%//calc. coef. A quadratico
coefic_bQ=(0.94512.*TF.*TF)-(77.963.*TF)+2256.2;%//Calcula coef. b quadratico
coefic_aC=(0.23224.*TF.*TF.*TF)-(20.636.*TF.*TF)+(633.12.*TF)-6515.3;%//coef. A cubico
coefic_bC=(0.093182.*TF.*TF.*TF)-(8.2799.*TF.*TF)+(225.04.*TF)-1045.4;% coef. b cubico
h1=(241.5326.*va.*va)./(43.78-TF);%// calcula coeficiente de transferencia termica
h2=(241.5326.*vb.*vb)./(43.78-TF);%// calcula coeficiente de transferencia termica
veliaQ=(h1-coefic_aQ)./coefic_bQ;
velibQ=(h2-coefic_aQ)./coefic_bQ;
velaQ=veliaQ.^2;%velocidade 5,66 m/s quadratica
velbQ=velibQ.^2;%velocidade 2,78 m/s quadratica
veliaC=(h1-coefic_aC)./coefic_bC;
velibC=(h2-coefic_aC)./coefic_bC;
velaC=veliaC.^2;%velocidade 5,66 m/s cubica
velbC=velibC.^2;%velocidade 2,78 m/s cubica
```

```
velareal=(TF.*5.66)./TF;%velocidade real 5,66 m/s
velaliminf=(TF.*5.61)./TF;%limite inferior 5,66 m/s
velalimisup=(TF.*5.71)./TF;%limite superior 5,66 m/s
```

```
velbreal=(TF.*2.78)./TF;%velocidade real 2,78 m/s
velbliminf=(TF.*2.73)./TF;%limite inferior 2,78 m/s
velblimisup=(TF.*2.83)./TF;%limite superior 2,78 m/s
```

```
% plota velocidade 5,66 m/s
```

```
plot(TF,velaC,'r');
hold on;
plot(TF,velaQ,'b');
hold on;
plot(TF,velareal,'k');
hold on;
plot(TF,velaliminf,'g');
hold on;
plot(TF,velalimisup,'g');
hold on;
```

```
% plota velocidade 2,78 m/s
```

```
plot(TF,velbC,'r');
hold on;
plot(TF,velbQ,'b');
hold on;
plot(TF,velbreal,'k');
hold on;
plot(TF,velbliminf,'g');
hold on;
plot(TF,velblimisup,'g');
hold on;
```

O resultado para este caso é observado na figura 4.46 e 4.47. Verificamos que o comportamento da velocidade calculada é adequado, quando a aproximação do cálculo dos coeficientes “a” e “b” é feita através do polinômio de grau 3.

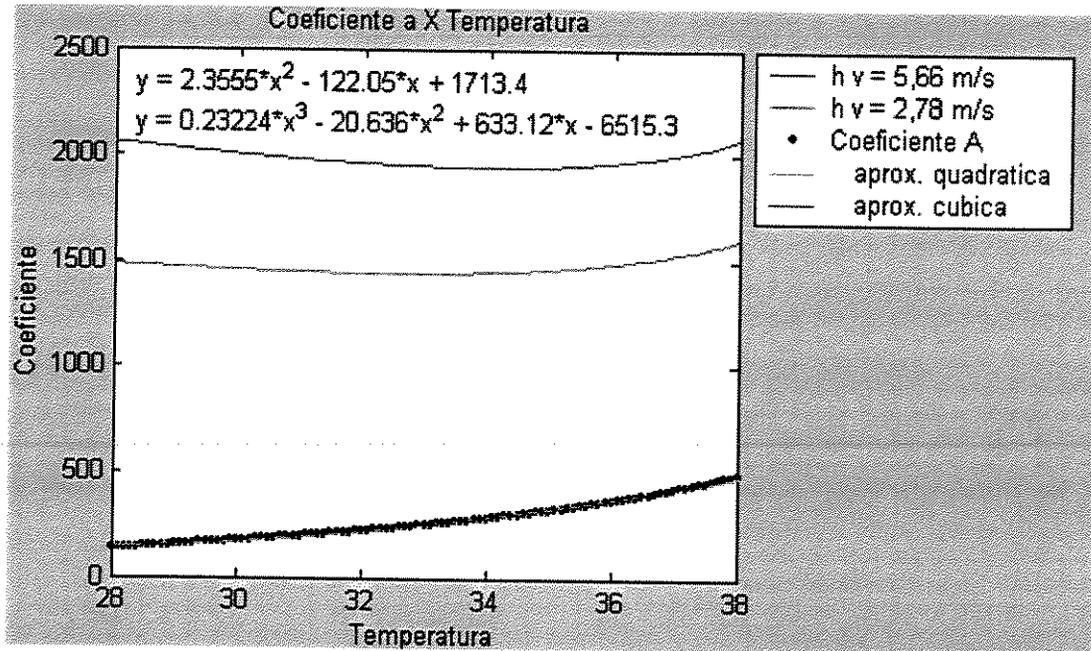


Figura 4.44 – Gráfico coeficiente a x temperatura sensor quadrado configuração 5

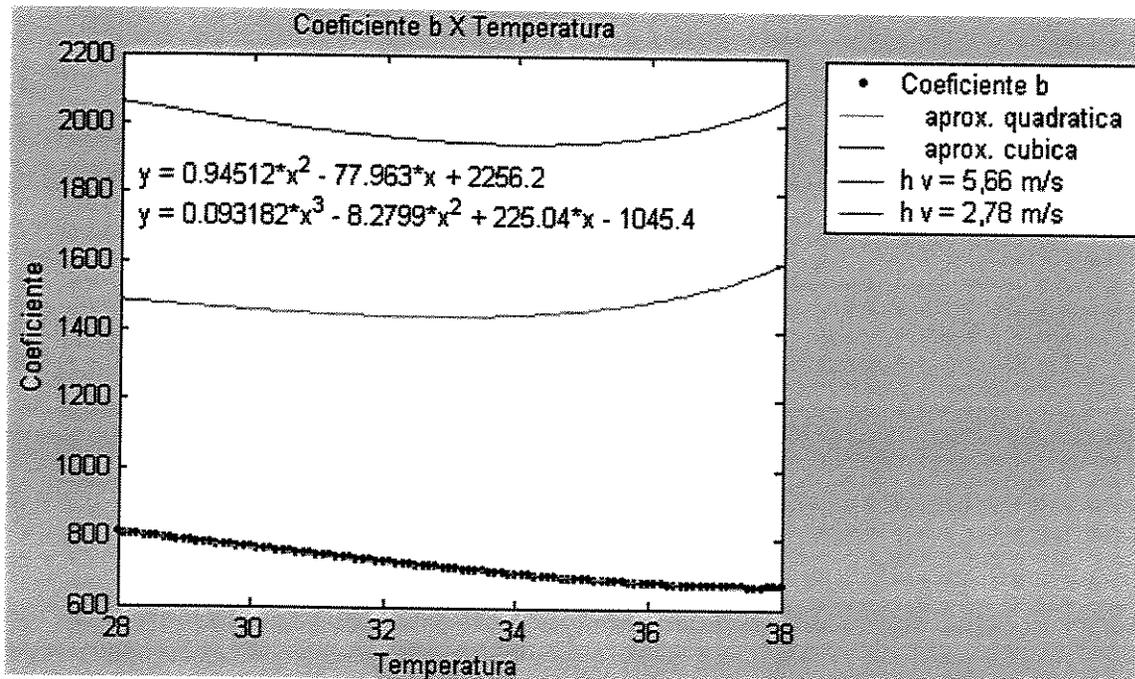


Figura 4.45 – Gráfico coeficiente b x temperatura sensor quadrado configuração 5

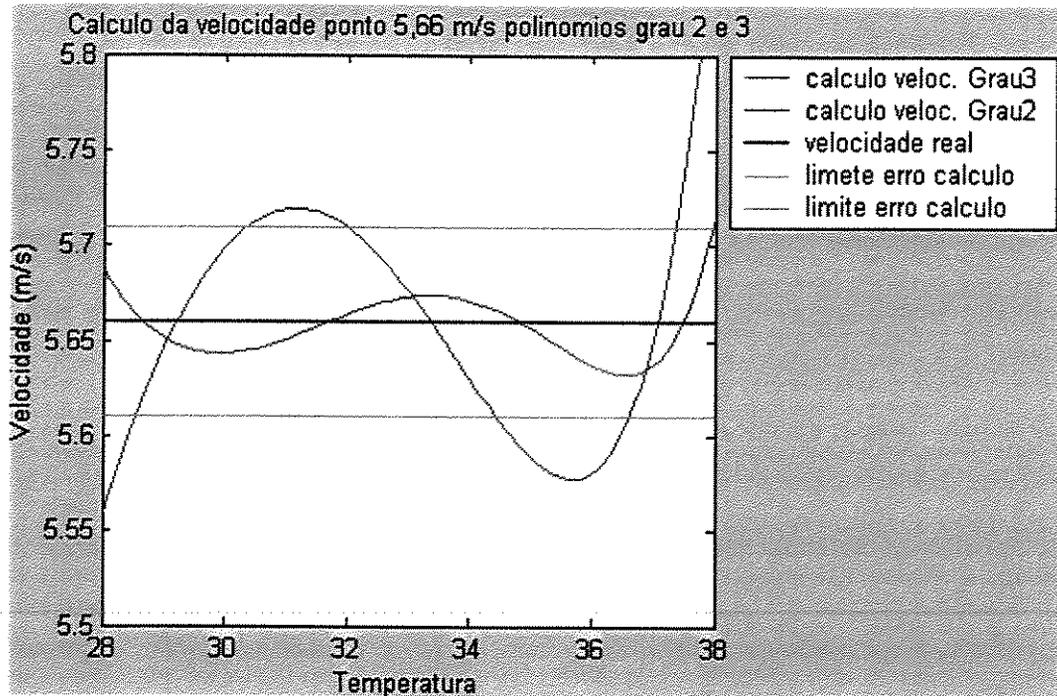


Figura 4.46 – Gráfico Velocidade calculada x temperatura sensor quadrado 5,66 m/s protótipo

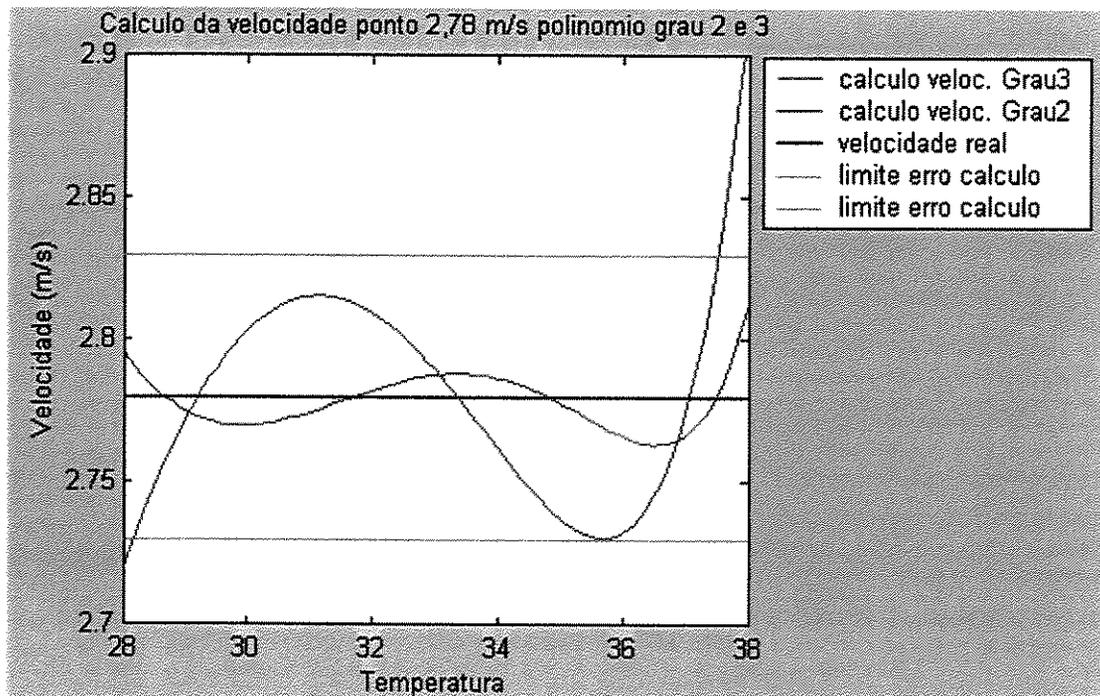


Figura 4.47 – Gráfico Velocidade calculada x temperatura sensor quadrado 2,78 m/s protótipo

Com as duas equações obtidas para os coeficiente “a” e “b” é possível agora programar o micro controlador que fará os cálculos da velocidade e da vazão do fluido, utilizando o circuito do protótipo.

A função main para o sensor quadrado na configuração 5 e com o circuito do protótipo fica então:

```
EEPROM_READ(0x02, inia);
reftemp=inia;
reftemp=reftemp/10;
tb=(ADC2_float/1024)*100;//calcula temperatura junta fria
v=2+((5*ADC1_float)/512);//calcula tensão
tf=((ADC0_float-625)/15)+reftemp+tb;//calcula temperatura do fluido
coefic_a=(0.23224.*TF.*TF.*TF)-(20.636.*TF.*TF)+(633.12.*TF)-6515.3;//calc. coef. A
coefic_b=(0.093182.*TF.*TF.*TF)-(8.2799.*TF.*TF)+(225.04.*TF)-1045.4;//Calcula coef. b
h=(241.5326*v*v)/(43.78-tf);// calcula coeficiente de transferência térmica
veli=(h-coefic_a)/coefic_b;// cálculo intermediário velocidade
vel=pow(veli,2);//cálculo final velocidade do fluido
Q=vel*0.00747*1000;//cálculo final da vazão l/s
```

#### 4.13 – Montagem final do circuito

Com o projeto desenvolvido e testado através do protótipo, projetou-se e montou-se a placa final de circuito impresso do circuito do sensor e do circuito de tratamento de sinais. O desenvolvimento do projeto da placa de circuito impresso foi realizado com o auxílio do software Protel 99, que possui as características necessárias para um ambiente completo de desenvolvimento de circuitos eletrônicos. Através do editor de esquemas elétricos realizam-se os desenhos e definem-se os footprints dos componentes utilizados e gera-se o netlist das ligações existentes no esquema.

O netlist então é aberto no editor de PCB ( printed circuit board) onde os componentes são distribuídos e a criação das trilhas de cobre da placa são feitas. O aspecto da tela do editor de PCB pode ser visto na figura 4.48.

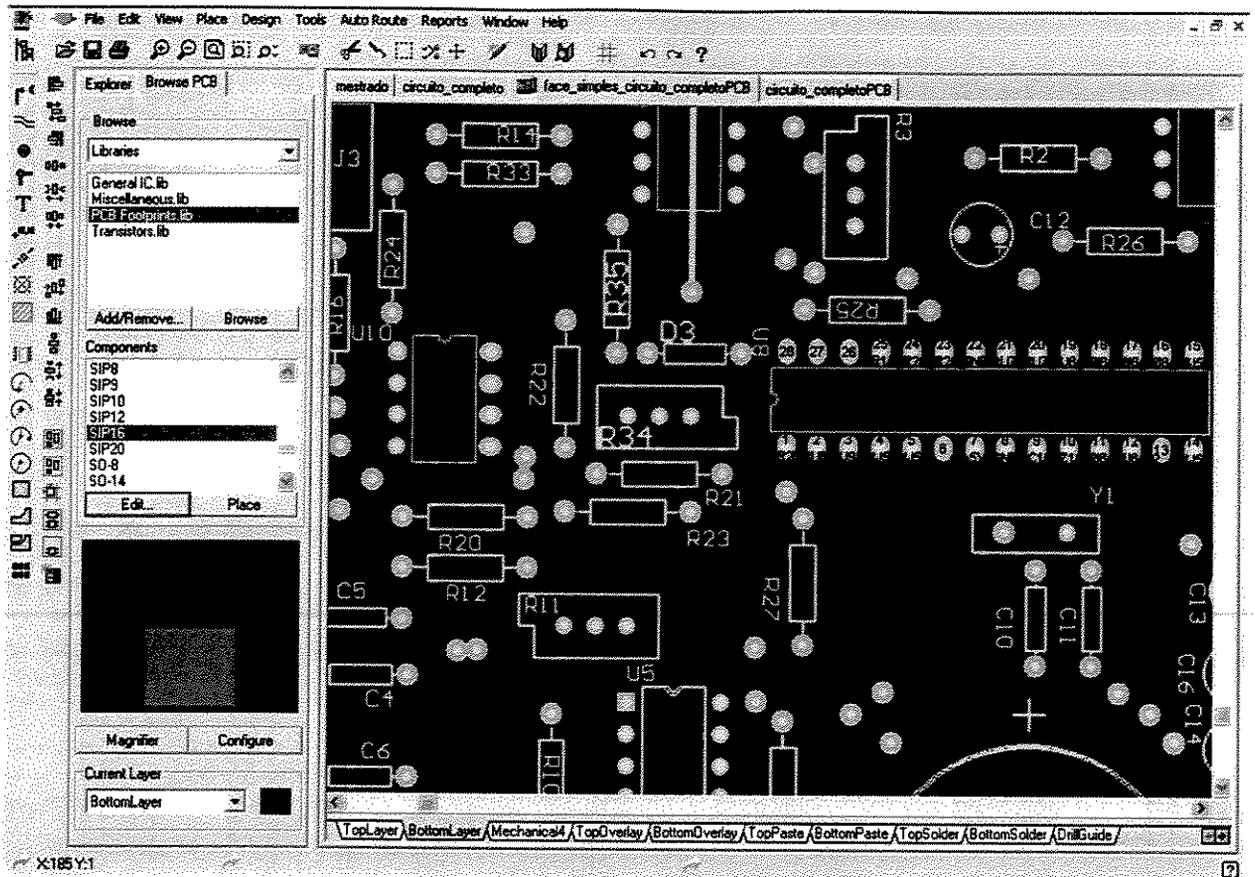


Figura 4.48 – Tela editor PCB Protel 99

Com o auxílio do editor de esquemas foi possível levantar a lista de componentes eletrônicos necessários para montar o circuito, que é apresentada no anexo III.

Depois de concluir o desenvolvimento tanto da placa do sensor quanto da placa de tratamento de sinais, foi providenciada sua fabricação para a montagem final das duas placas de circuito impresso e montagem final do medidor. O desenho final das duas placas pode ser visto nas figuras 4.49 e 4.50.

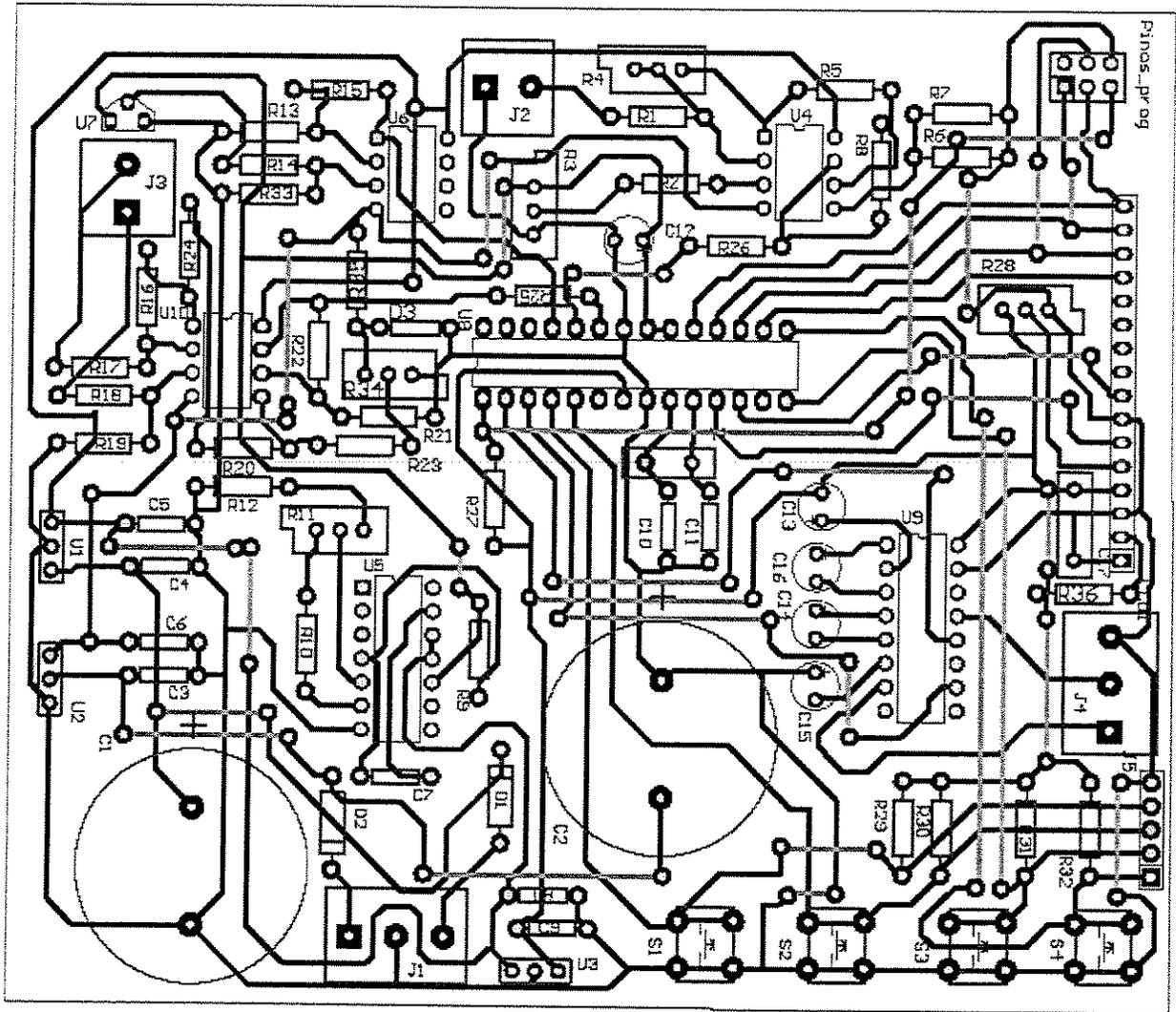


Figura 4.49 – Placa final para montagem do circuito de tratamento de sinais

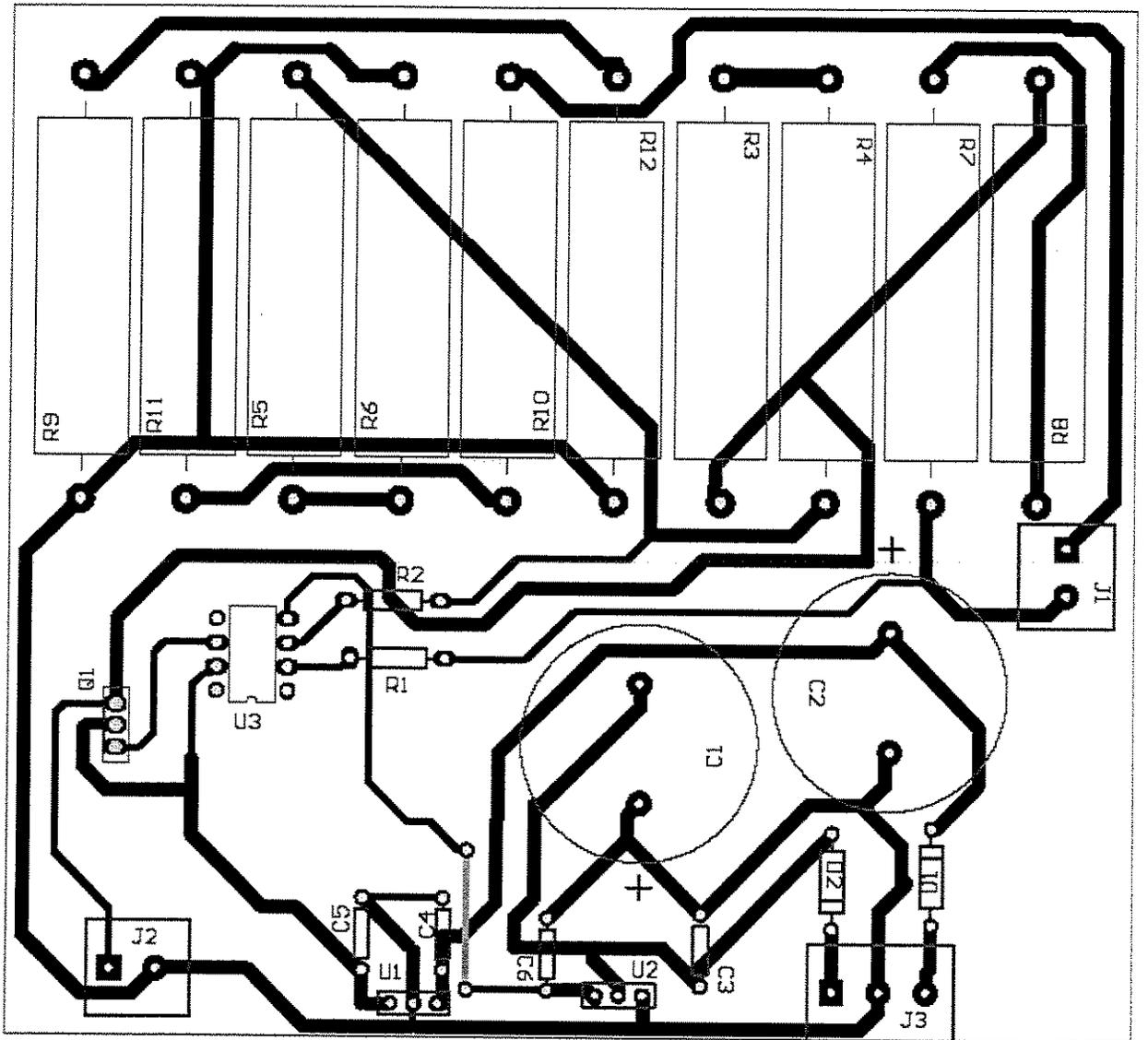


Figura 4.50 – Placa final para montagem do circuito do sensor

#### 4.14 – Montagem final do equipamento

Com as placas de circuito impresso projetadas procedeu-se a montagem final do equipamento com as novas placas. A montagem final consiste em dispor as placas dentro de uma caixa adequada, realizando a fixação dos componentes e também realizar a calibração final do equipamento seguindo as seqüências apresentadas em 4.11 e 4.12 para o cálculo dos coeficientes deste novo equipamento. Procurou-se utilizar os mesmos valores dos resistores utilizados na configuração 5, porém devido a variações encontradas nos novos resistores, a ponte de wheatstone foi montada com as seguintes características:

Valor Rx ( $\Omega$ )	Valor Ry ( $\Omega$ )	Valor Rz ( $\Omega$ )	Temp. sensor( $^{\circ}$ C)	Resis. série com sensor ( $\Omega$ )	Resis. Sensor ( $\Omega$ )
33,305	33,348	33,216	45,55	4,028	29,23

Tabela 4.11 – configuração ponte de wheatstone montagem final

Como agora a temperatura de aquecimento do sensor é de 45,55  $^{\circ}$ C, utilizando o mesmo critério apresentado em 4.12, a faixa de temperatura utilizada é de 30  $^{\circ}$ C a 40  $^{\circ}$ C. O comportamento da tensão de alimentação da ponte de wheatstone para esta nova configuração em função da temperatura nos pontos estudados é representado pelas equações:

$$EIN_{5,66} \text{ m/s} = -0.36983 * TF + 22.762$$

$$EIN_{2,78} \text{ m/s} = -0.33207 * TF + 20.538$$

Com estas equações foi possível então determinar o comportamento dos coeficientes “a” e “b”, que foram adequados seguindo a aproximação através dos polinômios de grau 3:

$$a = 0,20531.tf^3 - 17,59.tf^2 + 502,72.tf - 3936,3$$

$$b = 0,10249.tf^3 - 8,8661.tf^2 + 250,26.tf - 1790,4$$

A função main para o sensor quadrado com o circuito da montagem final fica então:

```
EEPROM_READ(0x02, inia);  
reftemp=inia;  
reftemp=reftemp/10;  
tb=(ADC2_float/1024)*100;//calcula temperatura junta fria  
v=2+((5*ADC1_float)/512);//calcula tensão  
tf=((ADC0_float-625)/15)+reftemp+tb;//calcula temperatura do fluido  
coefic_b=(0.10349*tf*tf*tf)-(8.8661*tf*tf)+(250.26*tf)-1790.4;//coef. b
```

```
coefic_a=(0.20531*tf*tf*tf)-(17.59*tf*tf)+(502.72*tf)-3936.3;//coef. a
h=(242.40*v*v)/(45.55-tf);// calcula coeficiente de transferência térmica
veli=(h-coefic_a)/coefic_b;// cálculo intermediário velocidade
vel=pow(veli,2);//cálculo final velocidade do fluido
Q=vel*0.00747*1000;//cálculo final da vazão l/s
```

As placas foram dispostas no interior da caixa como mostram as figuras 4.51 e 4.52.

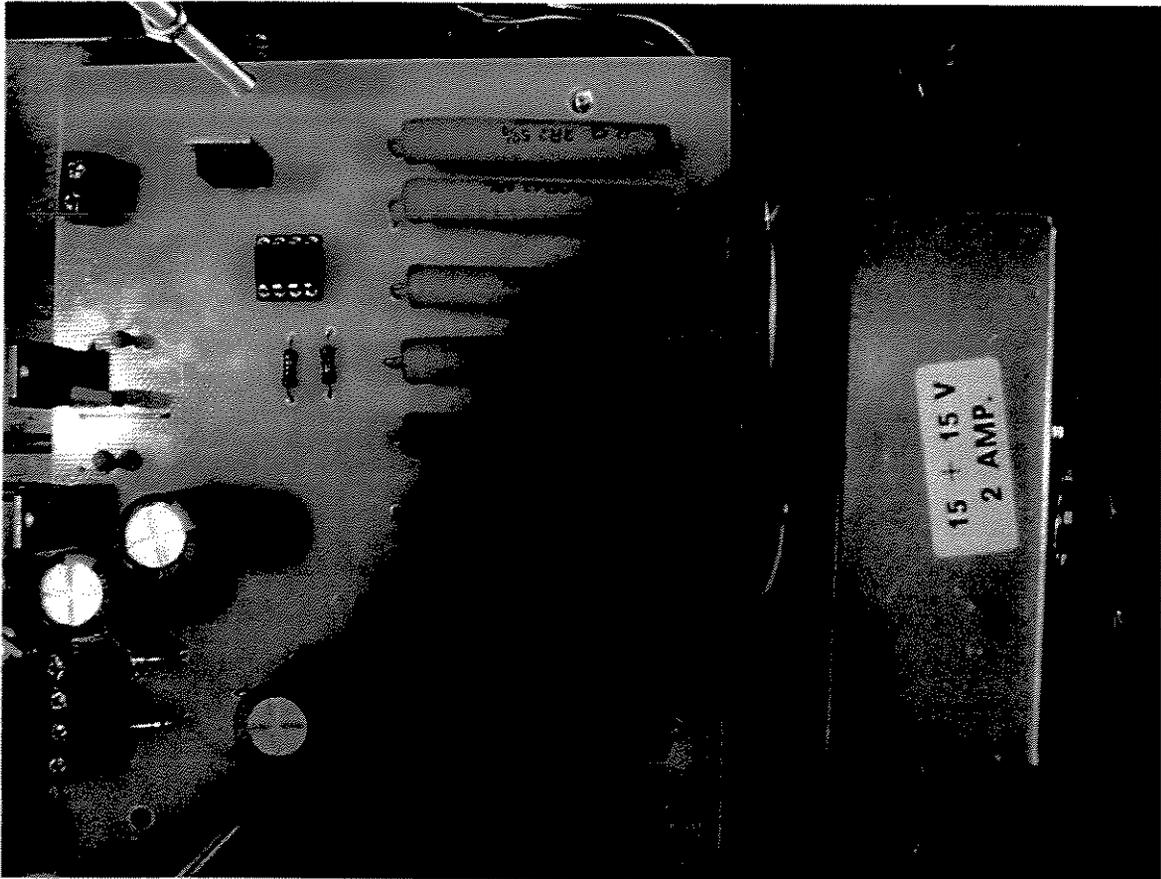


Figura 4.51 – Circuito do sensor

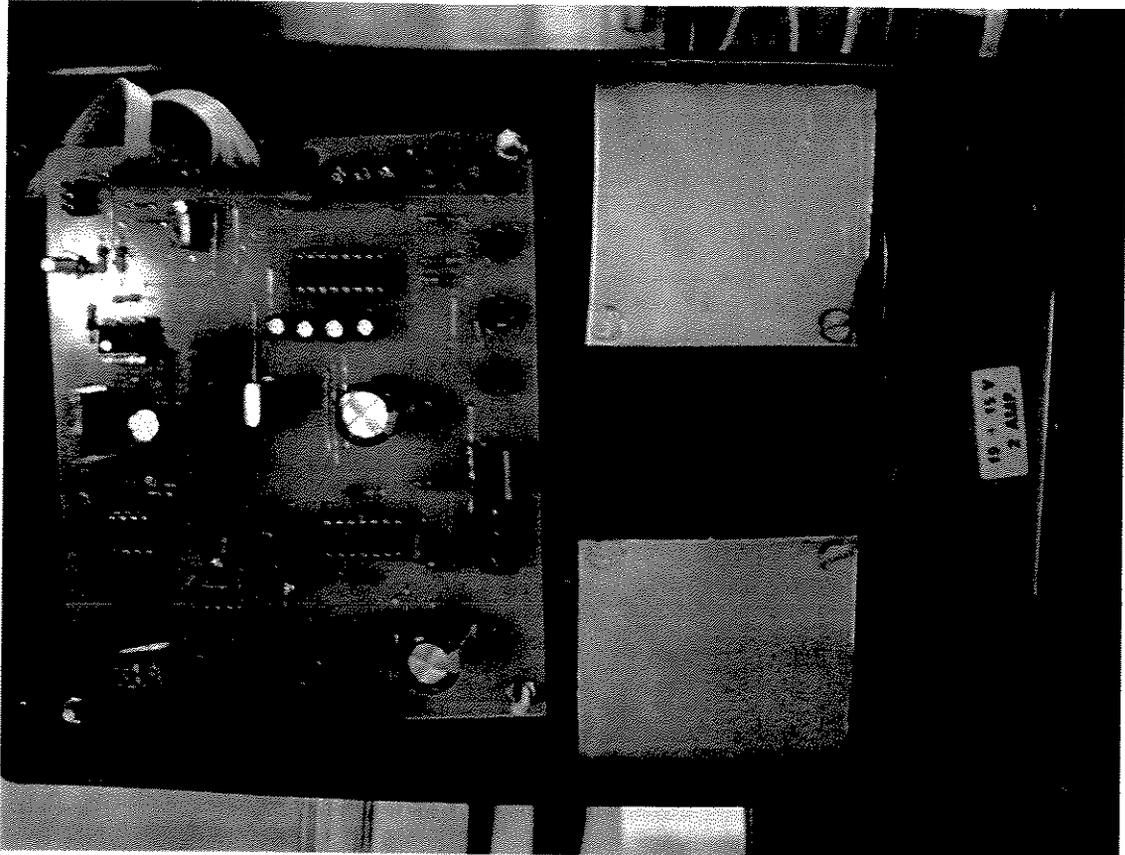


Figura 4.52 – Circuito placa aquisição e tratamento de sinais

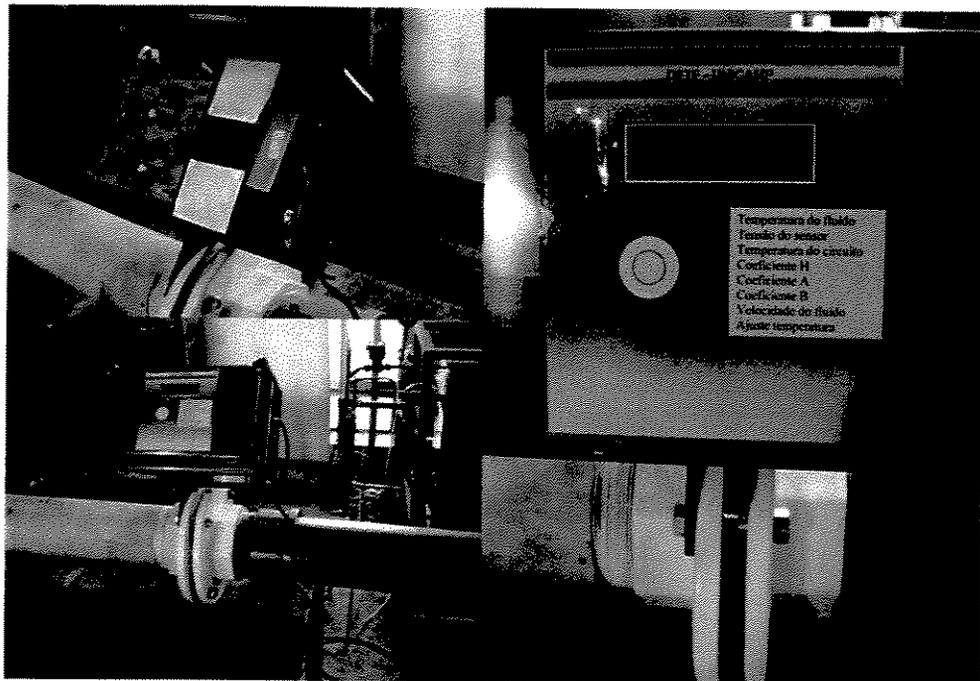


Figura 4.53 – Montagem final do instrumento na bancada de testes

#### 4.15 – Resultado da calibração e cálculo da incerteza

Após programar o microcontrolador com as equações obtidas em 4.14 para a montagem final, foram feitas várias medidas na faixa de temperatura de 30 a 40 °C, nos dois pontos estudados, onde as velocidades são de 5,66 m/s e 2,78 m/s, e comparadas com os valores apresentados pelo medidor presente na bancada e utilizado como padrão.

O processo consistiu em elevar a vazão no ponto onde a velocidade é de 5,66 m/s lida no medidor padrão, aguardou-se a estabilização da indicação no medidor sob teste e anotou-se o valor mostrado no display. Em seguida a vazão foi reduzida para o ponto onde a velocidade é de 2,78 m/s lida no medidor padrão, aguardou-se a estabilização da indicação no medidor sob teste e anotou-se o valor mostrado no display. Os valores obtidos podem ser observados na tabela 4.12.

Valor do padrão m/s	Número de amostras (n)	Média das medidas m/s	Desvio padrão m/s
2,78	17	2,83	0,0504
5,66	17	5,61	0,068

Tabela 4.12 – Resultado das medidas

Para a distribuição de Student's t, com um nível de confiança de 95 %, podemos calcular a incerteza das medidas realizadas com o medidor desenvolvido neste projeto.

Da tabela de distribuição de Student's t apresentada por Ismail (2003), para n = 17 temos v = 16, assim  $t_{95} = 1,75$  podemos calcular a incerteza nos dois pontos estudados.

Para o ponto onde a velocidade determinada com o padrão é de 2,78 m/s, a incerteza é dada por:

$$\Delta = \frac{t\sigma}{\sqrt{n}} = \frac{(1.75).(0.0504)}{\sqrt{17}} = \pm 0,0214 \text{ m/s}$$

Para o ponto onde a velocidade determinada com o padrão é de 5,66 m/s, a incerteza é dada por:

$$\Delta = \frac{t\sigma}{\sqrt{n}} = \frac{(1.75).(0.068)}{\sqrt{17}} = \pm 0,029 \text{ m/s}$$

O medidor utilizado como referência apresenta uma incerteza de  $\pm 1,83 \times 10^{-4}$  m<sup>3</sup>/s. A medida do diâmetro do tubo foi realizada com um paquímetro com incerteza de 0,02 mm. Calculando a incerteza para as duas velocidades temos então :

$$W_{vm2,78} = \pm 0,0245 \text{ m/s}$$

$$W_{vm5,66} = \pm 0,0246 \text{ m/s}$$

A incerteza total para cada uma das velocidades avaliadas será:

Em 2,78 m/s:

$$W_{vm2,78 \text{ total}} = ((0,029)^2 + (0,0246)^2)^{1/2} = \pm 0,0325 \text{ m/s}$$

Em 5,66 m/s:

$$W_{vm5,66 \text{ total}} = ((0,0214)^2 + (0,0245)^2)^{1/2} = \pm 0,038 \text{ m/s}$$

Assim o erro apresentado pelas medidas comparadas com o instrumento de referência, considerando um grau de confiança de 95 % pode ser observado na tabela 4.13.

Valor de referência (m/s)	Valor médio do equipamento em teste (m/s)	Erro + incerteza (m/s)
2,78	2,83	0,05 $\pm$ 0,0325 m/s
5,66	5,61	0,05 $\pm$ 0,038 m/s

Tabela 4.13 – Resultado final da calibração

## Capítulo 5

### Discussão dos resultados

O circuito de indicação de vazão e tratamento digital de sinais foi montado de acordo com o projeto descrito em 4.7, tornando possível a construção de um protótipo funcional mostrado na figura 4.36 e da montagem final do instrumento mostrada nas figuras 4.51 e 4.52. Utilizando o protótipo construído e o software de aquisição, foi possível avaliar o sensor em duas velocidades de ar diferentes onde verificou-se um comportamento linear entre a tensão de saída do circuito de medição e a temperatura, para a configuração 5 da ponte de wheatstone, apresentado nas figuras 4.42 e 4.43. Nas figuras 4.44 e 4.45 observa-se o comportamento dos coeficientes “a” e “b” para o protótipo. Analisando-se as figuras 4.46 e 4.47, verifica-se que a utilização do polinômio de grau 3 descreve o comportamento dos coeficientes “a” e “b” de forma a minimizar o erro de cálculo da velocidade em função da temperatura nos limites estipulados em 4.12.

Da mesma forma que no protótipo o circuito final também utiliza a descrição dos coeficientes “a” e “b” através de um polinômio de grau 3 obtido e analisado como descrito em 4.12. Como a construção da ponte de wheatstone implica na utilização de resistores de potência comerciais é necessário determinar o valor dos resistores utilizados através de medição com um multímetro. Este fato dificulta a padronização das equações que descrevem o comportamento dos coeficientes “a” e “b”, pois para cada combinação de resistores e sensores este comportamento é diferente e deve ser obtido experimentalmente.

As ferramentas de software utilizadas para desenvolvimento do programa do microcontrolador, descritas em 4.8, foram utilizadas permitindo gerar o programa necessário para realizar os cálculos de compensação de temperatura e vazão do fluido nas condições

estudadas e descritas em 4.12 onde foram obtidas as equações para determinação dos coeficientes do medidor.

Durante a fase de desenvolvimento do software do medidor, os recursos disponíveis no dispositivo STK-500, mostrado na figura 4.39, e nos programas descritos no anexo I foram muito importantes tornando o teste e criação do software mais rápido.

## Capítulo 6

### Conclusão

Os experimentos práticos realizados demonstraram que os sensores termoresistivos estudados e conectados ao circuito de medição produzem o efeito de variação de tensão de saída tanto pela variação de temperatura como pela variação de velocidade do fluido. Durante as medições realizadas verificou-se que a construção da ponte de wheatstone tem influência nos resultados obtidos, de forma a inviabilizar a medida no caso da utilização de resistores de filme de carbono para as condições estudadas. A ventilação da ponte de wheatstone também mostrou-se importante para evitar a variação da temperatura dos resistores que a constituem.

Os resultados experimentais permitiram ainda estimar os coeficientes de transferência térmica e os coeficientes da equação para o cálculo de velocidade do fluido. A estimativa dos coeficientes permitiu que um programa feito no MATLAB gera-se as equações para determinação dos coeficientes a partir da temperatura do fluido e da tensão de saída do circuito de medição obtidos através de um software de aquisição especialmente desenvolvido. Estas equações foram implementadas através de software dentro de um microcontrolador realizando o cálculo da velocidade do fluido e também da vazão volumétrica. O uso do circuito microcontrolado para a aquisição e tratamento dos sinais através de cálculos mostrou-se adequado permitindo a realização de cálculos utilizando ponto flutuante e indicação das medidas e dos cálculos realizados através de um display de cristal líquido e envio de dados na forma serial. A utilização do sensor com formato quadrado é mais indicada pois produz uma variação maior de tensão do circuito de medição para uma temperatura de aquecimento menor que a necessária para o sensor tubular. Esta temperatura de aquecimento menor se traduz em menor potência elétrica dissipada

pelo sensor e menor consumo de energia elétrica. O uso deste sensor mostrou-se adequado para medição de vazão de ar em um duto fechado em uma faixa de temperatura de 10 °C contados a partir de 5 °C abaixo da temperatura do sensor nas condições avaliadas neste trabalho tanto para o circuito do protótipo quanto para o circuito da montagem final.

A avaliação da incerteza do medidor final demonstrou a capacidade do instrumento em medir a velocidade média do fluido e foi considerada satisfatória.

A utilização deste medidor para medida de vazão de outros tipos de fluidos pode ser feita com algumas adaptações como a isolação do fio no caso de medidas em líquidos.

## Referências Bibliográficas

- Sarma, G.R. Analysis of constant voltage anemometer circuit, in proceedings of *Instrumentation and Measurement Technology Conference, Irvine CA, 1993* pp. 731-736.
- Okamoto, K., Ohhashi T., Asakura, M., Watanabe, K. "A digital anemometer," *Conference Proceedings, IMTC93 – Instrumentation and Measurement technology Conference, 1993*, pp. 59-63.
- Watmuff J. H. An investigation of the constant-temperature hot-wire anemometer. *Experimental Thermal and Fluid Science* 1995; vol.11, pp. 117-134.
- Oliveira, A., Freire R. C. S., Deep, G. S. and P. C. Lobo, "A digital Anemometer with PWM Excitation," in *Proc. Int. Conf. Industrial Electronic, Control, Instrumentation*, Nov. 1995, pp. 893–897.
- Oliveira, A., R. C. S. Freire, and G. S. Deep, Compensation of the fluid temperature variation in a hot-wire anemometer. in *Proc. IMTC97-Instrumentation and Measurement technology Conference, 1997*, pp. 1377–1380.
- França, Maria Bernadete de Moraes. *Caracterização de Sensores Termo-Resistivos Utilizando Degrado de Potência Elétrica*. Campina Grande, Universidade Federal da Paraíba Campus II, 1998, 135p.
- Kegerise M. A., Spina E. F. A Comparative study of constant-voltage and constant-temperature hot-wire anemometers Part I : the static response. *Experiments in Fluids*, 2000 pp. 154-164.
- Kegerise M. A., Spina E. F. A Comparative study of constant-voltage and constant-temperature hot-wire anemometers Part II : the dynamic response. *Experiments in Fluids*, 2000 pp. 165-177.
- Ferreira, R.P.C., Freire, R.C.S., Deep G. S., Rocha, J.S.N., Oliveira A. Hot-wire anemometer with temperature compensation using only one sensor. *IEEE Transactions Instrumentation Measurement*, 2001, vol. 50, pp. 954-958.
- Sousa, F.R., Freire, R.C.S., Deep, G.S., Melcher, E.K., Silva, I.S.S. Response Time Evaluation of Constant Temperature Circuits. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2002, pp. , p p.1187-1190.
- Palma, L.S., Oliveira A., Costa A. S., Andrade, A.Q., Almeida, C. V. R., Zurita, M.P.V., Freire, R.C.S. Implementation of a Feedback  $I^2$  – Controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter, *Sensors*, 2003, pp. 498-503.

Ferreira, R.P.C., Freire, R.C.S., Deep G. S. Performance Evaluation of a Fluid Temperature - Compensated Single Sensor Constant Temperature Anemometer. *IEEE Transactions Instrumentation Measurement*, 2003, vol. 52, pp. 1554-1558.

National Semiconductor Corporation, LM79XX series 3-terminal Negative Regulator, September 2001. Disponível em: <<http://www.national.com/ds/cgi/LM/LM7905.pdf>>. Acesso em: 04 ago. 2004.

National Semiconductor Corporation, LM723/LM723C Voltage Regulator, June 1999. Disponível em : <<http://www.national.com/ds/cgi/LM/LM723.pdf>>. Acesso em: 10 ago. 2004.

Texas Instruments Incorporated, uA7800 Series Positive-Voltage Regulators, May 1976 – revised May 2003. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ua7805.pdf>>. Acesso em: 04 ago. 2004.

Texas Instruments Incorporated, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B Low-Noise Jfet-Input Operational Amplifiers, September 1978 – Revised April 2004. Disponível em: <<http://www-s.ti.com/sc/ds/tl071a.pdf>>. Acesso em: 10 ago. 2004.

National Semiconductor Corporation, LM35 Precision Centigrade Temperature Sensor, November 2000. Disponível em : <<http://www.national.com/ds/cgi/LM/LM35.pdf>>. Acesso em: 15 ago. 2004.

Atmel Corporation, 8-bit AVR Risc Microcontroller ATmega8, September 2004. Disponível em:< [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf)>. Acesso em : 01 nov. 2004.

Atmel Corporation, 8-bit AVR Risc Microcontroller Application Note AVR031: Getting Started ImageCraft C for AVR, May 2002.  
Disponível em:<[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/DOC1630.PDF](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/DOC1630.PDF)>. Acesso em 15 jul. 2004.

Atmel Corporation, 8-bit AVR Risc Microcontroller Application Note AVR035:Efficient C Coding for AVR, January 2004.  
Disponível em:< [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc1497.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1497.pdf)>.. Acesso em 15 jul. 2004.

Atmel Corporation, AVR STK500 User Guide, March 2003. Disponível em:< [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc1925.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1925.pdf)>. Acesso em 01 nov 2004.

Atmel Corporation, AVR Microcontrollers Selection Guide, March 2003. Disponível em:< [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc4004.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc4004.pdf)>. Acesso em 01 nov 2004.

Maxim Integrated Products,MAX220-MAX249 +5V-Powered, Multichanel RS-232 Drivers/Receivers, August 2004. Disponível em:< <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX220-MAX249.pdf>>. Acesso em 15 ago. 2004.

Holman, J.P. *Experimental Methods for Engineers* . 7.ed.New York McGraw-Hill, 2001,690 p.

Dally, J.W.,Riley,W.F., McConnell, K.G. *Instrumentation for Engineering Measurements*.2.ed. John Wiley & Sons, Inc.,1993, 584p.

Ismail, K.A.R. *Técnicas de Medidas e Instrumentação*. Campinas,SP: Ed. Do autor,2003, 514p.

## Anexos

### Anexo I - Principais funções implementadas na programação do Atmega8

#### I.1 – Função de inicialização do conversor A/D

Através desta função são inicializados os principais registradores que controlam o conversor A/D. A estrutura dos registradores ADMUX e ADCSRA, pode ser vista na figura I.1.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	REFS1	REFS0	ADLAR	–	MUX3	MUX2	MUX1	MUX0	ADMUX
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	ADEN	ADSC	ADFR	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0	ADCSRA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Figura I.1 – Registradores para configuração dos conversores A/D

No registrador ADMUX os bits REFS1 e REFS0, foram ajustados para utilização da referência analógica através do pino AREF. O bit ADLAR foi ajustado de forma a ajustar o valor do resultado da conversão a direita colocando 8 bits menos significativos no registrador ADCL e os dois bits mais significativos no registrador ADCH. Os bits MUX3 até MUX0, configurados em zero permitem a leitura da primeira entrada analógica ADC0.

No registrador ADCSRA foram ligas os bits ADEN, responsável por habilitar o conversor A/D e os bits ADPS2, ADPS1, ADPS0 de modo a termos a menor frequência possível na conversão para evitar a presença de ruídos no sinal medido. O trecho de programa escrito para inicialização do conversor A/D pode ser visto a seguir:

```
void ADC_init(void)
{
    ADMUX = 0x00; //ref AREF;ajuste a direita;inicia ADC0 conectado
    tempo(1); // aguarda tempo
```

```

ADCSRA = (1<<ADEN) | (1<<ADPS2) | (1<<ADPS1) | (1<<ADPS0);
//habilita ADC e ajusta ADC prescaler para , 3.6869MHz / 128 = 28.8kHz
ADC_conversion();//executa conversão apos ligar sistema sem utilizar o
valor
}

```

## I.2 – Inicialização da porta serial

A inicialização da porta serial, é realizada através do ajuste dos registradores UCSRB,UCSRA, UCSRC, UBRRL, UBRRH.A estrutura destes registradores pode ser vista na figura I.2. Inicialmente o registrador UCSRB é colocado em zero para desabilitar a porta serial.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	RXCIE	TXCIE	UDRIE	RXEN	TXEN	UCSZ2	RXB8	TXB8	UCSRB
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	RXC	TXC	UDRE	FE	DOR	PE	U2X	MPCM	UCSRA
Read/Write	R	R/W	R	R	R	R	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	1	0	0	0	0	0	
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
	URSEL	UMSEL	UPM1	UPM0	USBS	UCSZ1	UCSZ0	UCPOL	UCSRC
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	1	0	0	0	0	1	1	0	
Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	
	URSEL	-	-	-	UBRR[11:8]				UBRRH
	UBRR[7:0]								UBRRL
Read/Write	R/W	R	R	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	0	0	0	

Figura I.2 – Estrutura dos registradores de controle da USART

Todos os bits do registrador UCSRA são colocados em zero, sendo o bit MPCM o mais importante pois controla a comunicação entre processadores não aplicado neste projeto.Os outros bits na sua grande maioria são bits de status e servem apenas para leitura e verificação do estado atual da porta serial. O registrador UCSRC compartilha a mesma localização de memória com o registrador UBRRH, condição selecionada pelo bit 7 que informa em qual registrador o dado está sendo lido/escrito, no caso de utilizar o registrador UCSRC, o bit 7 deve estar em nível 1. O bit 6

UMSEL, seleciona o tipo de comunicação utilizado síncrono ou assíncrono no nosso caso este bit foi deixado em nível zero deixando a comunicação no modo assíncrono. Os bits 5:4 UPM 1:0 ajustam o tipo de paridade utilizado na comunicação, se os bits forem mantidos em nível alto a paridade fica desabilitada. O bit 3 configura o stop bit que ficou em 1 e os bits UCSZ 1:0 em conjunto com o bit UCSZ2 do USRB ajustam o tamanho do dado enviado, neste caso ajustado em 8 bits. A velocidade de comunicação é ajustada através dos registradores UBRRH e UBRRL. Para uma velocidade de 9600 bps o registrador UBRRL deve ser carregado com o valor 0x17 em hexadecimal, no caso da utilização do cristal de 3.6864 Mhz .

Depois de ajustar os registradores, a porta pode ser habilitada escrevendo o valor 0x98 na base hexadecimal no registrador UCSRB habilitando transmissão e recepção de dados e também a interrupção de recepção.

```
        // inicialização porta serial
void InitUART( unsigned char baudrate )
{
    UCSRB = 0x00; //desabilita enquanto ajusta baud rate
    UCSRA = 0x00;
    UCSRC = 0x86;
    UBRRL = 0x17; //ajusta baud rate lo
    UBRRH = 0x00; //ajusta baud rate hi
    UCSRB = 0x98;
}
```

### **I.3 – Função initgraph**

A função initgraph foi criada para configurar as portas de entrada e saída do microcontrolador e também enviar os dados de configuração para o módulo LCD. O primeiro passo é configurar o registrador DDRB do microcontrolador que é responsável pela informação da direção dos dados no PORTB. Quando o bit está em nível alto no DDRB, o bit correspondente do PORTB é configurado como saída e quando o bit está em nível baixo o bit correspondente do PORTB é configurado como entrada. No nosso projeto os bits PB0 e PB1 são entradas dos botões de navegação portanto estão configurados como entradas os demais estão configurados como saídas, inclusive os bits PB2 a PB5 que enviam os dados para o módulo LCD.

Na configuração do registrador DDRD foram colocados em nível alto os bits que fazem o controle do módulo LCD, conectados ao PORTD que são PD4 a PD6. Através das macros lcd\_clear\_rs( ) e lcd\_clear\_rw( ) os bits de controle do LCD ativam o modo de configuração. Uma

vez estando o LCD no modo configuração é possível configura-lo para operação de acordo com os requisitos do projeto. Através da função `lcd_ini()` é garantido o reset do modulo LCD, através da ativação dos bits DB4 e DB5 por um período de tempo entorno de 4,1 ms. Depois é necessário configurar o módulo para operar com 4 bits de dados. Isto é feito enviando o valor 0x28 na base hexadecimal para os bits DB4 a DB7 do LCD através da função `lcd_send( )`. O envio do comando 0x0e liga o display e o cursor e o comando 0x06 faz o modulo LCD incrementar o endereço ou posição no display a cada dado recebido. O comando 0x80 envia o cursor do display para a primeira posição. Por estar trabalhando com o envio de dados e comandos através de 4 bits, é necessário pulsar o pino de enable do LCD, para informar qual a parte do dado que está sendo enviada, no caso se são os 4 bits mais significativos ou os quatro bits menos significativos. Este gerenciamento é feito pela função `lcd_pulse( )`.

```

// inicialização do LCD
void initgraph(void)
{
  DDRB = 0xFC; // PB0 E PB1 COMO ENTRADAS
  DDRD |= (LCD_E | LCD_RS | LCD_RW);
  lcd_clear_rs();
  lcd_clear_rw();
  lcd_ini();
  lcd_send(0x28);
  lcd_send(0x0e);
  lcd_send(0x06);
  lcd_send(0x80);
}

/* rotina para envio da primeira instrução ao display que ao inicializar
precisa de dado de 8 bits*/
void lcd_ini(void)

{
  hi=0x30;
  hi=hi>>4;
  PORTB = hi<<2;

```

```

lcd_wait();
PORTB = hi<<2;
delay(10);
    PORTE = hi<<2;
delay(10);
}

/*Rotina para envio de dados para LCD através de 4 bits
do PORTB, PTB2 até PTB5 separa o byte em dois nibles envia primeiro a parte
alta e depois a parte baixa*/
void lcd_send(unsigned char data)
{
    lcd_wait();
    hi=data>>4;
    PORTB = hi<<2;
    lcd_pulse();
    lo=data & 0x0f;
    PORTB = lo<<2;
    lcd_pulse();
}

// lcd strobe
void lcd_pulse(void)
{
    lcd_set_e();
    delay(2);
    lcd_clear_e();
    delay(2);
}

```

Uma outra função utilizada para gerenciar o display é a função clrscr( ) que limpa todos os caracteres escritos no display.

```

// limpa display lcd
void clrscr(void)
{
    lcd_clear_rs();
    lcd_clear_rw();
    lcd_send(0x01);
    lcd_wait();
    lcd_send(0x80);
}

```

são utilizadas também duas funções de tempo, uma com tempo mais longo e outra com tempo mais curto para controle e inicialização do módulo LCD.

```
// delay pequeno par lcd
void delay(int ticks)
{
    while(ticks--);
}

// delay medio (long para lcd, mas muito menor que 1 segundo)
void lcd_wait(void)
{
    delay(600);
}
```

#### **I.4 – Função main**

Como já foi visto anteriormente, a função main( ), chama as funções de inicialização e entra em um loop infinito construído com WHILE(1). Dentro deste loop, foram chamadas as funções específicas de conversão do sinal analógico para digital, o gerenciamento do envio de mensagens para o módulo LCD e os cálculos envolvidos na determinação da vazão. Para a aquisição dos dados analógicos, a função ADC\_conversion( ) faz uma média de 16 conjuntos de 32 aquisições, ou seja são adquiridos e acumuladas 32 medidas e realizada a média. A média destas 32 medidas é acumulada novamente 16 vezes, quando então a media das medidas é disponibilizada para o cálculo. Isto foi necessário para deixar a medição mais estável e evitar o efeito de ruídos na medida.

As teclas de navegação permitem verificar os valores calculados para a temperatura do fluido, temperatura medida da junta fria para compensação, tensão proveniente do circuito de medição, coeficiente de transferência térmica, coeficientes A e B, o resultado do cálculo de velocidade e o valor de ajuste de compensação de junta fria do termopar. Estes dados são apresentados na primeira linha do módulo LCD. Na segunda linha do módulo LCD é apresentada em todas as telas o valor calculado da vazão.

As equações montadas na função main( ) para o cálculo dos coeficientes e da vazão final com o sensor quadrado na configuração 5 para montagem final são:

```
EEPROM_READ(0x02, inia);
reftemp=inia;
reftemp=reftemp/10;
```

```

tb=(ADC2_float/1024)*100;//calcula temperatura junta fria
v=2+((5*ADC1_float)/512);//calcula tensão
tf=((ADC0_float-625)/15)+reftemp+tb;//calcula temperatura do fluido
coefic_b=(0.10349*tf*tf*tf)-(8.8661*tf*tf)+(250.26*tf)-1790.4;//coef. b
coefic_a= (0.20531*tf*tf*tf) - (17.59*tf*tf) + (502.72*tf) - 3936.3;//coef. a
h=(242.40*v*v)/(45.55-tf);// calcula coeficiente de transferencia térmica
veli=(h-coefic_a)/coefic_b;// cálculo intermediário velocidade
vel=pow(veli,2);//cálculo final velocidade do fluido
Q=vel*0.00747*1000;//cálculo final da vazão

```

### I.5 – Função de tratamento da interrupção serial

O circuito tem a possibilidade de envio dos valores de temperatura do fluido e da tensão de saída do circuito de medição através da porta serial. Esta funcionalidade é útil para aquisição destes dados através de um computador para posterior análise e determinação das constantes do medidor. O protocolo de comunicação implementado está baseado no retorno de respostas a solicitações ou pedidos feitos através da porta serial. Quando o equipamento que está fazendo a aquisição dos dados, no caso um PC, quer o valor da temperatura do fluido ele envia o byte correspondente ao número “1” em código ASCII, quando quer o valor da tensão de saída ele envia o byte correspondente ao número “2” em código ASCII. Para cada um dos comandos de solicitação a placa do medidor responde com uma string de caracteres correspondente ao dado solicitado. O recebimento do dado pela placa do medidor é realizado através de uma interrupção, ou seja, toda vez que existe o recebimento de um dado pela serial do microcontrolador ele para o processamento atual faz o tratamento da solicitação da porta serial e então volta a executar o programa novamente a partir do ponto onde parou.

A função de tratamento da interrupção pode ser vista a seguir:

```

// tratamento interrupção serial
void uart0_rx_isr(void)
{
unsigned char data;
    data = UDR; /* leitura de dado recebido na serial*/
    UART_RxBuf[0] = data; /* armazena dado em um bufer */
}

```

Como podemos observar, quando ocorre a interrupção o conteúdo do registrador UDR, que é o buffer temporário da porta serial, carrega seu valor na variável “data” que por sua vez monta a string UART\_RxBuf[0].

Após receber o comando o microcontrolador verifica qual o dado solicitado, dentro da função main( ), e envia pela serial o dado solicitado e zera a string de recepção para aguardar uma nova solicitação.

```
        if (UART_RxBuf[0] == '1' )
    {
        fltout=tf;// carrega valor da temperatura do fluido
        p=ftoa(fltout,status);//converte Pflutuante em string
        printf("Temperatura = %s\r\n",p);//imprime na serial string conv.de
        ponto flutuante
            UART_RxBuf[0]= '0';
    }
        if (UART_RxBuf[0] == '2')
    {
        fltout=v;// carrega valor da tensão
            p=ftoa(fltout,status);//converte Pflutuante em string
        printf("Tensao = %s\r\n",p);//imprime na serial string conv. de ponto
        flutuante
            UART_RxBuf[0]= '0';
    }
```

## Anexo II – Código fonte sistema de aquisição de sinais apresentado no item 4.11

```
unit Unit1;
interface
uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls, CPort, TeEngine, Series, ExtCtrls, TeeProcs, Chart, Db, Grids,
  DBGrids, DBTables, Mask, DBCtrls, COMOBJ, OleServer, Excel97;
type
  TForm1 = class(TForm)
    ComPort1: TComPort;
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    Label1: TLabel;
    Button3: TButton;
    Button4: TButton;
    Edit1: TEdit;
    Button5: TButton;
    Edit2: TEdit;
    Chart1: TChart;
    Series1: TLineSeries;
    Timer1: TTimer;
    Timer2: TTimer;
    DataSource1: TDataSource;
    Table1: TTable;
    DBGrid1: TDBGrid;
    Table1Posicao: TFloatField;
    Table1Tensao: TFloatField;
    Button7: TButton;
    Label2: TLabel;
    DBEdit1: TDBEdit;
    Label3: TLabel;
    DBEdit2: TDBEdit;
    Timer3: TTimer;
    Table1Temperatura: TFloatField;
    Table1Hora: TTimeField;
    Table1Data: TDateField;
    Label4: TLabel;
    DBEdit3: TDBEdit;
    Label5: TLabel;
    DBEdit4: TDBEdit;
    Label6: TLabel;
    DBEdit5: TDBEdit;
```

```

Chart2: TChart;
Series2: TLineSeries;
Chart3: TChart;
Series3: TLineSeries;
Button8: TButton;
Button6: TButton;
Edit3: TEdit;
SaveDialog1: TSaveDialog;
Label7: TLabel;
procedure Button1Click(Sender: TObject);
procedure ComPort1Open(Sender: TObject);
procedure ComPort1Close(Sender: TObject);
procedure Button2Click(Sender: TObject);
procedure ComPort1RxChar(Sender: TObject; Count: Integer);
procedure Button3Click(Sender: TObject);
procedure Button4Click(Sender: TObject);
procedure Button5Click(Sender: TObject);
procedure Button6Click(Sender: TObject);
procedure Timer1Timer(Sender: TObject);
procedure Timer2Timer(Sender: TObject);
procedure FormCreate(Sender: TObject);
procedure Button7Click(Sender: TObject);
procedure Button8Click(Sender: TObject);
procedure Timer3Timer(Sender: TObject);
procedure Chart1Click(Sender: TObject);
procedure Chart2Click(Sender: TObject);
procedure Chart3Click(Sender: TObject);
procedure Button9Click(Sender: TObject);
private
  { Private declarations }
public
  { Public declarations }
end;
var
  Form1: TForm1;
  Str: String;
  i,j,k,controle:integer;
  numero:real;
implementation
uses Unit2;
{$R *.DFM}
procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
begin
  if ComPort1.Connected then
    ComPort1.Close

```

```

else
  ComPort1.Open;
end;

procedure TForm1.ComPort1Open(Sender: TObject);
begin
  Button1.Caption:='Fechar com';
end;

procedure TForm1.ComPort1Close(Sender: TObject);
begin
  Button1.Caption:='Abrir com';
end;

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);
begin
  chart1.hide;
  chart3.hide;
  chart2.show;
end;

procedure TForm1.ComPort1RxChar(Sender: TObject; Count: Integer);var s:string;
begin

  ComPort1.ReadStr(Str, Count);
  label1.Caption :=Label1.Caption + Str;

end;

procedure TForm1.Button3Click(Sender: TObject);
begin
  chart1.show;
  chart3.hide;
  chart2.hide;

end;
// inicia aquisição solicitando valor da tensão para a placa
procedure TForm1.Button4Click(Sender: TObject);

begin

timer1.Enabled:=true;

```

```

end;
//paraliza aquisição
procedure TForm1.Button5Click(Sender: TObject);
begin
timer1.Enabled:=false;
timer2.enabled:=false;
timer3.enabled:=false;

end;

procedure TForm1.Button6Click(Sender: TObject);
var
Excel : Variant;
Linha,i:Integer;
begin

Excel := CreateOleObject('Excel.Application');
Excel.Visible :=false;
Excel.Workbooks.Add;
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[1,1] := 'Posição';
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[1,2] := 'Tensão';
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[1,3] := 'Temperatura';
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[1,4] := 'Hora';
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[1,5] := 'Data';
Linha := 2;

while table1.Eof = false do begin

Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[Linha,1] :=DBEdit1.Text;

Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[Linha,2] := DBEdit2.text;
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[Linha,3] := DBEdit3.text;
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[Linha,4] := DBEdit4.text;
Excel.WorkBooks[1].Sheets[1].Cells[Linha,5] := DBEdit5.text;
linha:=linha+1;
table1.Next;
end;
Excel.WorkBooks[1].SaveAs(Edit3.Text);
Excel.WorkBooks[1].Close;
showmessage('ok ...');

end;

//aquisição da tensão

```

```

procedure TForm1.Timer1Timer(Sender: TObject);
var s:string;

begin
Label1.caption:="";
Str := '2';
controle:=2;
  ComPort1.WriteStr(Str);
timer1.enabled:=false;
timer2.enabled:=true;
end;
// tratamento aquisição
procedure TForm1.Timer2Timer(Sender: TObject);
var
t,temp,tensao:real;
s:string;

begin
DecimalSeparator:='.';

if controle=2 then begin//tensão do circuito
  s:=label1.caption;
  Delete(s,1,10); //filtro string
  Delete(s,5,12);
  tensao:=strtofloat(s);

  if tensao>10 then begin
    s:=label1.caption;
    Delete(s,1,10);
    Delete(s,6,12);
    end;
    edit1.Text:=s;
    i:=i+1;
  end;
  if controle=1 then begin
s:=label1.caption;
Delete(s,1,14);
Delete(s,5,12);
edit2.Text:=s;
t:=strtofloat(edit1.text);
temp:=strtofloat(edit2.text);

k:=k+1;
Series3.AddXY(temp,t,",clgreen);

```

```

end;

t:=strtofloat(edit1.text);
temp:=strtofloat(edit2.text);
series1.AddXY(i,t,"clred");
series2.AddXY(k,temp,"clblue");

if (i > j) then begin

    table1.Insert;
    table1.edit;

    dbedit1.text:=inttostr(i);
    dbedit2.text:=edit1.text;
    dbedit3.text:=edit2.text;
    dbedit4.text:=timetostr(time);
    dbedit5.text:=datetostr(date);
    table1.Post;
    j:=i+9;
    end;
if controle = 2 then begin
timer3.Enabled:=true;
    end
else begin
timer1.Enabled:=true;
    end;

timer2.Enabled:=false;
end;

procedure TForm1.FormCreate(Sender: TObject);
begin
i:=0;
j:=9;
k:=0;
end;

procedure TForm1.Button7Click(Sender: TObject);
begin
table1.delete;
end;

procedure TForm1.Button8Click(Sender: TObject);
begin

```

```

chart3.show;
chart1.hide;
chart2.hide;

end;

procedure TForm1.Timer3Timer(Sender: TObject);
var s:string;

begin
Label1.caption:="";
Str := '1';
controle:=1;
  ComPort1.WriteStr(Str);
timer3.enabled:=false;
timer2.enabled:=true;

end;

procedure TForm1.Chart1Click(Sender: TObject);
begin
chart1.UndoZoom
end;
procedure TForm1.Chart2Click(Sender: TObject);
begin
chart2.UndoZoom;
end;
procedure TForm1.Chart3Click(Sender: TObject);
begin
chart3.UndoZoom;
end;
procedure TForm1.Button9Click(Sender: TObject);
begin
table1.Next;
end;
end. // fim de programa

```

## Anexo III – Relação de material do projeto - Placa aquisição e tratamento de sinais e placa do sensor

### Placa de aquisição e tratamento de sinais

Descrição	Valor	Código
Capacitor	0,1uF	C9
Capacitor	0,1uF	C5
Capacitor	0,33uF	C8
Capacitor	0,33uF	C4
Capacitor	0.1uF	C17
Resistor	1K5	R9
Diodo	1N4002	D2
Diodo	1N4002	D1
Diodo Zener 5 volts	1N4735	D3
Capacitor	1uF	C6
Capacitor eletrolítico	1uF	C14
Capacitor eletrolítico	1uF	C15
Capacitor eletrolítico	1uF	C13
Capacitor eletrolítico	1uF	C16
Capacitor de tântalo	2,2uF	C3
Resistor	2K2 1%	R17
Resistor	2K2 1%	R18
Resistor	2K2	R12
Resistor precisão	2K 1%	R13
Resistor precisão	2K 1%	R14
Resistor	2K2	R2
Potenciômetro multi-volta de pé	5 K	R28
Resistor	10 K	R21
Resistor	10 K	R24
Resistor	10 K	R27
Resistor	10 K	R20
Resistor	10 K	R1
Resistor	10 K	R26
Resistor	10 K	R30
Resistor	10 K	R31
Resistor	10 K	R29
Resistor	10 K	R25
Resistor	10 K	R32
Resistor precisão	10 K 1%	R15
Resistor	10R	R36
Resistor precisão	10K 1%	R33
Potenciômetro multi-volta de pé	10 K	R3
Potenciômetro multi-volta de pé	10 K	R34
Potenciômetro multi-volta de pé	10 K	R4
Capacitor Cerâmico	22 pF	C11

Capacitor Cerâmico	22 pF	C10
Resistor	100K	R23
Resistor	100 K	R22
Resistor	100 K	R8
Resistor	100 K	R5
Resistor	100K	R7
Resistor	680R	R35
Resistor	100 K	R6
Capacitor Cerâmico	100 pF	C7
Capacitor eletrolítico	100uF	C12
Resistor	470 K	R16
Resistor	470k	R19
Potenciômetro multi-volta de pé	500R	R11
Resistor precisão	750R	R10
Capacitor eletrolítico	1000uF	C2
Capacitor eletrolítico	1000uF	C1
Regulador de tensão		7805U3
Regulador de tensão		7815U1
Regulador de tensão		7915U2
Micro controlador AVR encapsulamento PDIP	ATMEGA8	U8
Conector tipo pino placa saida vertical	CON5	J5
Crystal 3.6864 Mhz	CRYSTAL	Y1
Connector placa CI parafusos laranja 2X	Entrada 2~12 VDC	J2
Connector placa CI parafusos laranja 2X	Entrada Termopar	J3
Conector tipo pino placa saida vertical	HEADER 3X2	Pinos_prog
Display Cristal liquido 2 linhas x 16 caracteres	LCD	LCD1
Sensor de temperatura	LM35	U7
CI regulador de tensão	LM723	U5
CI conversor RS232	MAX232ACPE(16)	U9
Conector placa parafusos laranja 3X	RS232	J4
Tac Switch	SW-PB	S3
Tac Switch	SW-PB	S1
Tac Switch	SW-PB	S2
Tac Switch	SW-PB	S4
CI amplificador operacional	TL072	U4
CI amplificador operacional	TL072	U10
CI amplificador operacional	TL072	U6
Conector placa parafusos laranja 3X	entrada_AC_15+15V	J1

## Placa do sensor

Descrição	Valor	Código
Capacitor	0,1uF	C5
Capacitor	0,33uF	C4
Resistor	0.47 x10W	R8
Resistor	0.47 x10W	R6
Resistor	0.47 x10W	R4
Diodo	1N4002	D1
Diodo	1N4002	D2
Capacitor eletrolítico	1uF	C6
Capacitor Tântalo	2,2uF	C3
Resistor	2K2	R2
Resistor	2K2	R1
Resistor	33R x 10W	R3
Resistor	33R x 10W	R7
Resistor	33R x 10W	R5
Capacitor eletrolítico	1000uF x 50V	C2
Capacitor eletrolítico	1000uF x 50V	C1
Regulador de tensão	7815	U1
Regulador de tensão	7915	U2
Conector placa parafusos laranja 2X	Entrada_sensor	J1
Resistor	Resistor série sensor	R10
Resistor	Resistor série sensor	R11
Resistor	Resistor série sensor	R9
Resistor	Resistor série sensor	R12
Conector placa parafusos laranja 2X	Saída	J2
Transistor	TIP-41C	Q1
Amplificador operacional	TL071	U3
Conector placa parafusos laranja 3X	entrada_AC_15+15V	J3