



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

Modulador Sigma-Delta Térmico: Aplicação em Medição de Temperatura.

Georgina Karla Maciel de Freitas.

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Processamento da Informação

Raimundo Carlos S. Freire, Dr.

Ligia Souza Palma, Dra.

Orientadores

Campina Grande, Paraíba, Brasil

© Georgina Karla Maciel de Freitas, Abril de 2008.

Modulador Sigma-Delta Térmico: Aplicação em Medição de Temperatura.

Georgina Karla Maciel de Freitas.

Tese de Mestrado apresentada em Março de 2008.

Raimundo Carlos S. Freire, Dr.

Orientador

Ligia Souza Palma, Dra.

Orientadora

Rômulo Pires Coelho Ferreira.

Componente da Banca

Benedito Antônio Luciano, D. Sc.

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Fevereiro de 2008

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

Modulador Sigma-Delta Térmico: Aplicação em Medição
de Temperatura.

Georgina Karla Maciel de Freitas

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F866m

2008 Freitas, Georgina Karla Maciel de.

Modulador sigma-delta térmico: aplicação em medição de temperatura.
Georgina Karla Maciel de Freitas. — Campina Grande: 2007.
105f. : il

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Fed
de Campina Grande, Centro de Engenharia e Recursos Naturais.

Referências.

Orientadores: Dr. Raimundo Carlos S. Freire e Dr^a. Lúcia Souza Palm

1. Sensor Termo-Resistivo. 2. Conversor Sigma-Delta. 3. Medição c
Temperatura. I. Título.

CD 621.3:681.586.6 (04)

UFCG - BIBLIOTECA - CAMPUS I	
968	04-06-08

**MODULADOR SIGMA-DELTA TÉRMICO: APLICAÇÃO EM MEDIÇÃO
DE TEMPERATURA**

GEORGINA KARLA MACIEL DE FREITAS

Dissertação Aprovada em 30.04.2008


RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, D.r., UFCG
Orientador


LÍGIA SOUZA PALMA, D.Sc., UFBA
Orientadora


VINCENT PATRICK MARIE BOURGUET, Dr., Visitante UFCG
Componente da Banca


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

CAMPINA GRANDE - PB
ABRIL-2008

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Jacob Maciel e Maria do Carmo de Freitas, que se esforçaram durante toda a vida para me oferecer uma boa educação.

Agradecimentos

Primeiramente aos meus pais, por servirem de alicerce em minha vida e me incentivarem a seguir este caminho.

A minha irmãzinha Geórgia pelo apoio dado, mesmo estando distante sinto como se você estivesse aqui ao meu lado.

Ao meu namorado Alexandre por ser tão compreensivo e me apoiar em todos os momentos.

Aos meus orientadores, professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Ligia Souza Palma pela confiança depositada em mim e pela colaboração dada a minha formação acadêmica.

A amiga Daniela Dias pelo carinho e pela companhia durante todo o período de desenvolvimento deste trabalho.

A família LIMC, em especial aos amigos Will, Elyson, Alan e Eline pelo companheirismo e atenção dedicada.

Aos professores Benedito Luciano, Hiran de Melo, Glauco Fontgaland e Francisco Marcos pela contribuição dada a minha formação.

A Ângela e Suênia pelo apoio e dedicação de sempre.

A Universidade Federal de Campina Grande e a CAPES pelo apoio.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado o projeto de implementação de um medidor de temperatura cuja estrutura é formada por modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem, utilizando-se um sensor termo-resistivo inserido em sua malha de realimentação. É exibido o modelo da arquitetura a partir do qual foi realizado o projeto do medidor bem como todas as etapas do projeto e desenvolvimento do circuito implementado. São mostrados os resultados obtidos a partir da simulação do modelo do medidor e do ensaio realizado para validação da metodologia de projeto do circuito.

ABSTRACT

In this work an implementation project of a temperature measurer is presented, the structure is formed by a modulator sigma-delta mono-bit of first order, using a thermo-resistive sensor inserted in its feedback loop. The architecture model from which this project was carried out exposed like all the stages of the development of the circuit implemented. The results obtained from the simulation and the test carried out in the validation of the model used as bases in the development of the project.

Sumário

Dedicatória.....	III
Agradecimentos.....	IV
Resumo.....	V
Abstract.....	VI
Sumário.....	VII
Lista de Abreviaturas.....	X
Lista de Figuras.....	XI
Lista de Símbolos.....	XV
Lista de Tabelas.....	XIX
Capítulo 1. Introdução.....	1
Capítulo 2. Sensores Termo-resistivos.....	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Sensores Termo-resistivos.....	5
2.3 Aplicações dos Sensores Termo-resistivos.....	9
2.3.1 Medição de Temperatura	10
2.3.2 Medição de Radiação.....	11
2.3.3 Medição de Velocidade de Fluidos.....	13
2.4 Arquiteturas Alternativas.....	15
2.4.1 Arquiteturas com PWM	15

2.4.2	Arquitetura com Sensor único.....	17
2.4.3	Arquitetura com modulador sigma-delta.....	18
2.5	Considerações Finais.....	19
Capítulo 3. Modulador Sigma-Delta Térmico.....		20
3.1	Introdução.....	20
3.2	Modulador sigma-delta térmico.....	20
3.2.1	Modelagem matemática do modulador sigma-delta térmico aplicado à medição de temperatura.....	22
3.3	Considerações de projeto do modulador sigma-delta térmico..	28
3.3.1	Caracterização do sensor termo-resistivo.....	28
3.3.1.1	Ensaio Térmico.....	29
3.3.1.2	Ensaio Elétricos.....	30
3.4	Simulações.....	36
3.4.1	Resposta ao Degrau de Temperatura.....	37
3.4.2	Resposta a um Sinal Senoidal de Temperatura.....	39
3.5	Considerações finais.....	41
Capítulo 4 Circuito do Modulador Sigma-Delta Térmico.....		42
4.1	Introdução.....	42
4.2	Circuito do Modulador Sigma-Delta Térmico.....	42
4.2.1	Sub-circuito Analógico.....	45
4.2.1.1	Circuito de Alimentação do Sensor.....	45
4.2.1.2	Comparador.....	48
4.2.2	Sub-circuito Digital.....	49
4.3	Estudo de Caso.....	51

4.3.1	Resultados e Discussões.....	53
4.4	Considerações Finais.....	57
Capítulo 5	Conclusões e Propostas de Trabalhos Futuros	
	58
5.1	Conclusões.....	58
5.2	Perspectivas de Trabalhos Futuros.....	59
Anexo I	Revisão sobre Conversores A/D Sigma-Delta mono-bit de primeira ordem.....	60
Anexo II	Características gerais no microcontrolador PIC16F877	70
Apêndice I	Listagem dos Programas.....	77
Apl.1	Programa 1.....	78
Apl.2	Programa 2.....	80
Apl.3	Programa 3.....	82
Apl.4	Programa 4.....	84
Apl.5	Programa 5.....	86
Apl.6	Programa 6.....	89
Apl.7	Programa 7.....	93
Apl.8	Programa 8.....	96
Apl.9	Programa 9.....	97
	Referências Bibliográficas.....	98

Lista de Abreviaturas

- A/D - Analógico para digital.
- D/A - Digital para analógico.
- FIR - Resposta ao impulso finita.
- NTC - Coeficiente de temperatura negativa.
- OSR - Taxa de sobre-amostragem.
- PCM - Modulador por código de pulso.
- PTC - Coeficiente de temperatura positiva.
- PWM - Modulador por duração de pulso.
- SNR - Relação sinal/ruído.

Lista de Figuras

Figura 1.1 Representação de um sistema de medição em diagrama de blocos.....	01
Figura 2.1 Diagrama esquemático do circuito em Ponte de Wheatstone.....	09
Figura 2.2. Sensor termo-resistivo submetido à passagem de: corrente elétrica, fluido, radiação e temperatura.....	10
Figura 2.3 Sensores termo-resistivos em semi-esfera de vidro.....	12
Figura 2.4 Arquitetura de radiômetro com compensação da temperatura ambiente.....	12
Figura 2.5 Arquitetura de medidor com PWM.....	15
Figura 2.6 Anemômetro com sensor único.....	17
Figura 2.7 Modulador sigma-delta térmico.....	18
Figura 3.1 Diagrama de blocos do modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem.....	20
Figura 3.2 Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico.....	21
Figura 3.3 Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico no domínio da frequência.....	24
Figura 3.4 Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico com corrente contínua.....	25
Figura 3.5 Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada.....	26
Figura 3.6 Esquema de montagem do ensaio térmico.....	29
Figura 3.7 Curva característica R_s versus T_s	30
Figura 3.8 Esquema de montagem do ensaio elétrico.....	31
Figura 3.9 Curva V_S versus I_S	32

Figura 3.10	Curva P_e versus $(T_S - T_a)$ do sensor termo-resistivo.....	33
Figura 3.11	Resposta ao degrau de corrente do sensor termo-resistivo.....	34
Figura 3.12	Temperatura ambiente estimada, resposta ao degrau de temperatura.....	37
Figura 3.13	Detalhe da temperatura ambiente estimada, reposta ao degrau.....	38
Figura 3.14	Temperatura do sensor, resposta ao degrau de temperatura.....	38
Figura 3.15	Detalhe na temperatura do sensor, resposta ao degrau.....	39
Figura 3.16	Temperatura ambiente estimada pelo modelo do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada, resposta a um sinal senoidal.....	40
Figura 3.17	Temperatura do sensor, resposta a um sinal senoidal.....	40
Figura 3.18	Detalhe da temperatura do sensor, resposta senoidal.....	41
Figura 4.1	Diagrama de blocos do modulador Sigma-Delta térmico implementado.....	43
Figura 4.2	Circuito Elétrico do modulador sigma-delta térmico.....	44
Figura 4.3	Diagrama elétrico do circuito de alimentação do sensor termo-resistivo.....	45
Figura 4.4	Detalhe do funcionamento do par diferencial do circuito de alimentação do sensor.....	48
Figura 4.5	Fluxograma do circuito digital desenvolvido na implementação do modulador sigma-delta térmico.....	50
Figura 4.6	Aquisição do sinal de saída do comparador e ação para cada valor adquirido.....	50
Figura 4.7	Esquema de montagem dos ensaios realizados para validação do modulador sigma-delta térmico.....	52

Figura 4.8	Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência.....	54
Figura 4.9	Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência, após calibração.....	55
Figura 4.10	Erro absoluto versus Temperatura de referência.....	55
Figura 4.11	Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência após calibração e filtragem.....	56
Figura 4.12	Erro absoluto versus Temperatura de referência, após filtragem.....	57
Figura A1.1	Diagrama de blocos das etapas de conversão de um sinal analógico para digital.....	61
Figura A1.2	Processo de amostragem de um sinal : a) sinal contínuo no tempo ; b) sinal amostrado.....	61
Figura A1.3	Efeito da amostragem no domínio da freqüência.....	62
Figura A1.4	Efeito da amostragem, no domínio da freqüência, para f_s menor que a freqüência Nyquist.....	62
Figura A1.5	Densidade espectral de potência para amostradores Nyquist e sobre-amostrados.....	63
Figura A1.6	Quatizadores :a) mono-bit ; b) multi-bits.....	64
Figura A1.7	Diagrama contendo conversor Delta (a), e o conversor Sigma-Delta (b).	65
Figura A1.8	Conversor Sigma-Delta mono-bit de 1° ordem.....	65
Figura A1.9	Diagrama de blocos do modulador Sigma-Delta no domínio s.....	66
Figura A1.10	Espectro do ruído de quantização.....	67

Figura AI.11 Diagrama de blocos referente ao processo de filtragem digital em um conversor A/D sigma-delta.....	69
Figura AII.1 Diagrama de pinos do PIC 16F877.....	72
Figura AII.2 Circuito interno do PIC 16F877.....	73

Lista de Símbolos

- a - Constante (coeficiente de transferência de calor do sensor)
- A - Constante da equação característica do sensor termo-resistivo NTC.
- α - Coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor.
- b - Constante (coeficiente de transferência de calor do sensor)
- B - Constante da equação característica do sensor termo-resistivo NTC.
- β - Coeficientes de temperatura do sensor termo-resistivo metálico.
- c - Calor específico.
- mc - Capacitância térmica do sensor.
- δ - Duração do pulso de corrente PWM.
- δ_0 - Duração do pulso de corrente PWM do ponto teórico de operação.
- $\Delta\delta$ - Incremento na duração do pulso de corrente PWM do sensor.
- ΔI_{s0}^2 - Incremento de corrente do sensor elevada ao quadrado.
- E - Magnitude do erro de quantização na entrada do modulador no domínio da frequência (Anexo I).
- E - Amplitude da tensão do PWM (Introdução e Capítulo 2).
- f - Frequência.
- f_B - Frequência da banda de um sinal.
- f_{SA} - Frequência de sobre-amostragem.
- f_{sensor} - Frequência do polo de pequenos sinais do sensor.
- f_{sr} - Frequência do polo do sistema realimentado
- hS - Condutância térmica do sensor.
- h - Coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor.
- H - Radiação solar incidente.
- I_m - Magnitude da corrente PWM do sensor.
- I_s - Corrente elétrica do sensor.
- k_t - Coeficiente de temperatura do sensor.

- k_{T_a} - Coeficiente de variação da temperatura $T_a(s)$.
- k_s^2 - Coeficiente variação da corrente $Y_s(s)$ do sensor.
- m - Massa do sensor.
- n - Índice e/ou expoente.
- N - Número de bits.
- p - Pólo da função de transferência de pequenos sinais do sensor.
- P_1 - Potência aplicada ao sensor aquecido à temperatura T_{S1} (anemômetro).
- P_2 - Potência aplicada ao sensor aquecido à temperatura T_{S2} (anemômetro).
- P_b - Potência aplicada ao sensor pintado de branco (radiômetro).
- P_p - Potência aplicada ao sensor pintado de preto (radiômetro).
- P_e - Potência elétrica.
- R_s - Resistência do sensor à temperatura T_s .
- R_{s0} - Resistência do sensor à temperatura T_{s0} .
- R_0 - Resistência do sensor na temperatura T_0 .
- R_1 - Resistência do sensor aquecido com temperatura T_1
- R_2 - Resistência do sensor aquecido com temperatura T_2 .
- R_b - Resistência do sensor pintado de branco.
- R_p - Resistência do sensor pintado de preto.
- σ_e^2 - Potência do ruído na entrada do conversor.
- σ_{ey}^2 - Potência do ruído na saída do conversor.
- σ_x^2 - Potência do sinal na entrada.
- σ_{xy}^2 - Potência do sinal na saída.
- s - Indica domínio da frequência contínua.
- S - Área da superfície do sensor.
- τ - Constante de tempo intrínseca do sensor.
- τ_{sensor} - Constante de tempo de pequenos sinais do sensor.
- τ_{sr} - Constante de tempo do modulador.
- τ_1 - Largura de pulso do PWM para o sensor aquecido a T_{S1} .

- τ_{2} - Largura de pulso do PWM para o sensor aquecido a T_{S2} .
- τ_b - Largura de pulso do PWM para o sensor branco.
- τ_p - Largura de pulso do PWM para o sensor preto.
- τ_{pwm1} - Largura de pulso 2 do PWM do modulador sigma-delta térmico.
- τ_{pwm2} - Largura de pulso 1 do PWM do modulador sigma-delta térmico.
- T Limite final da integração.
- T_0 - Temperatura de referência.
- T_a - Temperatura do meio em que o sensor está inserido.
- $T'_a [n]$ - Temperatura do meio estimada na saída do conversor.
- T_{amin} - Temperatura mínima do meio ambiente.
- T_{amax} - Temperatura máxima do meio ambiente.
- T_{a0} - Temperatura do meio ambiente no ponto de operação teórico.
- T_{PWM} - Período do sinal PWM.
- T_F - Temperatura do fluido.
- T_s - Temperatura do sensor.
- T_{s0} - Temperatura do sensor no ponto de operação teórico.
- ν - Velocidade do fluido.
- V_0 - Tensão de saída do medidor em Ponte de Wheatstone.
- V_{01} - Tensão de saída do medidor em Ponte de Wheatstone com sensor aquecido a temperatura T_{S1} .
- V_{02} - Tensão de saída do medidor em Ponte de Wheatstone com sensor aquecido a temperatura T_{S2} .
- V_{0b} - Tensão de saída do medidor em Ponte de Wheatstone com sensor pintado de branco.
- V_{0p} - Tensão de saída do medidor em Ponte de Wheatstone com sensor pintado de preto.
- V_s - Tensão nos terminais do sensor.
- x - Sinal à entrada do modulador no domínio do tempo
- X - Sinal à entrada do modulador no domínio da frequência
- w - Frequência angular.

- y - Sinal à saída do modulador no domínio do tempo
- y_s - Incremento da corrente do sensor elevada ao quadrado
- Y - Sinal à saída do modulador no domínio da frequência
- Y_{s0} - Corrente do sensor elevada ao quadrado no ponto de operação.

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 Funcionamento do Comparador utilizado no modulador sigma-delta térmico.....	49
Tabela 4.2 Bits de saída do modulador, enviados pela porta serial.....	51

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Os instrumentos de medição são equipamentos de grande importância, tanto nas áreas de pesquisa quanto nos problemas de campo, principalmente naqueles referentes ao controle, proteção e gerenciamento de processos industriais e serviços. De uma forma geral, esses instrumentos podem ser classificados em analógicos e digitais. Com o surgimento da microeletrônica os equipamentos digitais se desenvolveram bastante. Surgiram novos chips com alta velocidade de processamento, grande capacidade de armazenamento em memórias e com conversores analógico/digitais (A/D) que apresentam, a cada dia, uma melhor resolução em número de bits. Esse desenvolvimento aumentou consideravelmente o uso de equipamentos digitais.

Os medidores digitais são responsáveis pela estimação do valor de um sinal de grandeza física. Esses medidores, no geral, são compostos por um ou mais sensores, circuito de condicionamento de sinal, conversor A/D e por um circuito digital responsável pelo processamento do sinal a ser estimado. Pode-se representar este sistema, em forma de diagrama de blocos, de acordo com o que é apresentado na Figura 1.1 [1].

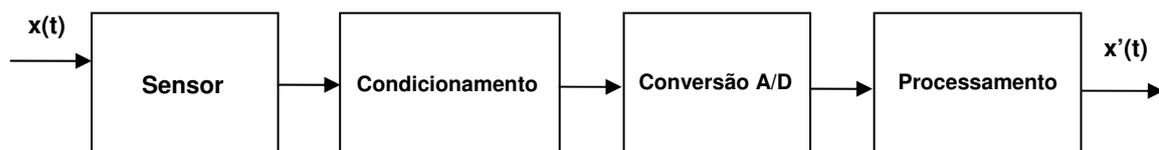


Figura 1.1 - Diagrama de blocos de um sistema de medição em diagrama de blocos.

Pode-se resumir o funcionamento desse sistema da seguinte forma: o sinal a ser medido (o mensurando), $x(t)$, é captado pelo sensor e é convertido de

grandeza física para elétrica. Em seguida, o sinal elétrico é condicionado e convertido de grandeza analógica para digital. Este, por sua vez, é processado e ao final desta etapa é apresentada a estimativa do valor do mensurando, $x'(t)$, na saída do sistema de medição. Em cada etapa desse processo é adicionado um tipo de erro, principalmente devido aos ruídos. Dentre esses, um erro importante é o adicionado pelo processo de quantização quando o sinal elétrico é convertido de sinal analógico para digital [1].

Os sensores utilizados nos medidores podem ser classificados de acordo com o seu funcionamento. Estes são selecionados de acordo com a relação que há entre a grandeza física, a qual o medidor irá estimar, e o sinal elétrico que será produzido a partir da excitação provocada ao sensor com a variação do mensurando. Dentre os diversos tipos de sensores destaca-se nesta dissertação, o sensor termo-resistivo, que é o sensor utilizado no desenvolvimento desse trabalho.

Os sensores termo-resistivos têm como característica principal o fato de a variação da sua resistência elétrica ser função de sua temperatura, o que torna sua utilização bastante viável em diversos circuitos de medição. Alguns desses circuitos com sensores termo-resistivos são projetados a partir da equação que caracteriza a variação da resistência do sensor com relação a sua temperatura e, também, da equação que expressa o equilíbrio térmico do sensor quando ele está exposto a diversas fontes de calor [2-5].

Uma classe de arquiteturas que implementa circuitos de medição com sensores termo-resistivos, particularmente importante, é a que usa realimentação. Essas arquiteturas realimentadas têm como uma de suas principais vantagens a diminuição do tempo de resposta do sistema. A realimentação é utilizada para se manter constante uma das grandezas elétricas no sensor. São três essas estruturas de medição: a Corrente Constante, a Tensão Constante e a Temperatura Constante. Dentre essas, a mais utilizada é a Temperatura Constante por apresentar um menor tempo de resposta do sistema [6].

Uma fonte importante de limitações das arquiteturas que implementam

esses circuitos é a tensão de desvio do amplificador operacional, que influencia na estabilidade e no valor estimado da grandeza [7-11]. Outra limitação, é que a relação entre a tensão no sensor e a grandeza que se deseja medir (temperatura, radiação ou velocidade de fluidos) é quadrática. Como forma de resolver essa questão foi proposta a substituição da corrente de excitação do sensor por uma corrente pulsada modulada em duração de pulso [13-16].

Além do problema da não linearidade existente entre a tensão no sensor (sinal elétrico utilizado na estimação do mensurando) e as variáveis a serem medidas, existe a influência da temperatura ambiente na medição de radiação solar e de velocidade de fluidos. Algumas técnicas foram desenvolvidas com a finalidade de se compensar este efeito. Pode-se citar, dentre elas, a que trata da utilização de dois sensores pintados de cores diferentes utilizados no circuito de medição de radiação solar, de dois sensores com temperaturas de operação diferente em anemômetros e a utilização de dois resistores chaveados operando de forma tal que um único sensor opera em duas temperaturas diferentes [5, 17-23].

Foram propostas arquiteturas que utilizam conversores A/D sigma-delta com sensor termo-resistivo aplicadas a medição de temperatura, radiação e de velocidade de fluidos. O conversor sigma-delta térmico/digital é projetado baseado na equação característica do sensor e a sua equação de balanço de energia. Em diversos trabalhos, mostrou-se, usando-se equações matemáticas e simulações, que o medidor proposto fornece a estimação dos valores referentes à temperatura, radiação solar e velocidade de fluidos já em forma de sinal digital, sendo esta uma grande vantagem desses medidores em relação aos outros [24-32].

Essa arquitetura de medição com modulador sigma-delta é o objeto de estudo desta dissertação. O projeto desenvolvido e apresentado neste trabalho trata da implementação e validação da arquitetura desenvolvida para medição de temperatura. Foi escolhido o medidor de temperatura devido a menor complexidade do circuito.

1.1 Organização do Documento.

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

Capítulo 2: Neste capítulo é realizada uma revisão bibliográfica sobre os sensores termo-resistivos, seu funcionamento segundo a sua equação característica e com relação ao seu comportamento termodinâmico. Também são apresentadas, de forma geral, as técnicas de projetos utilizadas no desenvolvimento de medidores que usam sensor termo-resistivo e a estrutura utilizada no projeto destes medidores.

Capítulo 3: Mostra-se, neste capítulo, o modelo do conversor A/D sigma-delta térmico, as equações matemáticas que definem seu modelo e que servem de parâmetro para o projeto deste medidor. São apresentados detalhes do projeto de implementação deste medidor e o circuito projetado. Apresenta-se, também, os resultados de simulações feitas utilizando-se os parâmetros do sensor utilizado na implementação do medidor.

Capítulo 4: Neste capítulo é apresentado de forma detalhada o circuito que implementou o circuito do modulador sigma-delta térmico e o ensaio feito para validação do medidor de temperatura. São apresentados os resultados obtidos do ensaio realizado para validação do medidor de temperatura e as discussões feitas a partir desses resultados.

Capítulo 5: São apresentadas as conclusões obtidas a partir da análise dos resultados adquiridos nas atividades desenvolvidas neste projeto de dissertação. Após as conclusões, são apresentadas as propostas para trabalhos futuros derivados dos estudos realizados.

Capítulo 2

SENSORES TERMO-RESISTIVOS

2.1 Introdução

Os sensores termo-resistivos são amplamente utilizados nas áreas de instrumentação, controle, automação, engenharia biomédica, etc. Essa vasta utilização está associada a sua principal característica, que é a de sua resistência ser função de sua temperatura. Eles podem ser utilizados para medir diversas grandezas, em especial nos casos em que o princípio de medição é por trocas de calor, como na medição de temperatura, de radiação solar e velocidade de fluidos.

Neste capítulo é realizada uma revisão bibliográfica a respeito dos sensores termo-resistivos e de alguns medidores concebidos com base no princípio da equivalência elétrica.

2.2 Sensores Termo-resistivos

Os sensores termo-resistivos são classificados de acordo com a relação entre a variação de sua resistência e sua temperatura. Os sensores cuja resistência aumenta em função do aumento da sua temperatura são denominados PTC (*Positive Temperature Coefficient*). Os sensores cuja resistência diminui com o aumento da temperatura são denominados NTC (*Negative Temperature Coefficient*).

A equação que caracteriza a relação entre temperatura e resistência nos sensores PTC do tipo metálico, quando são desconsiderados os coeficientes de temperatura de ordem maior que um, é:

$$R_s \approx R_0(1 + \beta T_s) \quad (2.1)$$

Em que,

R_s é a resistência do sensor na temperatura T_s .

R_0 é a sua resistência na temperatura de 0°C.

β é o coeficiente de temperatura de sua resistência elétrica

A resistência dos sensores termo-resistivos PTC do tipo metálico varia linearmente com a sua temperatura.

A expressão que caracteriza a relação da resistência do sensor NTC e sua temperatura é:

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

Em que,

R_s é a resistência do sensor na temperatura T_s ,

R_0 é a sua resistência na temperatura T_0

B é o coeficiente térmico da resistência elétrica do sensor

Podendo-se re-escrever esta equação da seguinte forma:

$$R_s = A e^{\frac{B}{T_s}} \quad (2.3)$$

Em que,

$$A = R_0 e^{\frac{B}{T_0}} \quad (2.4)$$

Diferentemente dos sensores PTC metálico, o valor da resistência dos sensores NTC varia exponencialmente com a temperatura.

As estruturas físicas dos sensores PTC e NTC são diferentes. Os sensores PTC se apresentam, em sua maioria, na forma de fios ou filmes metálicos. Enquanto que os sensores NTC têm, no geral, sua estrutura formada por semicondutores.

Quando um sensor termo-resistivo é aquecido por efeito Joule ele pode ser submetido a trocas de energia com o ambiente, essas trocas se dão através da convecção, condução e radiação. Baseando-se na primeira lei da termodinâmica, pode-se explicitar a variação de energia termodinâmica no sensor a partir da seguinte expressão [2-5]:

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

Em que,

T_{s0} é a temperatura inicial do sensor.

$P_e = R_s I_s^2$ é a potência elétrica entregue ao sensor.

R_s é a resistência do sensor.

I_s é a corrente que atravessa o sensor.

αSH é a radiação absorvida-transmitida pelo sensor.

α é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor.

S é a área do sensor.

H é a radiação incidente.

$hS(T_s - T_a)$ é a energia perdida pelo sensor para o meio ambiente.

h é o coeficiente de transferência de calor.

T_s é a temperatura do sensor.

T_a é a temperatura ambiente.

$mc \frac{dT_s}{dt}$ é a variação de energia interna do sensor.

m é a massa do sensor.

c é o calor específico.

Os medidores projetados com sensores termo-resistivos usam o princípio da equivalência elétrica, ou seja, a variação da grandeza de entrada sobre o sensor é substituída por uma variação de uma grandeza elétrica de igual valor. O resultado da estimação da variação da grandeza de entrada é obtido a partir da variação da grandeza elétrica [2-5].

Algumas das estruturas utilizadas em projetos de medidores com sensores termo-resistivos utilizam realimentação negativa. O uso da realimentação fornece uma melhor estabilidade e um melhor tempo de resposta ao sistema, além de permitir que as técnicas de medição a tensão constante, corrente constante e temperatura constante sejam utilizadas. Dentre estas técnicas, a mais utilizada é a técnica de medição a temperatura constante, isto se dá pelo fato da técnica apresentar um tempo de resposta inferior ao tempo de resposta do sensor [6].

Um dos circuitos utilizados na implementação dos medidores de equivalência elétrica com temperatura constante é o medidor em Ponte de Wheatstone [2-5] e [12-22] (Figura 2.1). O princípio de funcionamento deste circuito é baseado na variação da temperatura do sensor. Quando há alteração dessa variável, incremento ou decremento, o valor da resistência do sensor vai ser alterado causando um desequilíbrio na ponte de Wheatstone e, conseqüentemente, alterando o valor da tensão na sua saída, V_0 . Como V_0 é a tensão que alimenta os braços da ponte, a corrente que percorre o sensor, I_s , é função desse parâmetro. Portanto, uma alteração em V_0 causa uma variação no valor de I_s que irá provocar uma alteração na temperatura no sensor de forma a mantê-la em um valor constante.

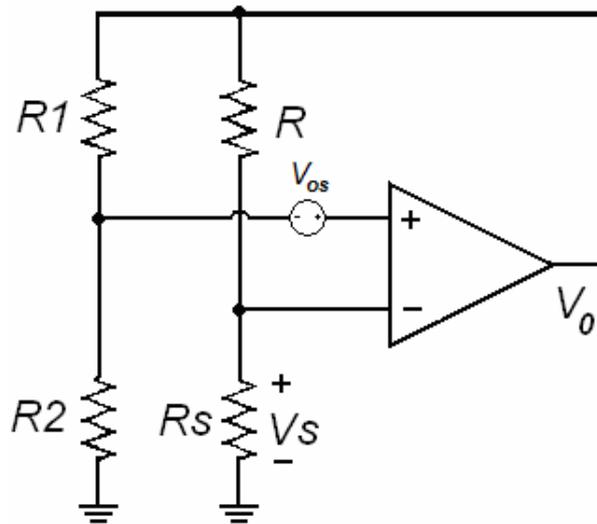


Figura 2.1 – Diagrama esquemático do circuito em Ponte de Wheatstone.

A estimação do mensurando (temperatura, radiação e velocidade de fluidos), nesta arquitetura, é realizada a partir do valor da tensão V_0 .

De acordo com o que é apresentado na Figura 2.1, a tensão de saída da ponte é função das tensões de entrada do amplificador operacional e da sua tensão de *desvio*. A tensão de *desvio* do amplificador operacional é uma das limitações dos medidores em ponte, por esse motivo diversos estudos foram desenvolvidos com o objetivo de verificar a influência desta variável [7-10]. Entretanto, este circuito é bastante utilizado por apresentar uma redução significativa da constante de tempo térmica do sensor [11].

2.3 Aplicações dos Sensores Termo-resistivos.

Os medidores baseados em sensores termo-resistivos usam a característica de variação de sua resistência com a sua temperatura. Essa temperatura é função de parâmetros do próprio sensor e de grandezas de entrada, tais como: potência elétrica entregue ao sensor ($P_e = R_s I_s^2$), radiação absorvida (H) por ele e na transferência de calor com um fluido em movimento com velocidade ϑ . Na Figura 2.2 é apresentado um sensor termo-resistivo submetido a essas grandezas.

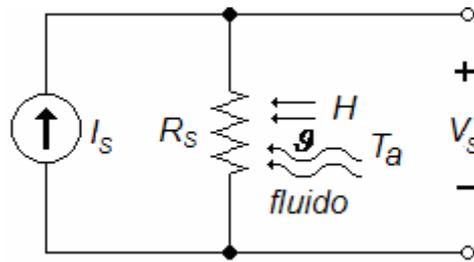


Figura 2.2 - Sensor termo-resistivo submetido à passagem de: corrente elétrica, fluido, radiação e temperatura.

Utilizando-se a equação 2.5, desenvolvem-se as estruturas de medição de temperatura, radiação e velocidade de fluidos que aplicam o princípio da equivalência elétrica.

A seguir são apresentados alguns métodos utilizados no desenvolvimento das principais aplicações deste sensor, todos desenvolvidos baseados no método de medição com sensor aquecido à temperatura constante.

2.3.1 Medição de Temperatura.

O princípio de funcionamento do medidor de temperatura com sensor termo-resistivo é baseado na variação da resistência (temperatura) do sensor com a temperatura ambiente. Quando a temperatura ambiente varia, esta altera a temperatura do sensor e, para mantê-la constante, é necessário alterar a corrente elétrica para que a temperatura do sensor retorne ao valor desejado de referência. É a partir da variação de corrente que é estimado o valor da temperatura ambiente a ser medida.

Quando se projeta um medidor de temperatura com sensor termo-resistivo baseado no princípio da equivalência elétrica, admite-se que a radiação incidente no sensor seja nula ou possa ser desprezada e, despreza-se os efeitos da convecção forçada (supõe-se que não existe fluido em movimento em contato com o sensor), ou seja, considera-se hS constante. Partindo-se do pressuposto que a temperatura do sensor é constante, o termo da equação de balanço de energia $mc \frac{dT_s}{dt}$ pode ser considerado nulo. Re-escreve-se a equação 2.5 da seguinte forma:

$$R_S I_S^2 = hS(T_S - T_a) \quad (2.6)$$

Projetando o medidor para operar em torno de um valor fixo de T_S , e conseqüentemente de R_S , a estimação da temperatura ambiente pode ser obtida a partir da seguinte expressão:

$$T_a = T_S - \frac{V_S^2}{R_S h S} \quad (2.7)$$

Como o circuito é projetado para operar num ponto de temperatura constante, a resistência do sensor se torna constante também. Pode-se concluir que a temperatura ambiente é aferida a partir da variação do valor de tensão no sensor.

2.3.2 Medição de Radiação.

Nos radiômetros de equivalência elétrica são usados dois sensores: um pintado de preto, que tem, idealmente, coeficiente de absorção igual a 100%, e; um pintado de branco, cujo coeficiente de absorção ideal é de 0%. O sensor pintado de preto deve absorver a radiação incidente e o pintado de branco deve refleti-la.

Estes sensores são constituídos por um filme fino de platina disposto em um mesmo substrato. Os sensores são dispostos em um mesmo ambiente térmico, protegidos por uma semi-esfera de vidro para evitar diferenças térmicas provocada por correntes de ar (Figura 2.3). Usam-se, neste medidor, sensores geometricamente idênticos e como eles são constituídos do mesmo material, possuem as mesmas características térmicas (capacidade térmica c e coeficiente global de transferência de calor h).

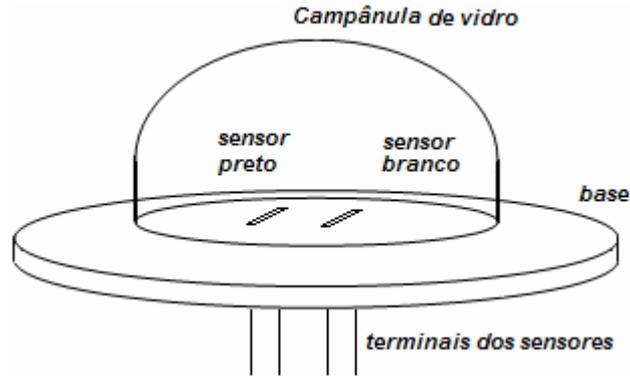


Figura 2.3 – Sensores termo-resistivos em semi-esfera de vidro.

Para projetar um medidor de radiação com sensor termo-resistivo procede-se de forma análoga ao que foi apresentado para o termômetro. Os efeitos da convecção forçada são considerados desprezíveis, devido ao fato do sensor está inserido dentro de campânulas de vidro, e a variação da energia interna é considerada nula, no equilíbrio estático. Os radiômetros de equivalência elétrica são implementados, normalmente em circuitos com configuração semelhante a que é apresentada na Figura 2.4 [5].

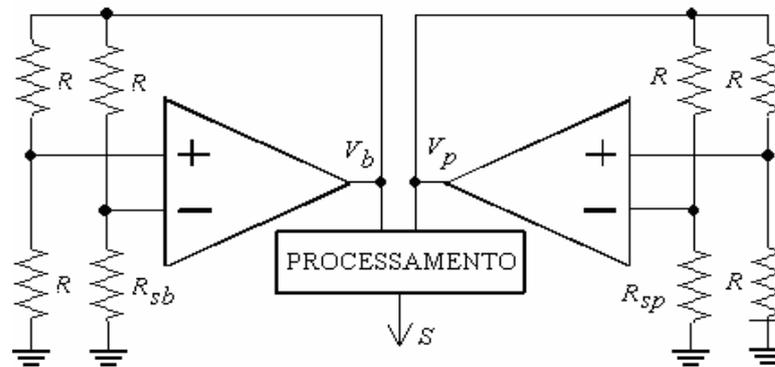


Figura 2.4 – Arquitetura de radiômetro com compensação da temperatura ambiente.

Utilizando-se a equação 2.5, é possível determinar as expressões que relacionam, para os dois sensores utilizados, à energia absorvida pelo sensor por radiação solar com a energia perdida pelo sensor para o meio ambiente, no equilíbrio térmico. As equações (2.8) e (2.9) expressam essa relação, para o sensor pintado de preto e o pintado de branco, respectivamente.

$$\alpha_p SH + \frac{V_p^2}{R_s} = hS(T_{sp} - T_a) \quad (2.8)$$

$$\alpha_b SH + \frac{V_b^2}{R_s} = hS(T_{sb} - T_a) \quad (2.9)$$

Em que, o índice p refere-se ao sensor preto e b ao branco.

Como os sensores são iguais pode-se considerar, no equilíbrio termodinâmico, que $T_{sp} = T_{sb}$ e, utilizando-se equações 2.8 e 2.9, encontra-se:

$$H = \frac{V_b^2 - V_p^2}{4SR_s(\alpha_p - \alpha_b)} \quad (2.10)$$

Como α_p , α_b e S são constantes, por serem características do sensor, e R_s também é (valor das resistências dos sensores no ponto de operação), pode-se concluir que a radiação solar é estimada a partir dos valores das tensões nos terminais dos sensores (V_p e V_b). Nesta configuração, a influência da temperatura ambiente é atenuada pelo uso dos dois sensores.

2.3.3 Medição de Velocidade Fluidos.

Os anemômetros são instrumentos utilizados na medição de velocidade de fluidos. Alguns dos métodos utilizados na estimação de seu valor se baseiam na diferença de pressão entre dois pontos, na velocidade de um elemento girante ou na transferência de calor. O uso dos sensores termo-resistivos em anemômetros de equivalência elétrica é baseado neste último método. Nesses anemômetros o sensor está em forma de fio com diâmetros de ordem de micrometros.

Quando o sensor aquecido é imerso em um fluido, ele tende a trocar energia térmica provocando uma alteração na temperatura do sensor. Essa variação é função tanto da velocidade do fluido quanto da sua temperatura, sendo necessária a sua compensação. A estimação da velocidade é feita a partir da injeção de potência elétrica para contrabalancear essa variação de velocidade.

É possível representar a relação entre o coeficiente de transferência de calor e a velocidade de fluidos (para fluidos não turbulentos) a partir expressão conhecida como Lei de King [23]:

$$h = a + bV^n \quad (2.11)$$

Em que,

\mathcal{G} é a velocidade do fluido

a e b São constantes determinadas a partir do sensor que será utilizado

n é uma constante, e assume um valor típico de 0,5 para fluidos não turbulentos.

Utilizando-se as equações 2.9 e 2.5 e admitindo-se que a radiação solar incidente é nula, pode-se determinar o valor da velocidade do fluido a partir da expressão:

$$\mathcal{G} = \sqrt[n]{\frac{1}{b} \left[\frac{V_s^2}{R_s S (T_s - T_f)} - a \right]} \quad (2.12)$$

na qual, substituiu-se a temperatura ambiente, T_a , pela temperatura do fluido, T_f .

Para determinar-se a velocidade de fluidos a partir da equação 2.12 é necessário que se conheça a temperatura do fluido no qual o sensor está inserido. Pode-se determinar o valor desta temperatura utilizando-se um sensor diferente do usado na estimação de \mathcal{G} . O uso deste sensor pode causar erros devido às respostas dos sensores não serem as mesmas. Uma forma de solucionar este problema é implementar o anemômetro baseando-se nos circuitos apresentados na Figura 2.4, nos quais substituiu-se os sensores pintados com cores diferentes por dois sensores idênticos aquecidos a temperaturas diferentes.

Admitindo que as resistências dos sensores são iguais à R_{S1} e R_{S2} , as suas temperaturas de operação são T_{s1} e T_{s2} e as tensões de saída dos amplificadores operacionais são V_{O1} e V_{O2} , pode-se determinar a velocidade do fluido usando-se a expressão:

$$\mathcal{G} = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{\frac{V_{O1}^2}{R_{S1}} - \frac{V_{O2}^2}{R_{S2}}}{4S(T_{s1} - T_{s2})} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (2.13)$$

Desta forma, determina-se a velocidade do fluido e, ao mesmo tempo, observa-se que a influência de sua temperatura é compensada.

Analisando a expressão 2.13, é possível observar que há uma relação não linear entre a velocidade do fluido (mensurando) e a grandeza elétrica utilizada na

sua estimação (tensão no sensor), o que dificulta a implementação desses medidores.

2.4 Arquiteturas Alternativas.

Arquiteturas de medidores de equivalência elétrica com sensores termo-resistivos foram desenvolvidas para resolver a questão da não linearidade nas expressões 2.7, 2.10 e 2.13 e os erros ocasionados pelo uso de dois sensores nestas arquiteturas.

2.4.1 Arquiteturas com PWM.

Uma das soluções encontradas para resolver a questão da relação não linear entre o mensurando, radiação e velocidade de fluidos, e a grandeza utilizada na sua estimação foi à inserção de um modulador de duração de pulso, PWM, na malha de realimentação do circuito. O circuito utilizado na medição de velocidade de fluido (índices 1 e 2) e de radiação (índices p e b) com PWM na malha de realimentação é apresentado na Figura 2.5 [5,13-16].

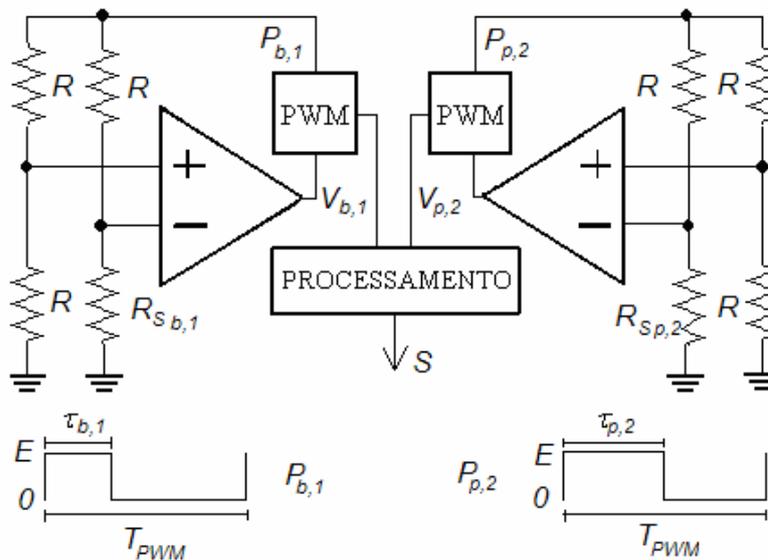


Figura 2.5 – Arquitetura de medidor com PWM.

A tensão de saída de cada amplificador ($V_{b,1}$ e $V_{p,2}$) modula pulsos em duração ($P_{b,1}$ e $P_{p,2}$) que vão excitar a ponte. A forma de onda desses pulsos, que têm períodos T_{PWM} e amplitude E , está representada na figura 2.5.

Considerando que o período T_{PWM} dos pulsos é muito menor do que a constante de tempo intrínseca τ dos sensores, então a resposta térmica destes sensores é função do valor eficaz da potência elétrica. Desconsiderando o efeito da tensão de desvio dos amplificadores operacionais, as expressões para a estimativa do valor da radiação e da velocidade de fluidos podem ser deduzidas utilizando-se as equações (2.14) e (2.15), respectivamente.

$$H = \frac{E^2 \left(\frac{\tau_b}{R_{Sb}} - \frac{\tau_p}{R_{Sp}} \right)}{4ST_{PWM} (\alpha_b - \alpha_p)} \quad (2.14)$$

$$v = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{E^2 \left(\frac{\tau_1}{R_{S1}} - \frac{\tau_2}{R_{S2}} \right)}{4ST_{PWM} (T_{s1} - T_{s2})} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (2.15)$$

Em que, τ_b refere-se à duração dos pulsos da ponte que tem o sensor pintado de branco com resistência R_b , τ_p refere-se a duração do pulsos da ponte que tem o sensor pintado de preto com resistência R_p , τ_1 à duração dos pulsos da ponte que tem o sensor aquecido à temperatura T_{s1} e que possui resistência com valor igual a R_{S1} e τ_2 refere-se a duração dos pulsos da ponte que tem o sensor aquecido à temperatura T_{s2} com resistência igual a R_{S2} .

Analisando-se as equações (2.10) e (2.14), referente ao radiômetro, observa-se que a questão da não linearidade entre o mesurando e a grandeza elétrica usada na sua estimativa foi resolvida. Entretanto, para o anemômetro, equações (2.13) e (2.15) este problema não foi solucionado.

2.4.2 Arquitetura com sensor único.

Como forma de solucionar a diferença de temperatura de operação entre os dois sensores que implementam o anemômetro foi proposta uma arquitetura que utiliza um único sensor operando em temperaturas diferentes, conforme o circuito apresentado na Figura 2.6 [19-23]. Neste caso, o sensor opera em duas temperaturas diferentes, T_{s1} e T_{s2} , que são função dos resistores R_X e R_Y .

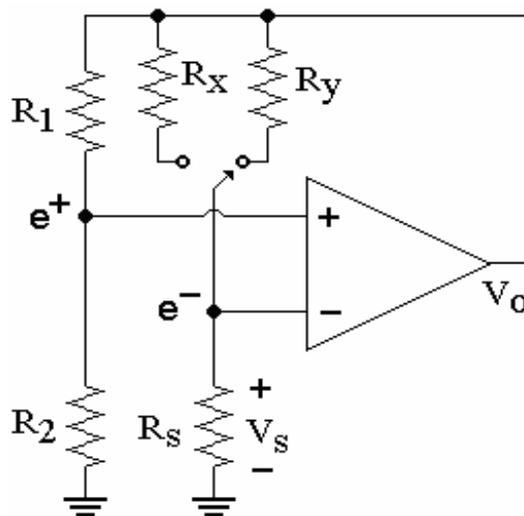


Figura 2.6 – Anemômetro com um único sensor.

A equação utilizada na estimação da velocidade de fluidos a partir da arquitetura apresentada na Figura 2.6 é equivalente à equação (2.5). Entretanto, as aquisições das tensões no sensor para cada temperatura T_{s1} e T_{s2} são realizadas em tempos diferentes [19-23].

Nesta arquitetura é importante que a velocidade do fluido e sua temperatura sejam invariantes no período de chaveamento dos resistores, caso contrário os erros serão significantes. Se houver variação da velocidade do fluido e de sua temperatura, mas a variação da velocidade for menor que a frequência de chaveamento dos resistores os erros não serão reduzidos. Mostrou-se que a frequência de chaveamento dos resistores é função do tempo de resposta do circuito e da velocidade do fluido [19-23].

2.4.3 Arquitetura com modulador sigma-delta.

Outra arquitetura proposta foi o medidor de temperatura, radiação e velocidade de fluidos utilizando-se modulador A/D sigma-delta. Ela foi desenvolvida baseada no modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem. O sensor, por ter uma resposta exponencial neste modelo, pôde substituir o somador e o integrador existente na malha do modulador sigma-delta elétrico [24-32].

No circuito o sensor termo-resistivo, com resistência R_s , é aquecido pela passagem da corrente elétrica e pela radiação incidente. Enquanto que, pode perder calor por convecção forçada, no caso da passagem de um fluido, e por condução para o meio ambiente.

O circuito do modulador sigma-delta térmico é composto por um sensor termo-resistivo, um gerador de pulsos de corrente, um segurador-amostrador e um comparador, como apresentado na Figura 2.7.

Os pulsos na saída do gerador de pulsos têm amplitude constante E , período constante igual à T_{PWM} (que é equivalente ao período de sobre-amostragem do modulador) e somente duas possibilidades de duração de pulso (τ_{pwm1} e τ_{pwm2}).

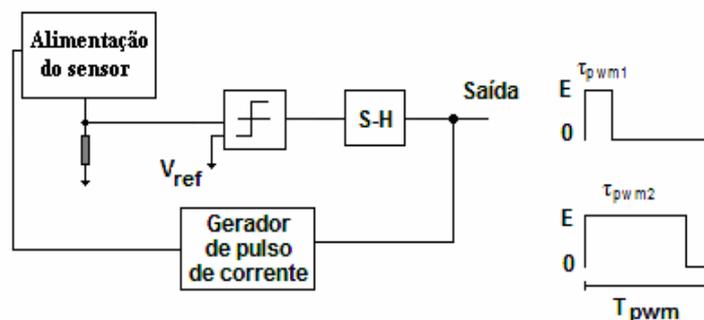


Figura 2.7 – Modulador sigma-delta térmico.

O sinal de saída do gerador de pulsos é uma representação do valor digital na saída do comparador. Durante o tempo da passagem da corrente pelo sensor, a tensão no seu terminal positivo é comparada com uma tensão de referência, V_{ref} e o nível digital na saída do comparador é amostrado pelo segurador-amostrador

(S-H) que o mantém até a próxima amostragem. A saída do comparador mono-bit é uma seqüência de “0” e “1” que deve passar por um filtro digital dizimador para produzir a palavra digital de saída do conversor A/D [32].

O modelo deste modulador sigma-delta térmico desenvolvido é o objeto de estudo desta dissertação. Nos capítulos 3 e 4 são apresentadas informações do desenvolvimento deste modelo, do projeto realizado para sua implementação bem como os resultados obtidos em função dos experimentos realizados.

2.5 Considerações finais.

Neste capítulo foi realizada uma revisão sobre os sensores termo-resistivos. Mostraram-se as arquiteturas que implementam os medidores de radiação, velocidade de fluidos e temperatura baseados no princípio da equivalência elétrica, bem como as expressões que relacionam o mesurando aos parâmetros do sistema.

Foram apresentadas algumas limitações dessas arquiteturas e as estratégias de circuito utilizadas para eliminar estas limitações.

Capítulo 3

MODULADOR SIGMA-DELTA TÉRMICO.

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o modelo matemático do modulador sigma-delta térmico aplicado à medição de temperatura. O modelo é definido como ponto de partida do desenvolvimento do circuito do medidor. São apresentados, também, os cálculos realizados na determinação dos parâmetros do seu projeto. Após apresentação do modelo e definição de todos os parâmetros de projeto do medidor são apresentados os resultados de simulação do seu modelo matemático.

3.2 Modulador Sigma-Delta Térmico.

A arquitetura básica de um conversor A/D sigma-delta mono-bit de primeira ordem é composta por dois blocos: um referente ao modulador sigma-delta e outro referente ao sistema de filtragem, como é apresentado na Figura 3.1.

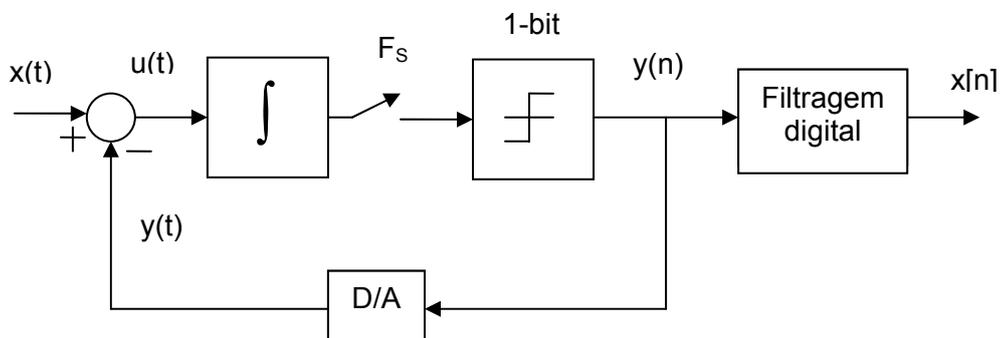


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem.

A estrutura do modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem é composta por um somador, um integrador, um quantizador de 1-bit e um conversor D/A.

A equação que caracteriza o funcionamento de um sensor termo-resistivo, nas arquiteturas de medição baseadas no princípio da equivalência elétrica, é dada por [24-32]:

$$T_{so} = T_{so} + \frac{1}{mc} \int_0^t [(\alpha SH + P_e - hS(T_s - T_a))] dt \quad (3.1)$$

A equação 3.1 é composta por operações de soma, subtração e integração. Mostrou-se em [24-32], que um sensor termo-resistivo pode substituir o integrador e o somador de um modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem (Figura 3.2) se o período de sobre-amostragem do modulador for muito menor que a constante de tempo do sensor.

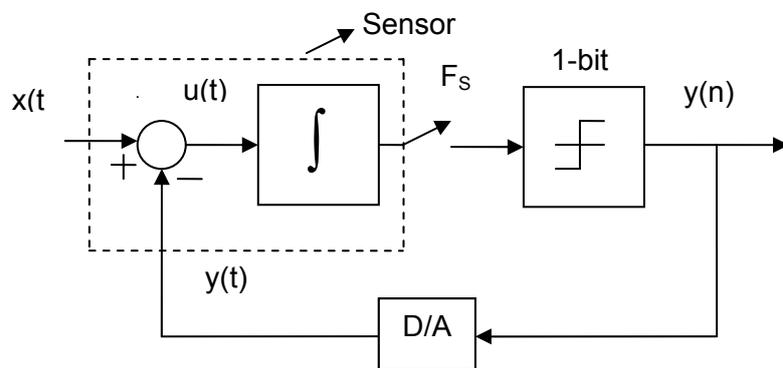


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico.

A arquitetura que utiliza o sensor termo-resistivo inserido na malha do modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem pode ser utilizada para medir grandezas físicas. A sua principal vantagem é a de fornecer a estimação do valor do mesurando em forma de sinal digital e com isto diminuir a influência do ruído proveniente da transformação do sinal analógico para o digital.

A partir da metodologia usada no desenvolvimento desta arquitetura é possível implementar medidores de temperatura, radiação solar e velocidade de

fluidos [27-29,32]. No entanto, o foco desta dissertação é o medidor de temperatura, cuja implementação é utilizada na validação do método.

Foram desenvolvidas duas arquiteturas diferentes para o modulador sigma-delta térmico. Na primeira, o do modulador sigma-delta térmico com corrente constante, constatou-se que a relação entre o parâmetro elétrico utilizado na estimação do mensurando e a grandeza a ser medida era não linear. Como forma de solucionar este problema, propôs-se uma segunda arquitetura que usa um modulador de duração de pulso na malha de realimentação do circuito. A arquitetura do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada é usada como base para desenvolvimento do projeto do medidor de temperatura apresentado neste trabalho.

Na seção 3.2.1 será apresentado, de forma resumida, o modelamento matemático dos moduladores sigma-delta térmico com corrente contínua e com corrente pulsada e serão feitas algumas considerações referentes ao projeto deste medidor.

3.2.1 Modelagem matemática do modulador sigma-delta térmico aplicado à medição de temperatura.

Utilizou-se o modelo para pequenos sinais do sensor termo-resistivo para desenvolver o modelo do modulador sigma-delta térmico, aplicado à medição de temperatura.

O modelo para pequenos sinais do sensor foi desenvolvido a partir da equação 3.1. As considerações feitas aqui são equivalentes às apresentadas no capítulo 2, quando se apresentou os medidores de temperatura de equivalência elétrica que operam com temperatura constante. Admite-se que a radiação solar incidente no sensor é nula ou desprezível, e que os efeitos da convecção forçada são desprezíveis. Utilizando-se a equação 3.1 e levando-se em consideração as suposições feitas anteriormente, observa-se que a estimação da temperatura ambiente pode ser realizada a partir da expressão 3.2 [32].

$$T_s = \frac{1}{mc} \int R_s I_s^2 - hS(T_s - T_a) dt \quad (3.2)$$

Derivando-se ambos os membros da equação (3.2), pode-se escrevê-la da seguinte forma:

$$mc \frac{dT_s}{dt} = hS(T_a - T_s) + R_s I_s^2 \quad (3.3)$$

O modelo de pequenos sinais para o sensor foi desenvolvido baseado na equação 3.3. Para determinação deste modelo, considerou-se que o sensor operava em torno de um ponto de operação (T_{s0}, R_{s0}, T_{a0}) .

A expressão do modelo do sensor para pequenos sinais, no domínio s , é apresentada na equação (3.4) [32].

$$T_s(s) = \frac{1}{s - p} \left[k_{T_a} T_a(s) + k_{I_s^2} I_s^2 \right] \quad (3.4)$$

Em que,

$$k_{I_s^2} = \frac{R_{s0}}{mc} \quad , \quad k_{T_a} = \frac{hS}{mc}$$

e,

$$p = \frac{k_t I_{s0}^2 - hS}{mc} \quad (3.5)$$

O sensor utilizado para implementar o medidor foi um sensor termo-resistivo do tipo NTC, cuja relação entre sua resistência e temperatura é dada pela expressão:

$$R_s = A e^{\left(\frac{B}{T_s} \right)} \quad (3.6)$$

e para o sensor termo-resistivo utilizado, k_t é definido como:

$$k_t = \left(\frac{-R_{s0} B}{T_{s0}^2} \right)$$

Substituindo-se o modelo do sensor para pequenos sinais no diagrama de blocos do modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem (no domínio s) é possível determinar a função de transferência do modulador sigma-delta térmico. Como a resposta do ruído de quantização do modulador sigma-delta também é função da frequência, foi acrescentada uma entrada referente a esta grandeza no diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico. O diagrama de blocos do modulador sigma-delta com sensor termo-resistivo, no domínio s , é apresentado na Figura 3.3 [27-29, 32].

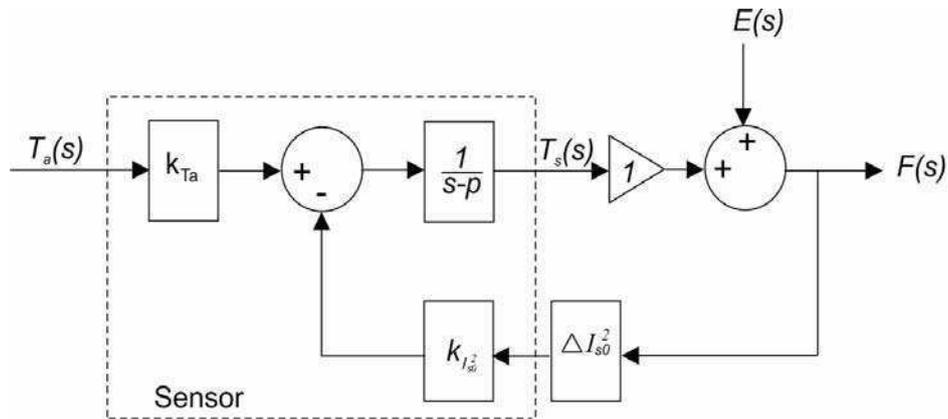


Figura 3.3 - Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico no domínio da frequência.

Utilizando-se o diagrama de blocos encontra-se a seguinte função de transferência para modelo do modulador térmico [27-29, 32]:

$$F(s) = \frac{k_{Ta}}{s + p_{sr}} T_a(s) + \frac{s - p}{s + p_{sr}} E(s) \quad (3.7)$$

Com:

$$p_{sr} = k_{Is^2} \Delta I_s^2 - p \quad (3.8)$$

Em que,

p_{sr} é o pólo da FT do modulador sigma-delta térmico.

p é o pólo da função de transferência de pequenos sinais do sensor termo-resistivo.

Nas simulações realizadas em [32], para comprovar o funcionamento do modelo, admitiu-se que a frequência de banda máxima do sinal a ser medido era equivalente a 90% da frequência de pólo do modulador sigma-delta térmico e a frequência de início da banda de rejeição era na própria frequência de pólo do modulador. Como se pretendia projetar o circuito do modulador térmico com as mesmas características do modelo simulador, utilizou-se a expressão 3.8 e se fez a mesma consideração para calcular o pólo da função de transferência do sensor. Tendo-se o pólo da função de transferência e a frequência de sobre-amostragem, determinou-se a frequência de sobre-amostragem do circuito do medidor.

A expressão (3.9) relaciona a temperatura (mensurando) com a grandeza elétrica utilizada na sua estimação, I_S^2 . A equação (3.9) é desenvolvida a partir da equação (3.2), considerando-se que o sensor opera em uma determinada temperatura constante e está em regime permanente.

$$T_a = T_{s0} - \frac{I_S^2 R_{s0}}{hS} \quad (3.9)$$

O modelo do medidor com corrente contínua é apresentado em forma de diagrama de blocos na Figura 3.3.

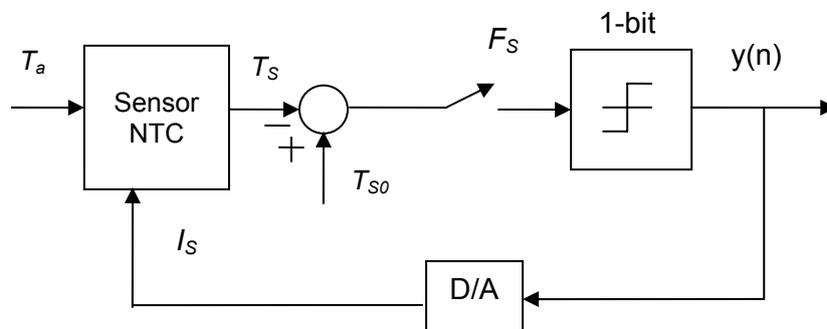


Figura 3.4 – Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico com corrente contínua.

Analisando o diagrama de blocos da arquitetura apresentada na Figura 3.4 vê-se que o sinal de realimentação é a corrente contínua, I_S , cujo valor ao quadrado aparece no modelo de pequenos sinais do sensor. Observa-se, a partir da equação (3.9), que a relação entre I_S^2 e a temperatura ambiente, grandeza a qual se deseja estimar, é não linear. Além disso, o sinal comparado na saída do modelo do sensor é sua temperatura, e é difícil comparar diretamente valores de temperatura. Por estes dois motivos, foi desenvolvido em [24-32] uma arquitetura alternativa que simplificou essas questões no momento da implementação do medidor.

Na arquitetura proposta, substitui-se a corrente contínua ao quadrado por uma corrente modulada por largura de pulso e a temperatura do sensor foi substituída pela tensão em um de seus terminais. O diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada é apresentado na Figura 3.5.

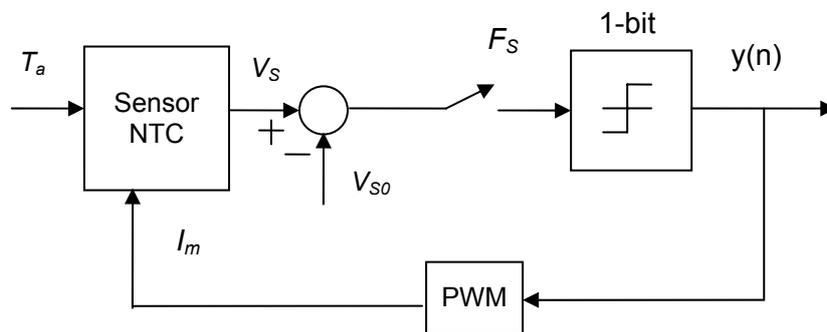


Figura 3.5 – Diagrama de blocos do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada.

A relação entre o valor *rms* da corrente da arquitetura com corrente contínua (Figura 3.4) e a arquitetura com corrente modulada em largura de pulso (Figura 3.5) é dada pela equação 3.10 [15].

$$I_m = I_S \sqrt{\frac{\delta_{T_{PWM}}}{\delta}} \quad (3.10)$$

Em que,

I_m é a corrente média do modelo com corrente pulsada.

I_S é a corrente eficaz do modelo com corrente contínua.

δ_{TPWM} é a largura de pulso do PWM.

δ é o período do PWM.

De acordo com o que foi apresentado em [30-32] a expressão que determina o incremento de corrente no sensor é definida como:

$$\Delta I_S^2 = \frac{hS}{R_{S0}} \left(\frac{T_{amax} - T_{amin}}{2} \right) \quad (3.11)$$

Em que,

T_{amax} é a temperatura limite máxima da faixa de medição do medidor.

T_{amin} é a temperatura limite mínima da faixa de medição do medidor.

O incremento na variação do pulso do PWM normalizado pelo valor do período do PWM é definido por [30-32].

$$\frac{\Delta \delta_{PWM}}{\delta} = \frac{\Delta I_S^2}{I_m^2} = \frac{1}{I_m^2 R_{S0}} \left[hS \left(\frac{T_{amax} - T_{amin}}{2} \right) \right] \quad (3.12)$$

O tempo de duração de cada pulso que deve ser aplicado ao circuito de alimentação foi calculado a partir da equação:

$$\Delta_{PWM} = 0,5 \pm \frac{\Delta \delta_{PWM}}{\delta} \quad (3.13)$$

Em que,

Δ_{PWM} é a duração do pulso aplicado à entrada de controle do circuito de alimentação do sensor

$\frac{\Delta \delta_{PWM}}{\delta}$ é o incremento do pulso PWM normalizado, calculado a partir da expressão 3.11.

0,5 é equivalente ao incremento de pulso no ponto de operação, o

qual foi considerado igual a 50% do pulso total.

Dispondo-se das características do sensor, dos valores de sua temperatura e resistência no ponto de operação e definida a faixa de medição do sistema é possível calcular os parâmetros de projeto do medidor.

3.3 Considerações de projeto do Modulador Sigma-Delta Térmico.

O projeto do modulador sigma-delta térmico foi realizado utilizando-se as equações do modelo do medidor com corrente pulsada, equações 3.5-3.12. Analisando-se estas equações verifica-se que para o cálculo dos parâmetros do projeto é necessário determinar, inicialmente, as características do sensor termo-resistivo utilizado no circuito de implementação do medidor.

Antes de iniciar o projeto do modulador foram realizados três ensaios com o objetivo de caracterizar o sensor utilizado. Após a caracterização, foram determinadas as características gerais do medidor.

Nas seções 3.3 - 3.4 são apresentadas às etapas desenvolvidas no projeto e na implementação do medidor de temperatura.

3.3.1 Caracterização do Sensor Termo-resistivo.

Os experimentos descritos nesta seção têm como objetivo descrever os procedimentos seguidos na caracterização do sensor NTC utilizado na implementação do medidor de temperatura apresentado nesta dissertação.

O processo de caracterização do sensor termo-resistivo utilizado na implementação do modulador sigma-delta térmico foi dividido em três etapas. A primeira delas foi um ensaio térmico, no qual o sensor foi submetido a uma variação de temperatura e foi feita a aquisição dos valores de suas resistência e temperatura, esta considerada igual a do sensor estava sendo inserido. No segundo ensaio, o sensor foi submetido a uma série de degraus de corrente, com

incrementos constantes, para simular os valores discretos de corrente entre 0 e 18 mA. a uma corrente variável Os valores de tensão e corrente nos seus terminais foram registrados. No terceiro, o procedimento foi similar ao segundo, mas com a diferença de ter-se aplicado um único degrau de corrente no sensor.

3.3.1.1 Ensaio Térmico.

O objetivo deste ensaio foi o de determinar experimentalmente as constantes que caracterizam a relação entre a temperatura e resistência do sensor utilizado na implementação do medidor de temperatura. O experimento foi realizado para determinação das constantes A e B que compõem a equação 3.6.

Para realização deste experimento utilizou-se uma estufa, um termômetro (com resolução de $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ e erro máximo de $0,3\%$) e um ohmímetro todos conectados conforme representado na Figura 3.6. O sensor foi inserido na estufa com uma alta inércia térmica em seu interior.

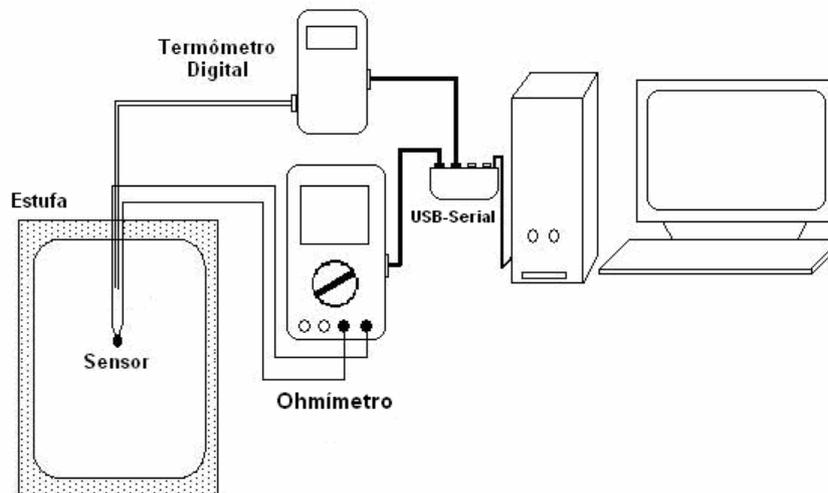


Figura 3.6 - Esquema da montagem do ensaio térmico.

Para realização do ensaio a temperatura da estufa foi aumentada até $373,15\text{ K}$ ($100\text{ }^{\circ}\text{C}$) e após a sua temperatura ter atingido esse valor, ela foi desligada. Em seguida, deixou-se que a sua temperatura fosse baixando naturalmente até se estabilizar no valor da temperatura ambiente. Durante esse processo, foi feita a aquisição dos valores de resistência do sensor e da

temperatura no interior da estufa. A curva característica da resistência do sensor com relação a sua temperatura é apresentada na Figura 3.7.

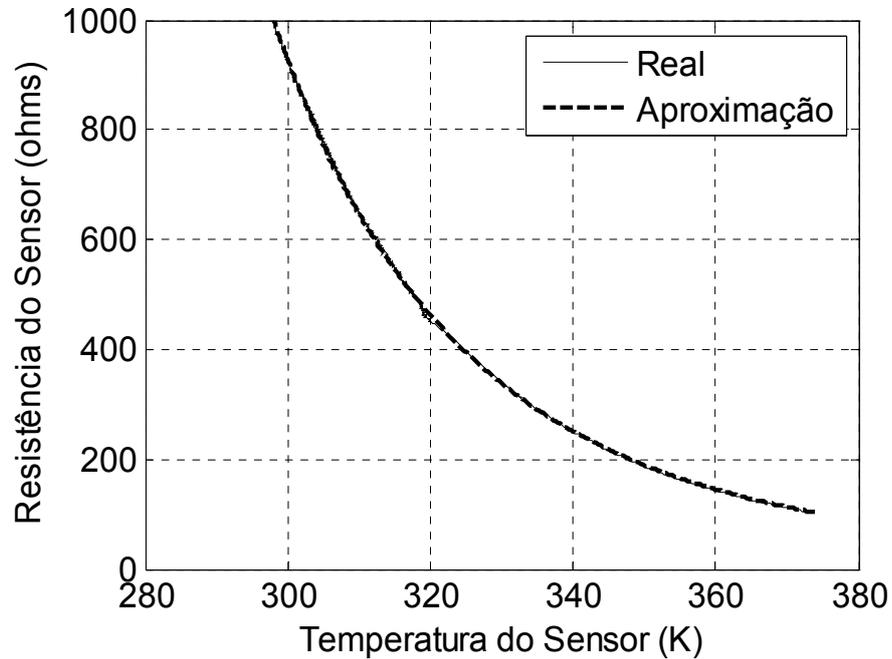


Figura 3.7 – Curva característica R_s versus T_s .

Os valores de A e B calculados, a partir dos pontos de R_s e T_s , foram:

$$A = 13,340 \times 10^{-3} \Omega$$

$$B = 3\,344,689 \text{ K}$$

3.3.1.2 Ensaios Elétricos.

Para realização dois ensaios seguintes, em que se tinha como objetivo determinar a curva $V_S \times I_S$ e a constante de tempo do sensor, foi implementado um circuito conversor tensão corrente utilizando-se uma configuração inversora. O sensor foi conectado na realimentação do inversor e, durante o ensaio, ele foi isolado dentro de uma caixa térmica de isopor com a finalidade de reduzir os efeitos da convecção forçada, conforme é apresentado na Figura 3.8.

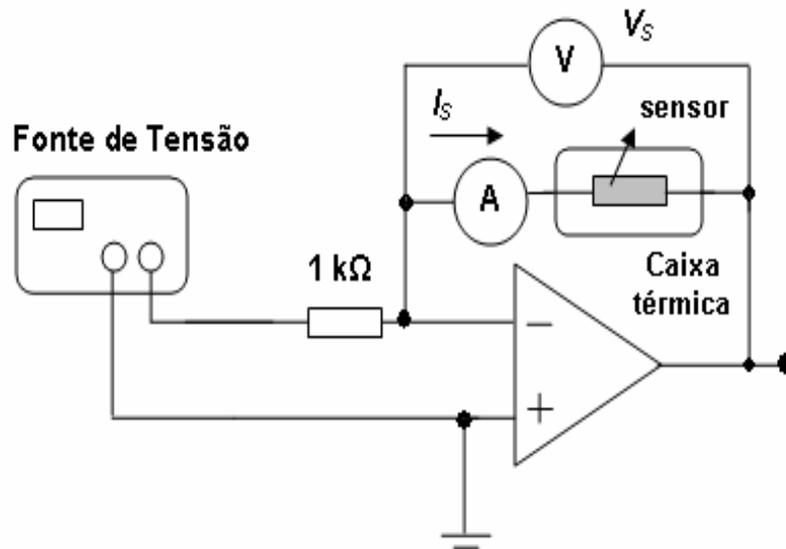


Figura 3.8 - Esquema da montagem do ensaio elétrico.

No ensaio para levantamento da curva $V_s \times I_s$, foram aplicados valores de tensão de 0 a 18 V, com incremento de 0,5 V, na entrada do circuito. Para cada valor de tensão (V_s) fornecida a entrada do circuito havia uma corrente de valor igual à $V_s/1.10^3$ percorrendo o sensor. O tempo de aplicação de cada valor de tensão e, conseqüentemente, de corrente foi de um minuto. Como se sabe, quando o sensor termo-resistivo NTC é percorrido por uma corrente elétrica sua temperatura aumenta e, por conseqüência sua resistência diminui. Somente depois de um tempo igual ou maior que cinco vezes o valor da sua constante de tempo o valor de sua resistência tende a se estabilizar. Por este motivo, as aquisições dos valores de V_s e I_s foram feitos após 50 s do início de aplicação dos valores de tensão na entrada do circuito. Escolheu-se este tempo porque se estimou que a constante de tempo do sensor fosse de aproximadamente 10 s (a partir de resultados de caracterização de sensores com a mesma referência e do mesmo fabricante que o utilizado). A curva obtida a partir do ensaio é mostrada na Figura 3.9.

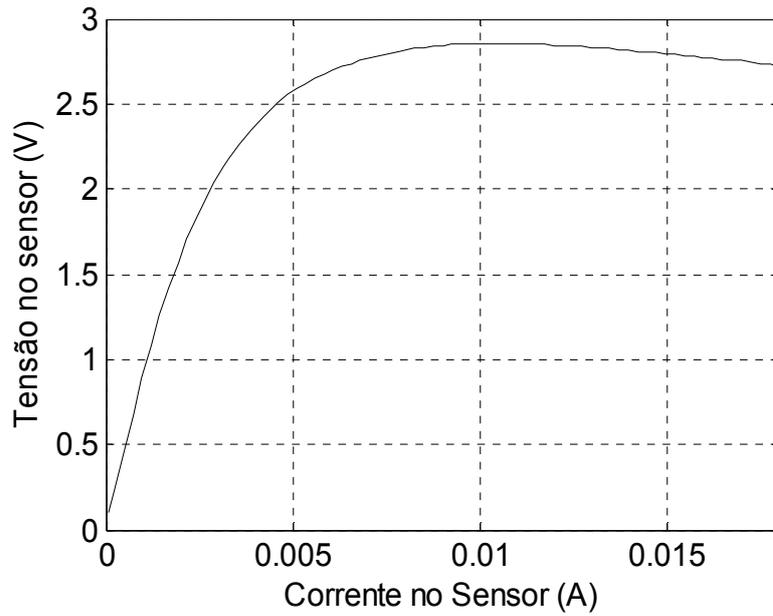


Figura 3.9 – Curva V_s versus I_s .

Além dos valores de V_s e I_s também foi aferido o valor da temperatura no interior da caixa térmica na qual o sensor estava inserido. Considerou-se esse valor como sendo o valor da temperatura ambiente.

Utilizou-se os valores de V_s , I_s e de T_a para calcular os valores de T_s e de P_e , ponto a ponto, a partir das equações:

$$T_s = \frac{B}{\ln\left(\frac{V_s}{I_s A}\right)} \quad (3.14)$$

e

$$P_e = -V_s \times I_s \quad (3.15)$$

A equação que expressa o balanço de energia em regime permanente no sensor termo-resistivo, quando utilizado como medidor de temperatura é:

$$P_e = hS(T_s - T_a) \quad (3.16)$$

Pode-se considerar o valor do coeficiente angular da curva $P_e \times (T_s - T_a)$ como sendo igual à transcondutância térmica do sensor, ou seja, pode-se

considerar o coeficiente angular da reta como sendo igual ao produto hS . Traçou-se então a curva $P_e \times (T_S - T_a)$ usando-se os valores de V_S e I_S adquiridos no ensaio, conforme apresentado na Figura 3.10.

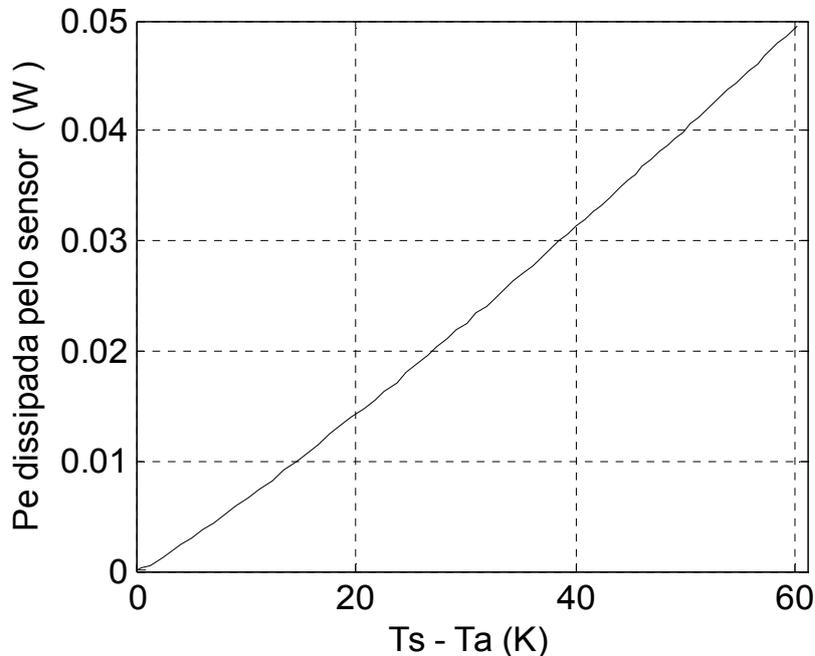


Figura 3.10 – Curva P_e versus $(T_S - T_a)$ do sensor termo-resistivo.

Estimou-se o valor de hS utilizando-se um programa de ajustes de curvas. O valor determinado foi:

$$hS = 0,83061 \text{ mW/K}$$

Este valor é muito próximo ao valor de $0,75 \text{ mW/K}$ fornecido pelo fabricante do sensor.

Para a realização do segundo ensaio elétrico foi usada uma configuração similar à apresentada na Figura 3.8. Entretanto, o sinal aplicado na entrada do circuito, neste ensaio, foi um degrau de tensão com amplitude de $3,25 \text{ V}$ e com tempo de aplicação superior a 1 minuto, que corresponde à aplicação de um degrau de corrente no sensor com amplitude de $3,15 \text{ mA}$. Foram adquiridos os valores da tensão nos terminais do sensor durante a aplicação do degrau, e em seguida calculada a resistência em cada ponto. A variação da resistência do sensor ao degrau de corrente aplicado é mostrada na Figura 3.11.

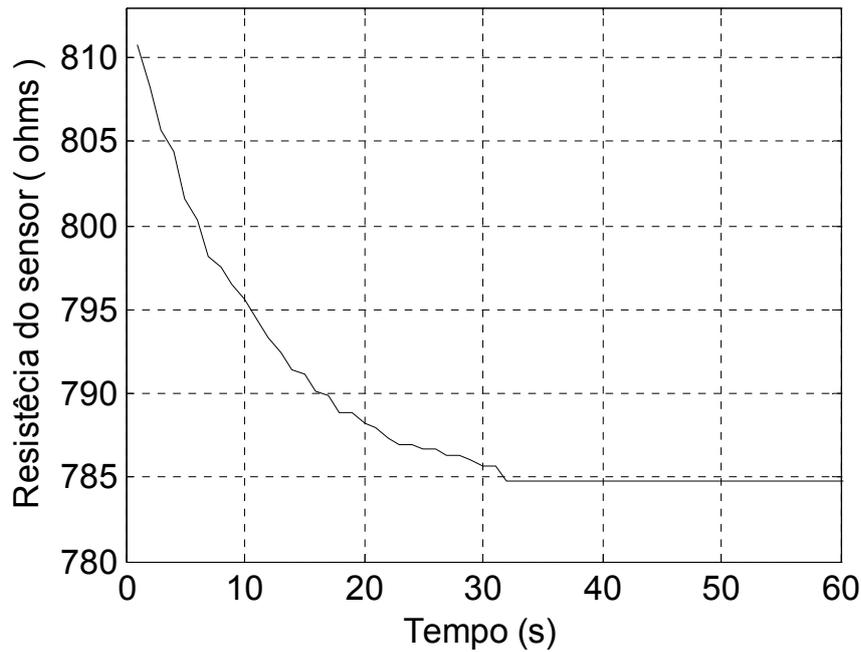


Figura 3.11 - Resposta ao degrau de corrente do sensor termo-resistivo.

Utilizando-se os valores de resistência calculados em função dos dados obtidos neste experimento, foi possível estimar o valor da constante de tempo do sensor termo-resistivo. Esse valor, em segundos, corresponde a 63,2% do tempo necessário para que a resistência do sensor atinja o valor de regime permanente, supondo-se que a resposta térmica do sensor é de primeira ordem.

O valor estimado para a constante de tempo do sensor foi de:

$$\tau = 11,8 \text{ segundos}$$

Utilizando-se o valor de hS e o valor da constante de tempo do sensor, calculou-se o valor da capacitância térmica (mc) a partir da relação [15]:

$$\tau = \frac{mc}{hS} \quad (3.17)$$

Logo, a aproximação do valor de mc para o sensor utilizado neste projeto é de:

$$mc = 9,868 \text{ mJ/K}$$

Após determinados os parâmetros do sensor foi possível calcular os dados necessários para o desenvolvimento do projeto do modulador sigma-delta térmico e em seguida projetar o seu circuito baseado do modelo de corrente pulsada.

Os valores dos parâmetros que caracterizam o sensor, obtidos a partir dos ensaios foram:

$$A = 13,340.10^{-3} \Omega$$

$$B = 3.344,689 K$$

$$hS = 0,830 mW/K$$

$$mc = 9,868 mJ/K$$

Escolheram-se como temperaturas de operação do sistema os valores de:

$$T_{SO} = 80 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{amax} = 70 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{amin} = 10 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{a0} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

A temperatura de operação do sensor foi escolhida para ser maior que a temperatura máxima a ser aferida pelo medidor para que o sensor pudesse perder calor para o meio ambiente e, baseado nessa troca de calor, fosse possível a estimativa da temperatura ambiente. A temperatura ambiente teórica de operação foi considerada como sendo igual à média entre a temperatura máxima e mínima que o medidor irá aferir.

Utilizando-se os valores das constantes características do sensor e das temperaturas de operação do medidor, calculou-se os valores dos parâmetros utilizados na simulação do modelo e no projeto do circuito implementado.

Para uma razão de sobre-amostragem (*OSR*) igual a 256, os valores calculados foram:

$$R_{S0} = 173,13 \Omega \quad f_B = 0,389 \text{ Hz}$$

$$p = 0,175 \text{ rad/s} \quad f_{SA} = 200 \text{ Hz}$$

$$p_{sr} = 2,718 \text{ rad/s} \quad T_{SA} = 5 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$f_{sr} = 0,432 \text{ Hz} \quad T_{PWM} = 5 \times 10^{-3} \text{ s}$$

Em que,

f_B é a frequência de banda do sinal a ser modulado, calculada a partir da frequência de pólo do modulador.

f_{SA} é a frequência de sobre-amostragem do modulador.

T_{SA} é o período de sobre-amostragem do modulador.

T_{PWM} é o período do pulso PWM.

3.4 Simulações

O modelo do modulador sigma-delta com sensor termo-resistivo como termômetro, cujo modelo matemático é apresentado pelas equações 3.4-3.13, foi simulado no Simulink (Matlab 7.1) com os parâmetros do sensor termo-resistivo NTC utilizado na implementação do medidor. O modelo do modulador sigma-delta térmico, aplicado à medição de temperatura, simulado foi o modelo de corrente pulsada, já que o circuito do medidor implementado foi baseado nesta arquitetura.

Foram feitas duas simulações, uma primeira utilizando-se como entrada do sistema um degrau de temperatura e uma segunda utilizando-se um sinal senoidal como entrada.

3.4.1 Resposta ao Degrau de Temperatura.

O degraude temperatura aplicado foi de 48 °C a 40°C durante o intervalo de tempo de 300 s. A temperatura foi mantida em 48 °C apenas nos primeiros 50 s. As curvas de T_a e T_s , determinadas a partir da simulação do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada, são apresentadas nas Figuras 3.12 e 3.14. Na Figura 3.13 é apresentado o detalhe da temperatura ambiente estimada pelo modulador. Pode-se observar que a temperatura estimada pelo modulador varia em torno de 40 °C.

Observa-se que a temperatura média do sensor convergiu rapidamente para o seu valor de operação de 80 °C (Figura 3.13) e que seu valor variou entre 80,04 °C e 79,96 °C, conforme apresentado na Figura 3.14.

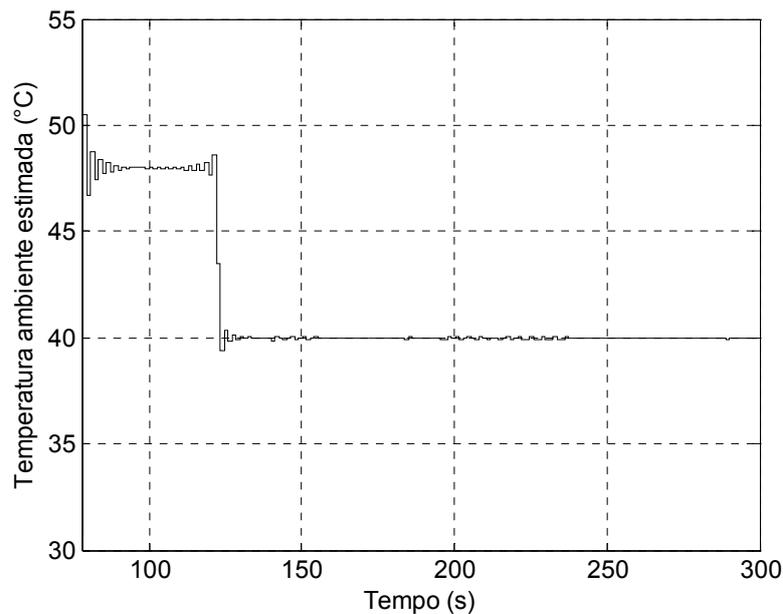


Figura 3.12-Temperatura ambiente estimada, resposta ao degraude temperatura.

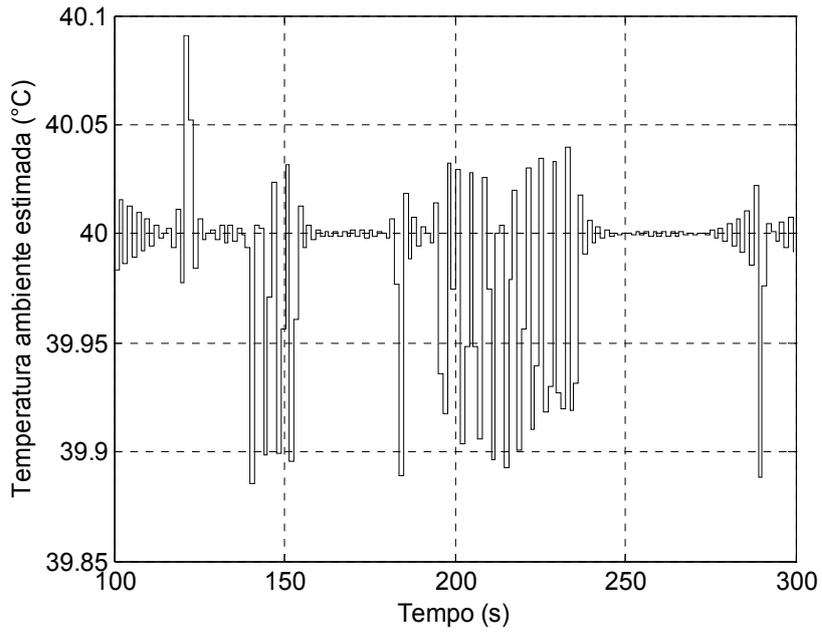


Figura 3.13-Detalhe da temperatura ambiente estimada, reposta ao degrau.

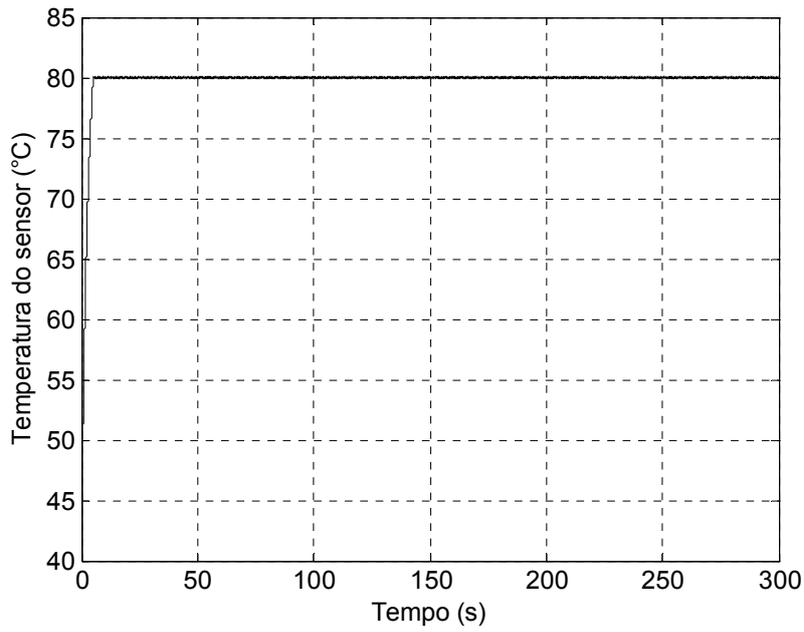


Figura 3.14- Temperatura do sensor, resposta ao degrau de temperatura.

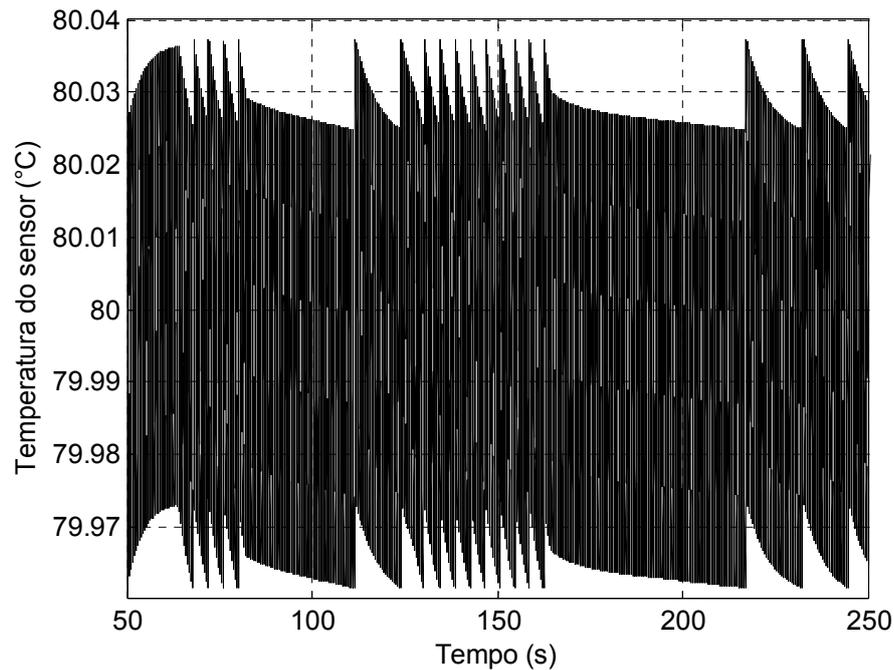


Figura 3.15-Detalhe na temperatura do sensor, resposta ao degrau.

3.4.2 Resposta a um Sinal Senoidal de Temperatura.

Aplicou-se um sinal de temperatura senoidal com equação igual a $T_a(t) = 40 + 30 \sin\left(\frac{2\pi t}{60}\right)$ °C na entrada do modelo do modulador sigma-delta como termômetro. Os sinais de temperatura $T_a[n]$ e T_S são apresentados nas Figuras 3.15 e 3.16.

Simulou-se a resposta senoidal do modelo do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada com o objetivo de verificar a estimação da temperatura em toda faixa de medição para qual o sistema foi projetado a operar.

A temperatura do sensor, para este caso, se manteve próxima aos 80 °C, variando senoidalmente entre 80.08 °C e 79.92 °C (Figura 3.18).

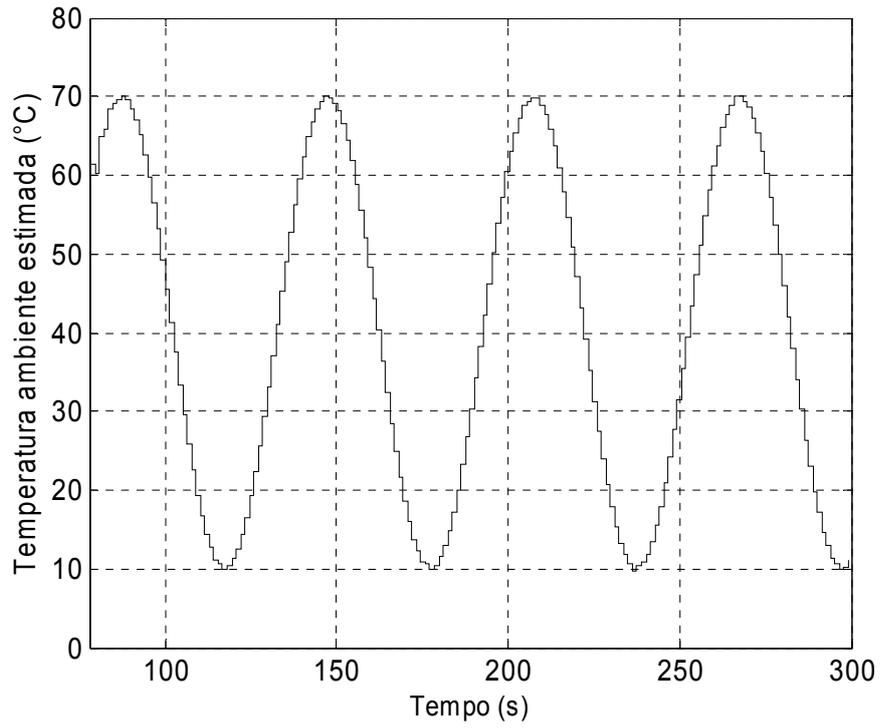


Figura 3.16 – Temperatura ambiente estimada pelo modelo do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada, resposta a um sinal senoidal.

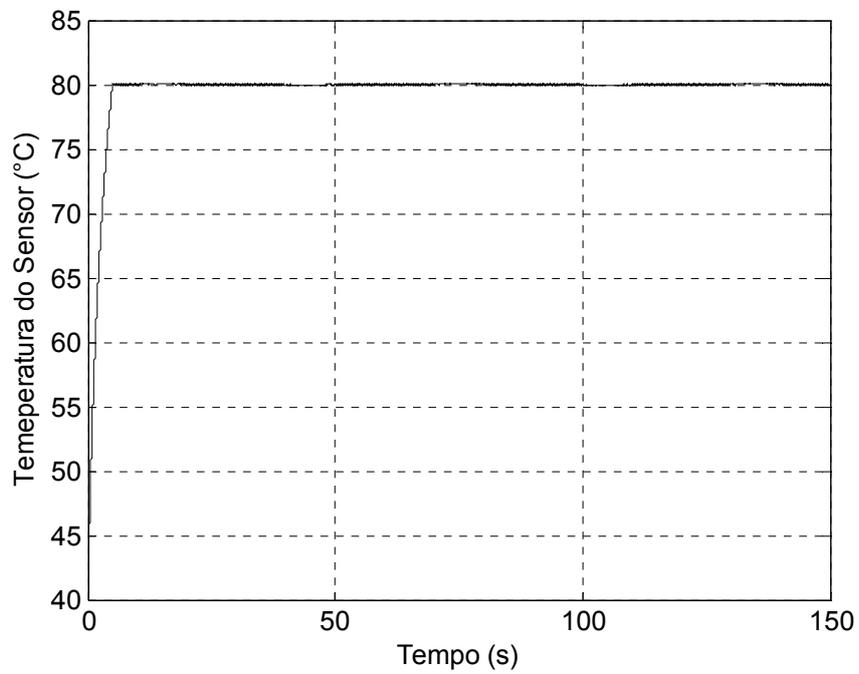


Figura 3.17-Temperatura do sensor, resposta a um sinal senoidal.

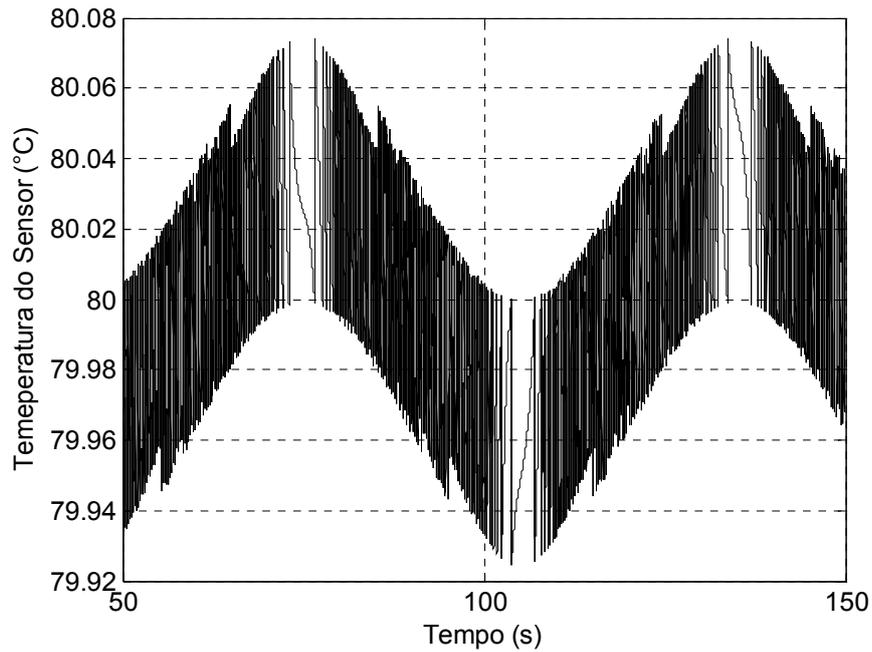


Figura 3.18- Detalhe da temperatura do sensor, resposta senoidal.

3.5 Considerações finais.

Neste capítulo foram apresentados os principais fundamentos teóricos utilizados na concepção do circuito do modulador sigma-delta térmico. Os ensaios realizados para caracterização do sensor foram descritos e os resultados obtidos com a caracterização foram apresentados. Foi definida a frequência de amostragem do modulador, a temperatura de operação do sensor e a sua faixa de medição. Foram apresentados os resultados de simulação do modelo com corrente pulsada do medidor, utilizando-se as características do sensor termorresistivo usado na implementação do termômetro.

Capítulo 4

CIRCUITO DO MODULADOR SIGMA-DELTA TÉRMICO.

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o circuito de implementação do modulador sigma-delta térmico como termômetro. São apresentados os circuitos digital e analógico que o compõe. É apresentado também o ensaio térmico. Neste ensaio, o sensor foi inserido em uma estufa e submetido ao resfriamento livre da mesma. Os resultados obtidos deste ensaio e as discussões relativas aos resultados obtidos também são apresentados.

4.2 Circuito do Modulador Sigma-Delta Térmico.

Os parâmetros usados na implementação do medidor foram os mesmo usados na simulação do seu modelo. Utilizou-se um sensor com características:

$$A = 13,340.10^{-3} \Omega$$

$$B = 3.344,689 K$$

$$hS = 0,830 mW/K$$

$$mc = 9,868 mJ/K$$

Os parâmetros de projeto do medidor, calculados a partir do modelo do modulador sigma-delta térmico são:

$$\begin{aligned}
 T_{S0} &= 80 \text{ }^\circ\text{C} & T_{a0} &= 40 \text{ }^\circ\text{C} \\
 T_{amax} &= 70 \text{ }^\circ\text{C} & T_{amin} &= 10 \text{ }^\circ\text{C} \\
 R_{S0} &= 173,13 \text{ } \Omega & f_B &= 0,389 \text{ Hz} \\
 p &= 0,175 \text{ rad/s} & f_{SA} &= 200 \text{ Hz} \\
 p_{sr} &= 2,718 \text{ rad/s} & T_{SA} &= 5 \times 10^{-3} \text{ s} \\
 f_{sr} &= 0,432 \text{ Hz} & T_{PWM} &= 5 \times 10^{-3} \text{ s}
 \end{aligned}$$

O circuito do modulador sigma-delta térmico implementado é equivalente ao diagrama de blocos apresentado na Figura 4.1. Ele é composto por dois sub-circuitos, um digital e outro analógico.

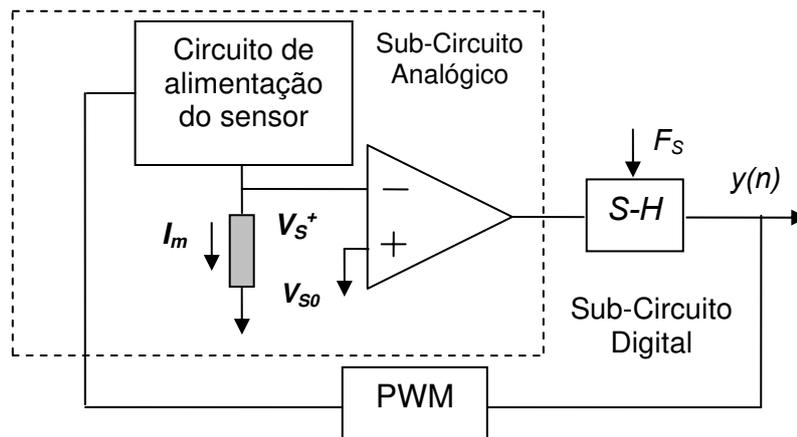


Figura 4.1- Diagrama de blocos do modulador Sigma-Delta térmico implementado.

O circuito analógico é formado por uma fonte de corrente com amplitude I_m , e por um comparador de tensão. O circuito digital implementa um segurador-amostrador, o módulo PWM e a saída do modulador foi enviado ao computador.

Na Figura 4.2 é apresentado o diagrama elétrico do circuito do modulador sigma-delta térmico implementado.

4.2.1 Sub-Circuito Analógico.

O sub-circuito analógico que implementa o modulador sigma-delta térmico é composto por: uma fonte de alimentação de corrente, a qual alimenta o sensor e um comparador de tensão. Os detalhes de projeto deste sub-circuito são apresentados a seguir.

4.2.1.1 Circuito de Alimentação do sensor.

O circuito de alimentação do sensor é composto por uma fonte de corrente ligada a um par diferencial [15]. Ele foi implementado utilizando-se transistores PNP BC557, inversores e por um amplificador operacional LM741. Implementou-se o circuito de acordo com diagrama elétrico apresentado na Figura 4.3.

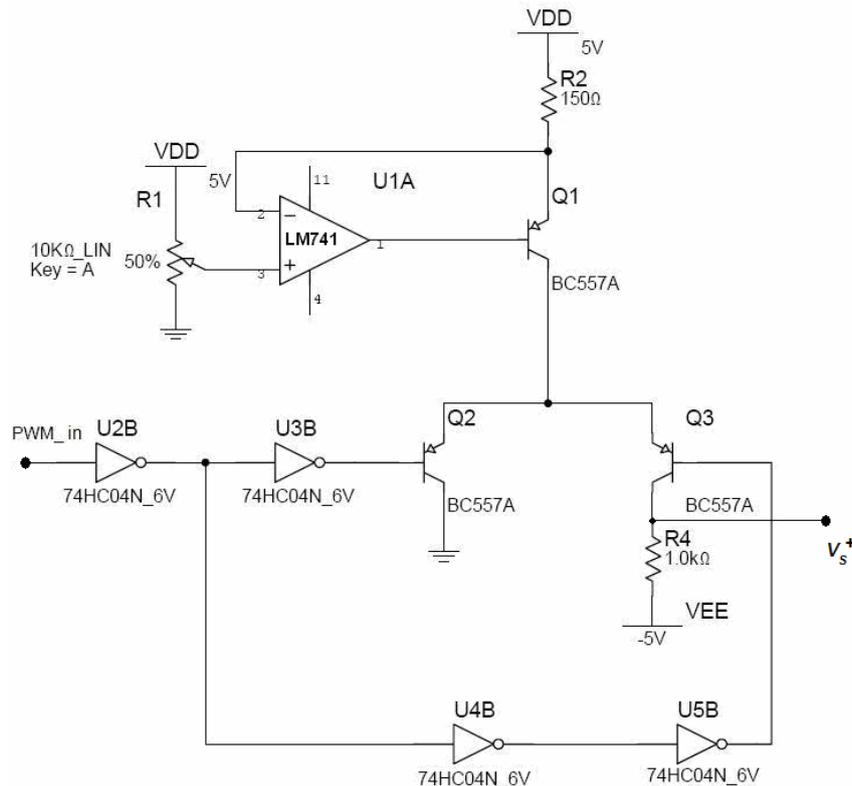


Figura 4.3 - Diagrama elétrico do circuito de alimentação do sensor termo-resistivo (Fonte[15]).

A fonte de corrente fornece ao sensor uma corrente com valor igual à I_m . Essa corrente só percorre o sensor durante o intervalo de tempo em que a tensão na base do transistor Q3 é igual a 0 V.

Para calcular-se o valor da corrente média do modelo de corrente pulsada, utilizou-se o valor da corrente eficaz do sensor, determinada a partir da expressão apresentada no modelo do modulador sigma-delta térmico com corrente contínua.

O valor da corrente foi determinado a partir da expressão 4.1.

$$I_{S0}^2 = \frac{hS}{R_{S0}}(T_{S0} - T_{a0}) \quad (4.1)$$

Os valores de hS , R_{S0} , T_{S0} e T_{a0} são parâmetros de projeto e, são determinados a partir de características do sensor e do ponto de operação do medidor. Substituindo-se os valores de hS , R_{S0} , T_{S0} e T_{a0} na equação 4.1, determinou-se o valor da corrente I_{S0} :

$$I_{S0} = 13,898 \text{ mA}$$

A partir da equação 3.10 determinou-se o valor de I_m :

$$I_m = 19,65 \text{ mA}$$

Admitiu-se para tal cálculo que a largura do pulso de corrente no ponto de operação, δ_{TPWM} , correspondia a 50 % da largura total do pulso PWM, δ .

Para garantir que a corrente fornecida ao sensor tivesse o valor de 19,65 mA determinou-se, inicialmente, a resistência conectada ao coletor do transistor da fonte de corrente, R2. Ajustou-se a tensão V_{ref} para o valor igual a 3 V, e como a corrente I_m deve ser de 19,65 mA, utilizou-se um resistor de 100 Ω para a resistência R2.

O valor da tensão do sensor no ponto de equilíbrio estático teórico é:

$$V_{S0} = R_{S0} \times I_m$$

$$V_{S0} = 173,1288 \times 19,65 \cdot 10^{-3}$$

$$V_{S0} = 3,4 \text{ V}$$

Monitorou-se a tensão no terminal positivo do sensor com o objetivo de verificar se o transistor Q3 estava na região ativa durante o instante de tempo em que havia tensão zero na sua base. Como o valor da tensão no sensor, para o ponto de operação do medidor, foi projetado para $V_{S0} = 3,4$ Volts, calculou-se a tensão no terminal positivo do sensor. Este valor foi de:

$$V_S^+ = -5 + 3,4$$

$$V_S^+ = -1,6 \text{ V}$$

Como este valor de tensão é equivalente ao valor de tensão no coletor do transistor T3, pôde-se verificar se o transistor no qual o sensor estava conectado estaria na região ativa. Considerando que a tensão de emissor para um transistor na região ativa é de 0,6 V, a tensão V_{EC} para o transistor T3 foi de, aproximadamente:

$$V_{EC} = 2,2 \text{ V}$$

Baseado neste valor de tensão pôde-se garantir que o transistor T3 encontrava-se na região ativa e, conseqüentemente, haveria variação da tensão no terminal positivo do sensor sempre que houvesse variação de sua temperatura (resistência).

O sinal que controlava o tempo de condução de cada transistor do par diferencial era o sinal de controle provindo do PWM do circuito digital. No caso, haviam dois sinais diferentes: um com largura de pulso igual a 12,5% do pulso total e outro com largura de pulso igual a 87,5%. Quando a temperatura do sensor era menor que a de operação era aplicado um pulso com largura igual a 87,5% e, caso contrário, o pulso aplicado seria de 12,5%.

Avaliando-se o funcionamento do circuito de alimentação do sensor para o caso em que o valor da temperatura do sensor (T_S) estivesse menor que seu valor de operação (T_{S0}), pôde-se constatar que quando T_S era menor que T_{S0} aplicava-se o sinal com maior largura de pulso. Como o sinal na base do transistor era a

negação do pulso provindo do PWM, garantia-se um maior tempo de condução de corrente no sensor e conseqüentemente o seu aquecimento (Figura 4.4).

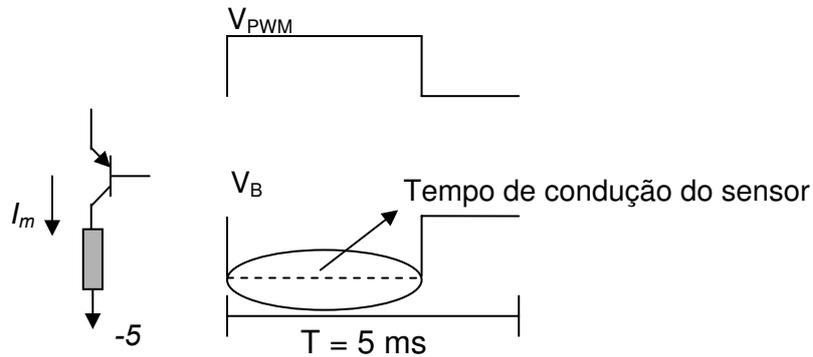


Figura 4.4 - Detalhe do funcionamento do par diferencial do circuito de alimentação do sensor.

Analisando o circuito de alimentação, para o caso em que a temperatura do sensor é maior que a de operação, conclui-se que o tempo de condução de corrente do sensor é pequeno, com relação ao período do sinal PWM, provocando pouca alteração na temperatura do sensor.

4.2.1.2 Comparador.

O comparador utilizado foi implementado com o CI LM311. Este comparava o valor da tensão no terminal positivo do sensor com o valor de tensão do sensor correspondente a sua temperatura no ponto de operação, ou seja, comparava V_S^+ com -1,6 V.

Quando a tensão nos terminais do sensor era maior que -1,6 V a saída do comparador era igual à cinco, e caso contrário era igual a 0 V. Analisado usando a lógica binária, para valores de tensão no sensor maiores que -1,6 V a resposta do comparador era nível lógico '1', enquanto que para valores de tensão no sensor menores que -1,6 V a saída do comparador era nível lógico '0'. Se a saída do comparador estiver em nível lógico um, indica que a temperatura do sensor é menor do que a temperatura de operação do sistema, ou seja, T_s é menor que 80 °C. Logo, a temperatura do sensor deve ser aumentada fornecendo-se o sinal PWM com largura máxima. Caso a resposta do comparador seja igual a nível lógico zero, indica-se que a temperatura do sensor é maior que a temperatura na

qual ele deve ser mantido constante fornecendo-se um sinal PWM com largura mínima, Tabela 4.1.

Tabela 4.1- Funcionamento do Comparador utilizado no modulador sigma-delta térmico.

Tensão no sensor	Temperatura do sensor	Saída do Comparador
$V_S^+ > -1,6 \text{ V}$	$T_S < 80^\circ\text{C}$	5 V
$V_S^+ < -1,6 \text{ V}$	$T_S > 80^\circ\text{C}$	0 V

A saída do comparador foi conectada a entrada digital do microcontrolador PIC para que o sinal do comparador fosse amostrado e, a partir dessas amostras, fosse ativado o sinal de controle do PWM, realimentando o circuito.

4.2.2 Sub-Circuito Digital.

Utilizou-se um microcontrolador da Microchip PIC 16F877 para implementar o sub-circuito digital do modulador sigma-delta térmico. A entrada deste subsistema é o sinal de saída do comparador e suas saídas são: o sinal PWM e a saída serial. O funcionamento do sub-circuito pode ser descrito de acordo com o fluxograma que é apresentado na Figura 4.5.

A entrada do sub-circuito digital é o sinal de saída do comparador, V_{CPS} . O valor de V_{CPS} é adquirido e amostrado após a aplicação, pelo PWM, de um pulso com nível alto com tempo de duração igual a 12,5% do período de sobre-amostragem. Verifica-se se o valor da amostra retida nesse instante é igual à zero e a envia para a saída do modulador para ser armazenado em um buffer e posteriormente transferido para o microcomputador. Se o valor lógico da amostra for igual à zero é aplicado um sinal de nível baixo durante 87,5% do período de sobre-amostragem. Caso V_{CPS} seja igual a 5 V, o tempo de duração do pulso em nível alto será acrescido de 75% do período de sobre-amostragem, provocando um pulso com tempo de duração igual a 87,5% do período do PWM. Cada amostra do sinal de saída do comparador foi mantida até a próxima amostragem e enviada para a saída do modulador. Este procedimento é seguido até que o tempo de aquisição seja igual ao tempo final pré-determinado.

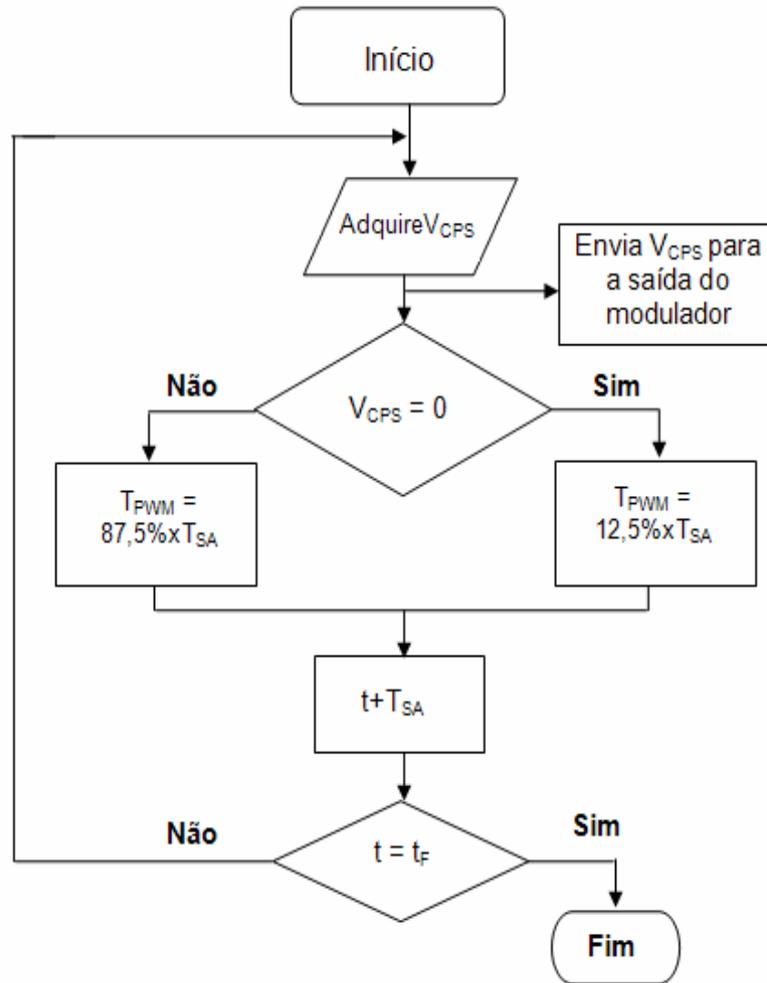


Figura 4.5 – Fluxograma do circuito digital desenvolvido na implementação do modulador sigma-delta térmico.

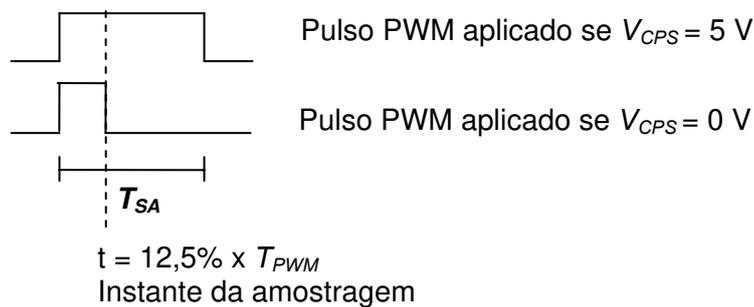


Figura 4.6 - Aquisição do sinal de saída do comparador e ação para cada valor adquirido.

Enviou-se o valor da saída amostrada do modulador ao computador utilizando-se uma interface serial.

Como o nível de tensão da saída serial do microcontrolador é baixo, utilizou-se o CI MAX232 para fazer a interface entre o PIC e a serial do computador, já que a tensão tem um nível mais alto na saída do pino de transmissão do componente. O dado enviado ao computador foi em forma de palavra de dados de 8 bits, ou seja, a informação contida em cada bit de saída do modulador era enviada em uma palavra de 8 bits, conforme o que é apresentado no Tabela 4.2.

Tabela 4. 2 - Bits de saída do modulador, enviados via porta serial.

V_{CPS}	Palavra de bits enviados
0	0000 0000
1	0000 0001

A aquisição dos bytes contendo os valores da saída do comparador V_{CPS} foi realizada utilizando-se uma rotina escrita no Matlab 7.0 (Programa 5).

4.3 Estudo de Caso.

Para validar experimentalmente a arquitetura do modulador sigma-delta térmico como termômetro, realizou-se um ensaio no qual o sensor foi submetido a variações de temperatura (resfriamento livre da temperatura da estufa), dentro da faixa para qual o medidor foi projetado.

Os equipamentos utilizados nos experimentos realizados, para adquirir as informações relativas à temperatura estimada pelo modulador térmico, foram: circuito do modulador sigma-delta térmico, computador, termômetro comercial, estufa e osciloscópio.

Os equipamentos utilizados no ensaio foram dispostos da forma como é apresentado na Figura 4.7.

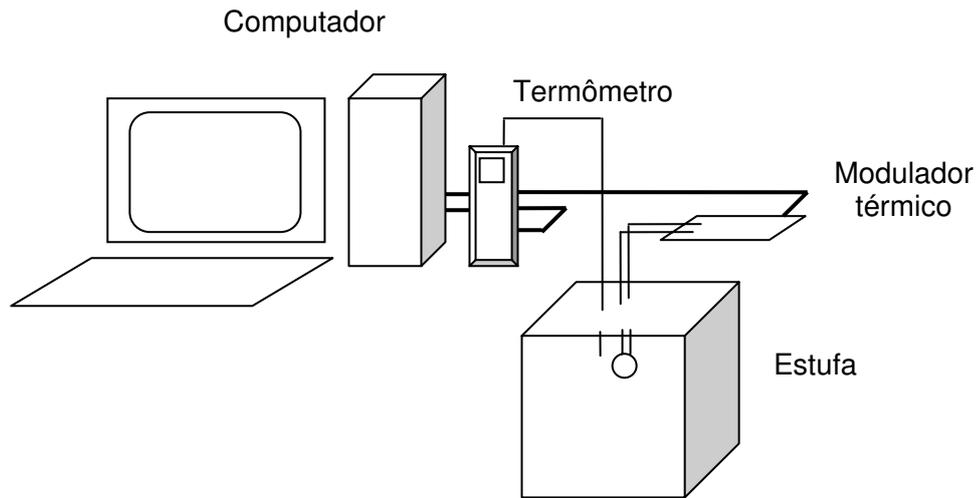


Figura 4.7 – Esquema de montagem do ensaio realizado para validação do modulador sigma-delta térmico.

Antes de iniciar o ensaio aumentou-se a temperatura da estufa até que esta atingisse um valor igual ou superior a 70°C , que é temperatura máxima para a qual o medidor foi projetado. Quando a temperatura da estufa atingiu este valor, ela foi desligada e deixou-se que a temperatura em seu interior fosse baixando naturalmente. Neste experimento foi inserida uma grande inércia térmica no interior da estufa para que a temperatura em seu interior diminuísse lentamente até atingir o valor da temperatura ambiente.

Foram colocados no interior da estufa um sensor do tipo termo-par ligado a um termômetro comercial (exterior a estufa) e o sensor termo-resistivo objeto desse trabalho (o circuito do modulador sigma delta também estava fora da estufa). O termômetro comercial (tipo TD-990, da ICEL) foi usado como referência para a temperatura no interior da estufa e, considerou-se que as temperaturas dos sensores dentro da estufa eram iguais.

Os dados referentes às temperaturas medidas pelo termômetro e estimadas a partir do modulador sigma-delta foram adquiridos para a faixa de temperatura de 55°C a 40°C . Usou-se comunicação serial entre o computador e os instrumentos de medição (inclusive com o modulador sigma-delta) durante a aquisição dos dados. Estes bits foram adquiridos durante o período de tempo igual à uma hora e passado este tempo os dados foram salvos em um arquivo .MAT.

A frequência de amostragem usada no modulador sigma delta foi de 200 Hz, com uma taxa de sobre-amostragem de 256, o que dá uma taxa de amostragem, depois do processo de dizimação, de 0,78 Hz. A resolução final de cada amostra era de 7 bits. O processo de dizimação foi implementado com dois filtros passa-baixas digitais (um do tipo Comb de segunda ordem e um outro tipo FIR de com frequência de corte de 0,35 Hz).

Os resultados obtidos após filtragem do sinal adquirido no ensaio descrito nesta seção são apresentados na seção 4.2.

4.3.1 Resultados e Discussões.

No experimento realizado, com a finalidade de validar a arquitetura, a aquisição dos sinais de temperatura de referência e estimada pelo modulador sigma-delta térmico foram feitas utilizando-se o programa do termômetro comercial e um programa desenvolvido no Matlab, respectivamente. As aquisições dos dados do modulador foram realizadas quando a temperatura no interior da estufa estava entre 55°C a 40 °C em resfriamento livre. O intervalo de tempo de aquisição foi de 1 hora.

O gráfico da temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus temperatura de referência é apresentado na Figura 4.8.

Observando a Figura 4.8, verifica-se que a relação entre a estimação realizada pelo modulador sigma-delta térmico e a temperatura de referência é linear. Entretanto, a tangente do ângulo formado pela curva e o eixo das abscissas é diferente de um, ou seja, é necessário fazer a calibração do medidor de temperatura implementado.

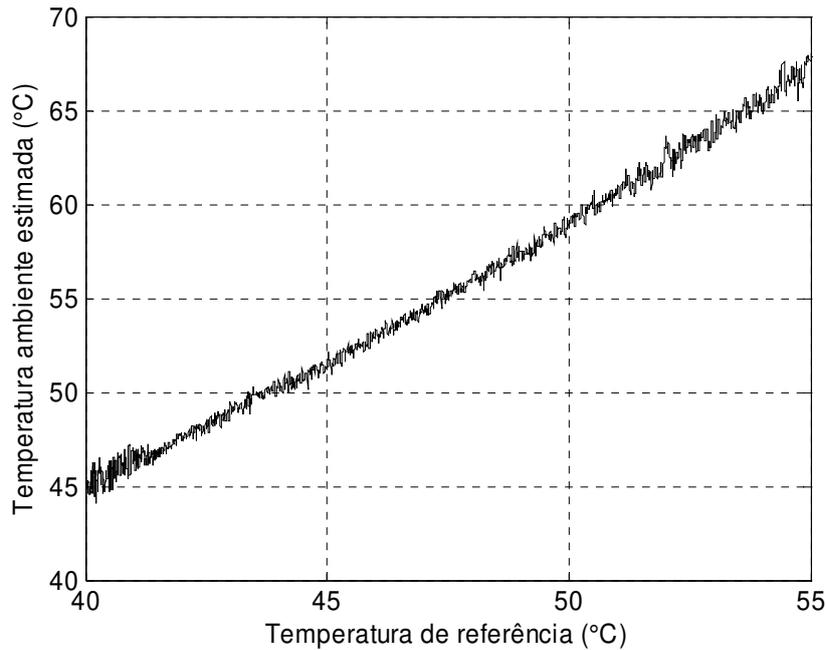


Figura 4.8-Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência.

A calibração do modulador sigma-delta térmico foi feita utilizando-se a curva aproximada da resposta do termômetro de referência e a curva aproximada da resposta do modulador sigma-delta térmico. Determinou-se a curva aproximada da leitura feita a partir do termômetro comercial e do modulador sigma-delta térmico utilizando o programa de ajustes de curvas, cuja curva aproximada é composta pela soma de exponenciais. A partir destas curvas foi possível calcular, ponto a ponto, a diferença entre elas, e compor o vetor de desvio de temperatura. Em seguida, determinou-se a diferença entre a temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico e o vetor desvio de temperatura, realizando-se assim a calibração da resposta do medidor de temperatura.

O gráfico da temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus temperatura de referência, após a calibração, é apresentado na Figura 4.9.

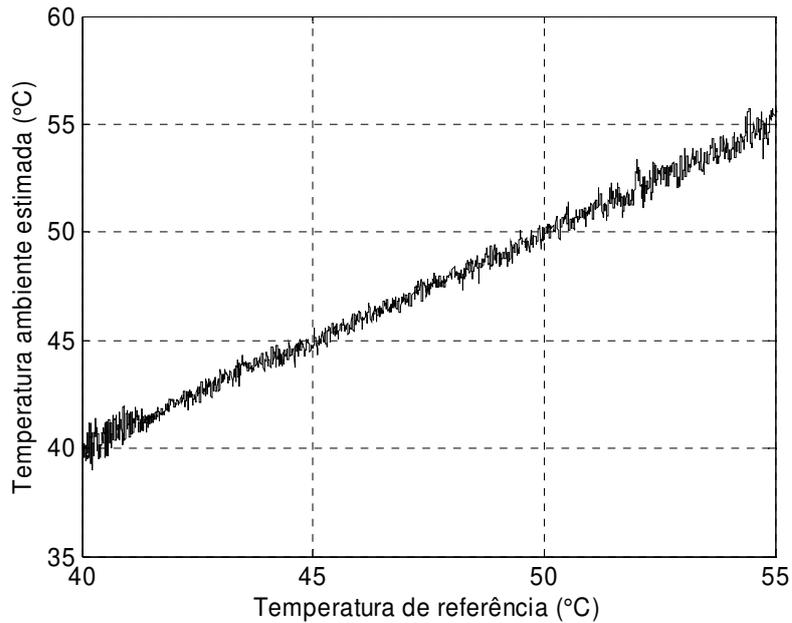


Figura 4.9-Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência, após calibração.

Analisando a Figura 4.9, pode-se concluir que os valores de temperatura estimados pelo modulador sigma-delta térmico são próximos dos valores da temperatura de referência. Entretanto, a influência do ruído ainda é significativa. A curva do Erro absoluto versus Temperatura de referência é apresentada na Figura 4.10.

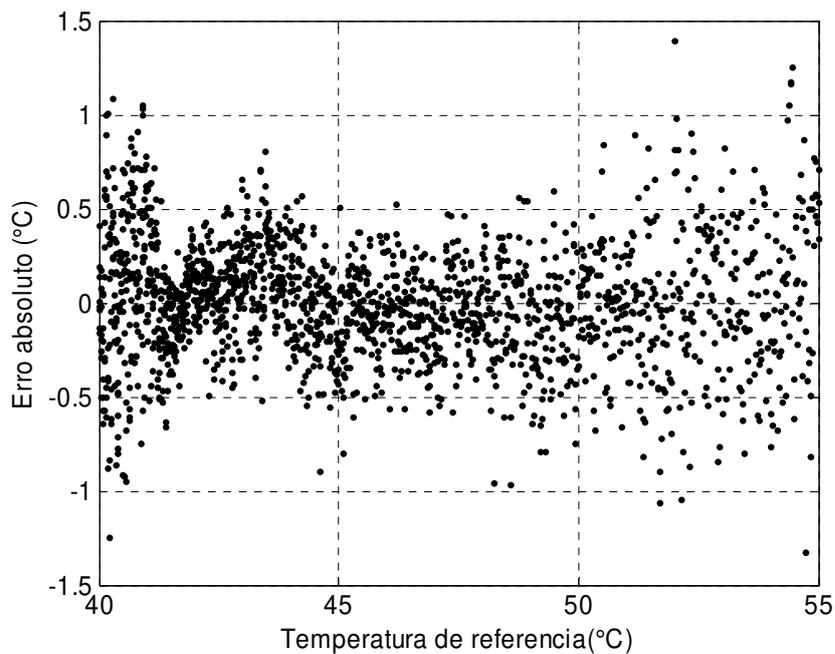


Figura 4.10-Erro absoluto versus Temperatura de referência.

A partir da Figura 4.10, pode-se ver que a influência do erro é maior quando a temperatura de referência se aproxima de 40°C, e que o valor máximo do erro não ultrapassa 1,5 °C. O erro médio positivo é de 0,251 °C e o erro médio negativo é de -0,246 °C.

O sinal da temperatura estimada do modulador sigma-delta térmico foi filtrado com o objetivo de se reduzir o ruído apresentado na estimação. Foi utilizado um filtro passa-baixas de primeira ordem na filtragem deste sinal. A curva Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência após calibração e filtragem, é mostrada na Figura 4.11.

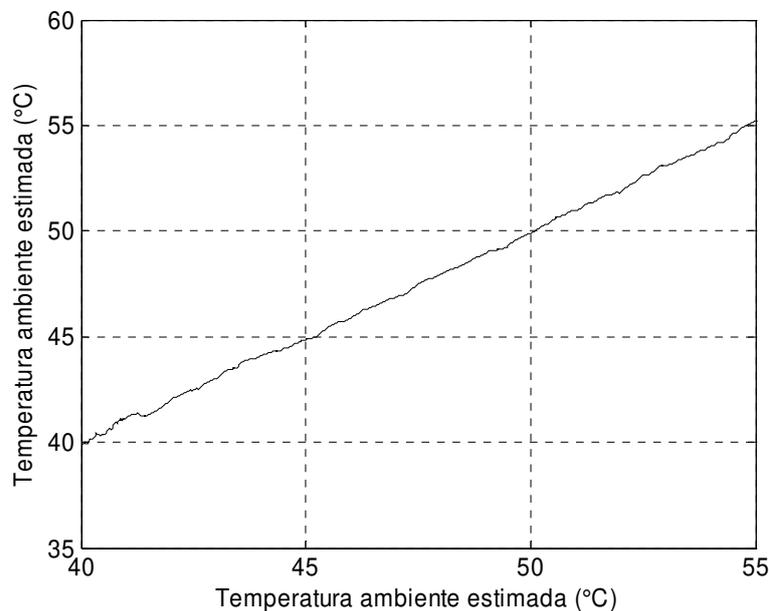


Figura 4.11-Temperatura estimada pelo modulador sigma-delta térmico versus Temperatura de referência após calibração e filtragem.

Observa-se que após a filtragem o ruído apresentado na resposta do modulador sigma-delta térmico é reduzido. Com o objetivo de verificar a influência da redução do ruído após filtragem, foi determinado o erro absoluto da estimação. O erro absoluto de estimação calculado a partir da resposta do modulador sigma-delta térmico calibrado e filtrado é apresentado na Figura 4.12.

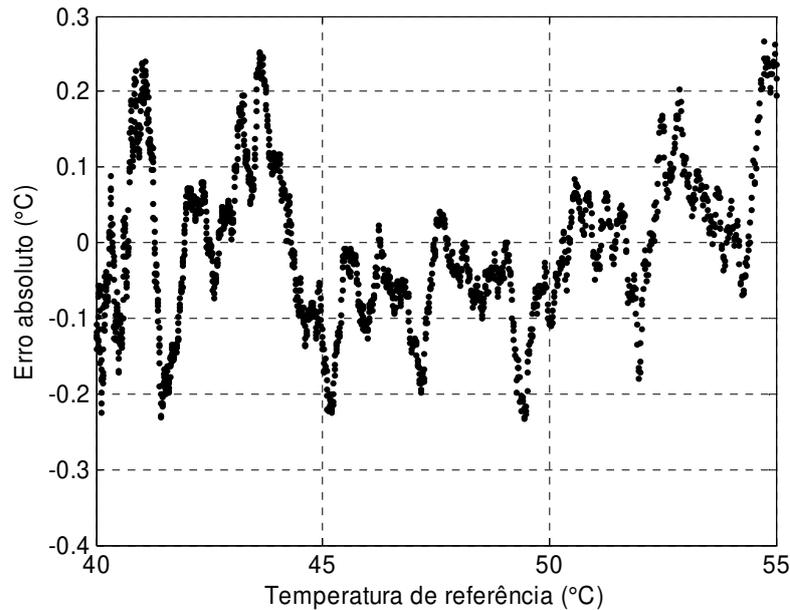


Figura 4.12-Erro absoluto versus Temperatura de referência, após filtragem.

Ao se avaliar a Figura 4.12, pode-se verificar que o valor máximo do erro absoluto, após a filtragem, é $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ e que o erro médio positivo é de $0,09\text{ }^{\circ}\text{C}$ e o erro médio negativo é de $-0,083\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Apesar do erro apresentado pelo sistema após filtragem ter sido reduzido, verifica-se que o ruído apresentado pela estimação feita pelo modulador sigma-delta térmico implementado como termômetro é alto, reduzindo sua resolução. Entretanto, o objetivo do trabalho foi atingido, que era validar a metodologia de projeto do medidor utilizando um modulador sigma-delta mono-bit de primeira ordem com sensor termo-resistivo.

4.4 Considerações finais.

Neste capítulo foi apresentado o circuito que implementou o modulador sigma-delta térmico. A descrição do circuito foi feita separadamente. Inicialmente foi descrito o circuito analógico e em seguida o circuito digital. Apresentaram-se, também, os procedimentos seguidos durante o ensaio realizado para validação da arquitetura e os resultados adquiridos a partir deste ensaio.

Capítulo 5

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

5.1 Conclusões.

Foi simulado o modelo matemático do modulador sigma-delta térmico com corrente pulsada, como termômetro, utilizando-se as características do sensor que se pretendia usar no projeto de implementação do medidor. Observou-se por simulação, que era possível implementar o medidor de temperatura utilizando-se o sensor NTC escolhido e caracterizado.

Foi implementado um conversor A/D sigma-delta com sensor termoresistivo aplicado à medição de temperatura. O medidor implementado fornece o valor estimado da grandeza física medida em forma de sinal digital. A metodologia utilizada na sua implementação pode ser empregada no desenvolvimento de medidores de radiação solar e velocidade de fluidos.

O objetivo da implementação da arquitetura foi à validação da metodologia de projeto do modulador sigma-delta térmico como termômetro. A arquitetura foi validada com resultados experimentais obtidos a partir de experimento realizado com o medidor. A resolução obtida na resposta do modulador sigma-delta térmico foi baixa. Entretanto, pode ser melhorada com a continuação do trabalho.

5.2 Propostas de Trabalhos Futuros.

A partir do projeto desenvolvido é possível fazer algumas considerações com relação aos possíveis trabalhos futuros a partir da arquitetura apresentada e validada.

Neste trabalho foi desenvolvido o projeto do modulador sigma-delta térmico aplicado à medição de temperatura. Entretanto, é necessário o desenvolvimento do bloco de filtragem. Propõe-se como um dos possíveis trabalhos futuros o estudo das estruturas de filtros utilizados em conversores A/D sigma-delta, e a implementação de um dos filtros estudados cujas características possibilitem uma melhor resposta do medidor apresentado.

No trabalho foi implementado um modulador mono-bit de primeira ordem. Sugere-se o desenvolvimento de medidores utilizando arquiteturas com ordem maior ou igual a dois.

Como outra possibilidade de trabalho a ser desenvolvido, propõe-se o estudo das imperfeições do circuito, por exemplo: o estudo da influência da tensão de desvio na resposta do medidor, a corrente de polarização do amplificador operacional, e etc.

Neste trabalho desenvolveu-se o medidor de temperatura. Entretanto, ainda não se validou o circuito operando como medidor de radiação solar e velocidade de fluidos. Propõe-se a implementação do medidor de radiação e velocidade de fluidos e a partir dos circuitos implementados o estudo dessas arquiteturas de medição com compensação da temperatura ambiente.

No projeto desenvolvido utilizou-se um termistor. Sugere-se o estudo do desempenho desta arquitetura de medição implementando-a com sensores de estruturas físicas diferentes, usando-se sensores termo-resistivos metálicos, termistores e micro-sensores.

Anexo I

Revisão sobre Conversores A/D Sigma-Delta mono-bit de primeira ordem.

AI.1 Introdução

Os circuitos que convertem sinais analógicos para digitais são chamados de conversores A/D. As principais características que diferenciam as diversas arquiteturas de conversores existentes, entre si, são: a resolução, a faixa de frequências nas quais são capazes de trabalhar e a potência de dissipação do circuito do conversor [33].

A utilização de sinais no domínio digital tornou-se muito freqüente, a despeito do fato que todos os sinais provindos do mundo real sejam analógicos. Esta freqüente utilização se deve ao fato de os sinais digitais apresentarem algumas vantagens com relação aos sinais analógicos, dentre elas pode-se citar: alta relação sinal/ruído, facilidade da transmissão, armazenamento e processamento dos sinais digitalizados [34].

Dentre os diversos tipos de conversores destacam-se os conversores A/D sigma-delta por possibilitar uma alta resolução com baixa complexidade de circuito e um tempo de conversão médio. Enfatiza-se este tipo de conversor, em especial o conversor sigma-delta mono-bit de primeira ordem, já que o modulador que compõe sua estrutura é utilizado no desenvolvimento do projeto apresentado nesta dissertação.

AI.2 Conceitos Introdutórios.

O processo de conversão de um sinal analógico para um sinal digital é realizado, separadamente, em duas etapas: a amostragem e a quantização, conforme é apresentado na Figura AI.1.

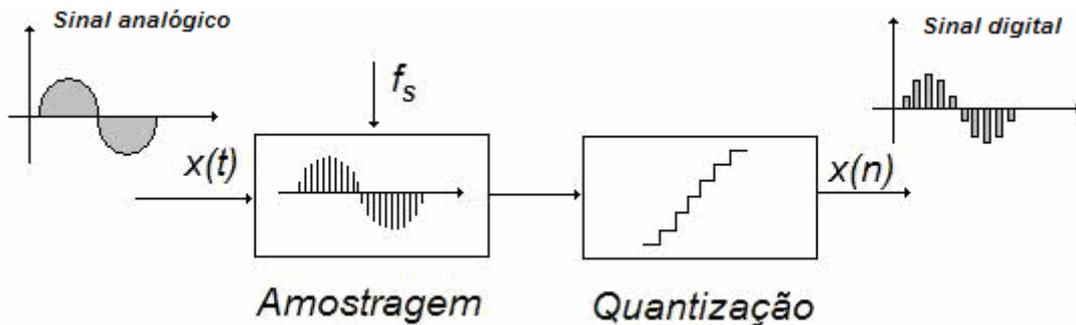


Figura AI.1 – Diagrama de blocos das etapas de conversão de um sinal analógico para digital.

No processo de amostragem, são recolhidas informações relativas à amplitude do sinal analógico (amostras) em intervalos de tempo equivalentes, denominados de período de amostragem (T_s) (Figura AI.2). De acordo com o Teorema de Nyquist, a quantidade de amostras recolhidas por segundo, frequência de amostragem ($f_s = 1/T_s$), deve ser igual ou maior que o dobro da maior frequência do sinal a ser amostrado [33,34].

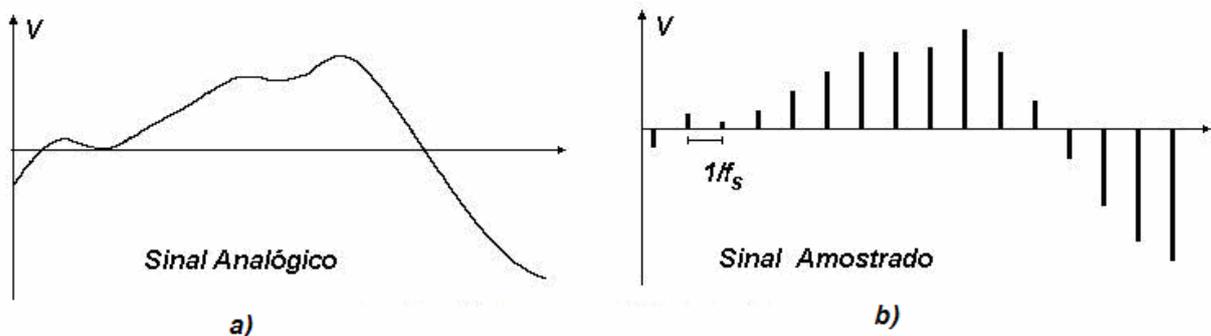


Figura AI.2 – Processo de amostragem de um sinal : a) sinal contínuo no tempo ; b) sinal amostrado.

O efeito da amostragem, no domínio da freqüência, é a criação de versões repetidas do sinal centradas em freqüências múltiplas da freqüência de amostragem, de acordo com o que é apresentado na Figura A1.3 [33].

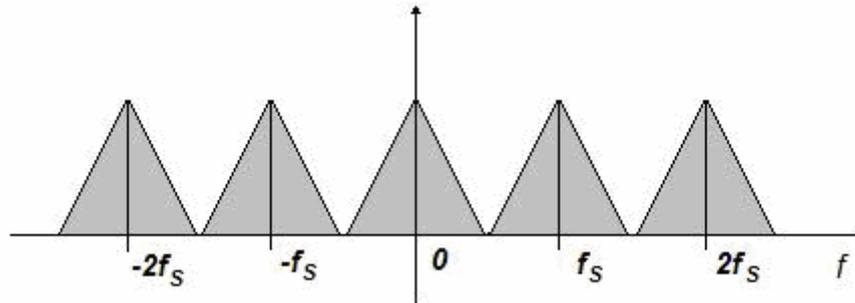


Figura A1.3 – Efeito da amostragem no domínio da freqüência.

Quando a freqüência de amostragem é menor que a freqüência de Nyquist haverá perda na integridade do sinal amostrado durante sua recuperação, efeito este conhecido como recobrimento (*aliasing*) [33].

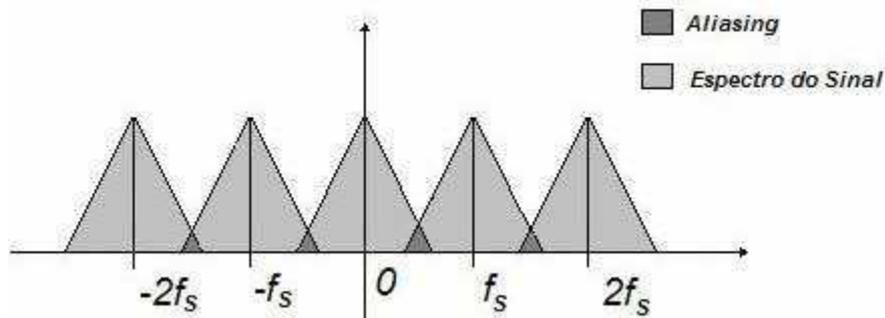


Figura A1.4 – Efeito da amostragem, no domínio da freqüência, para f_s menor que a freqüência Nyquist.

Existem conversores cuja freqüência de amostragem utilizada é muito maior que a freqüência de Nyquist, isto é, $f_s \gg 2f_B$. Este processo é conhecido como sobre-amostragem. Um dos efeitos da sobre-amostragem nos conversores A/D é a redução da influência do ruído inserido no processo seguinte ao da amostragem, ou seja, no processo de quantização. Isto é, a mesma potência do ruído é distribuída numa banda espectral bem maior que f_B , restando apenas uma fração desta potência no interior da banda do sinal, como é ilustrado na Figura A1.5 [33].

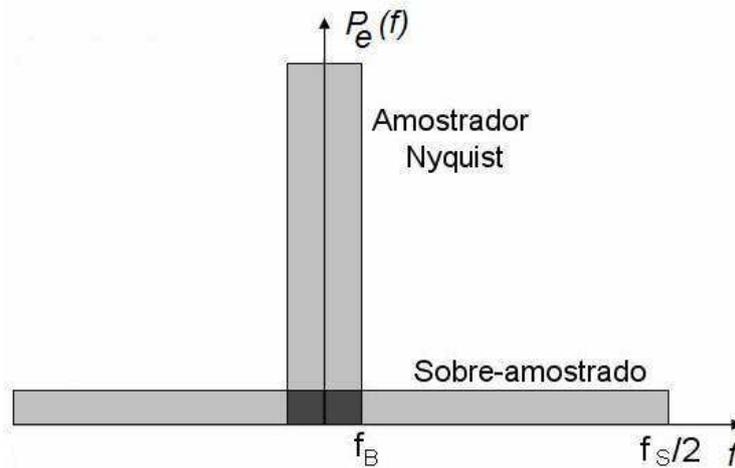


Figura A1.5 – Densidade espectral de potência para amostradores Nyquist e sobre-amostrados.

A amostragem no tempo é um processo reversível, ou seja, todas as informações contidas no sinal amostrado são perfeitamente recuperadas quando obedecido o Teorema de Nyquist.

No processo de quantização, as amostras do sinal são quantizadas em valores finitos de amplitude. A quantização, diferentemente da amostragem, é um processo irreversível, uma vez que mapeia um número infinito de valores de amplitude analógica em um número finito de valores de amplitude discreta. A saída de um quantizador é, usualmente, representada por uma palavra de bits digital [33,34].

Um quantizador com Q níveis de saída é usualmente caracterizado como tendo N bits de resolução, em que:

$$N = \log_2(Q) \quad (\text{A1.1})$$

Desta forma, deve-se escolher uma potência de dois como valor de Q para que N seja um número inteiro. Se V é a amplitude máxima do sinal de saída, somente os valores de entrada separados de, no mínimo, $\Delta = 2V/(Q-1)$ podem ser distinguidos dois níveis diferentes (Figura A1.6) [33].

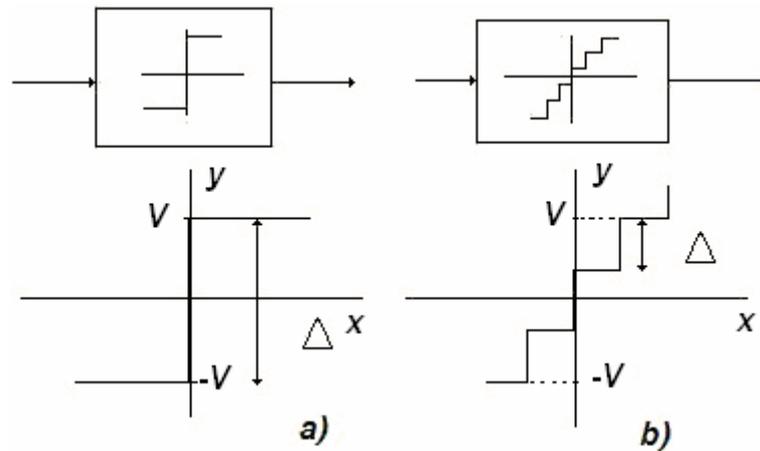
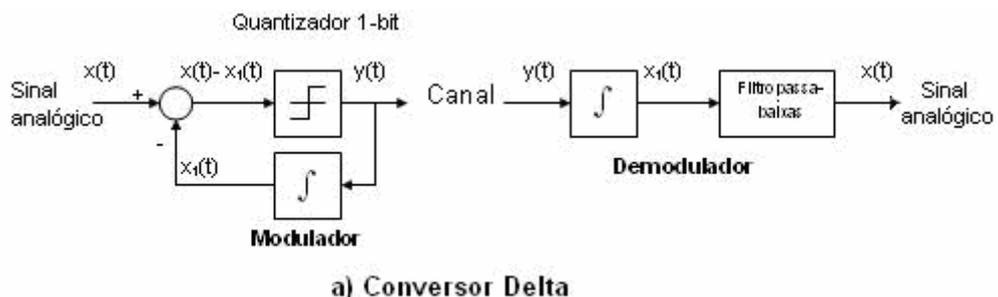


Figura A1.6 – Quantizadores :a) mobo-bit ; b) multi-bits.

Após a quantização utilizam-se filtros digitais para recuperar o sinal, agora na forma digital, e para reduzir o erro que é inserido neste processo.

A1.3 Conversores A/D Sigma-Delta.

O conversor A/D sigma-delta foi estruturado a partir de um conversor delta. Os conversores delta utilizam um quantizador no caminho direto entre a entrada do sinal, $x(t)$, e a saída deste, $y(t)$, e um integrador na malha de realimentação do seu modulador (Figura A1.7a). Enquanto que o conversor A/D sigma-delta possui um integrador no caminho direto da malha do modulador delta (Figura A1.7b). Supondo-se que a integração é uma operação linear pode-se fazer uma alteração na estrutura do modulador delta, inserir um integrador no modulador, sem alterar o sistema. Esta arquitetura foi chamada de sigma-delta devido ao fato de se inserir o integrador, sigma, antes do modulador delta [34].



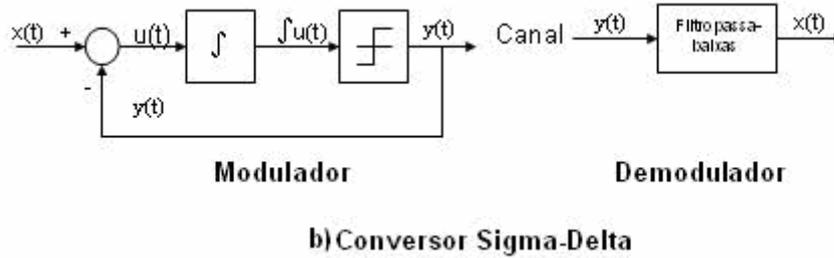


Figura A1.7 - Diagrama contendo conversor Delta (a), e o conversor Sigma-Delta (b).

O conversor A/D sigma-delta mono-bit é composto por um modulador sigma-delta e por filtros digitais, como é mostrado na Figura A1.8. No modulador sigma-delta é feita à sobre-amostragem e a quantização do sinal a ser convertido.

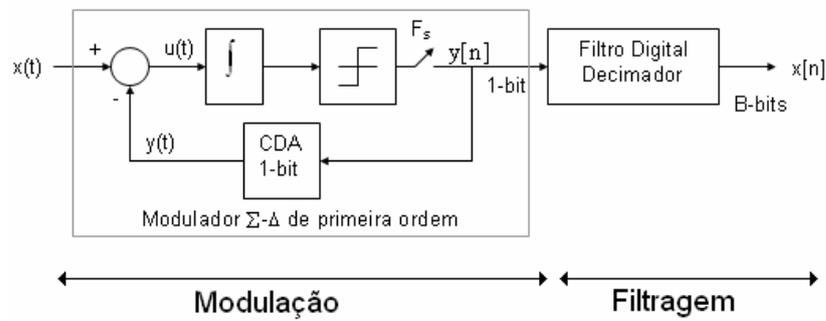


Figura A1.8 - Conversor Sigma-Delta mono-bit de 1º ordem.

A saída do modulador é um trem de bits formada por “zeros” e “uns” e a densidade espectral de potência transfere uma boa parte do ruído de quantização para frequências muito maiores que a frequência útil do sinal. Assim, após um processo de filtragem, pode-se eliminar esse ruído das altas frequências e se obter um sinal com resolução maior do que a do conversor A/D de 1 bit. Quanto maior for à relação entre a frequência de sobre-amostragem e a frequência de Nysquist maior é o número de bits que se ganha com esse processo. Com isso, acaba-se trocando velocidade por resolução.

Como há um grande numero de “zeros” e “uns” devido à alta frequência de sobre amostragem, o filtro utilizado para reduzir o ruído nas altas frequências também reduz o número de amostras vindas da saída do modulador, processo este conhecido como dizimação [32].

No modulador sigma-delta, que compõe o conversor apresentado, a distribuição da densidade espectral de potência do ruído de quantização é

equivalente à resposta em frequência de um filtro passa-altas. Pode-se provar tal afirmação, a partir da função de transferência do erro de quantização [33].

Analisando o diagrama de blocos do modulador sigma-delta no domínio s apresentado na Figura A1.9, é possível determinar as funções de transferência do sistema e avaliar a resposta em frequência do conversor. O diagrama de blocos, no domínio da frequência, é composto por: duas entradas, o erro de quantização ($E(s)$) e o sinal a ser convertido ($X(s)$); um integrador; e uma saída ($Y(s)$), que é o sinal modulado.

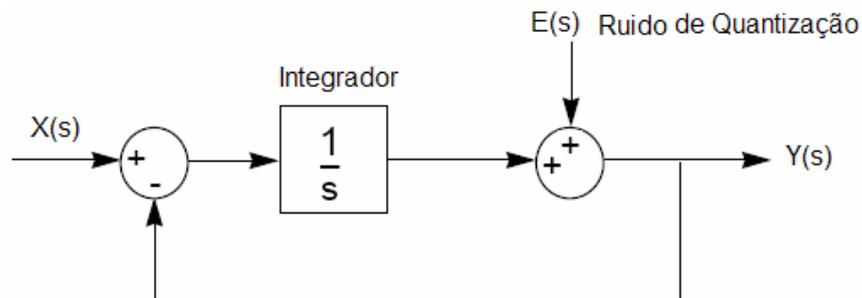


Figura A1.9 – Diagrama de Blocos do modulador Sigma-Delta.

As funções de transferência da saída do modulador com relação à entrada do sistema e com relação ao erro de quantização são, respectivamente:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{s+1} \quad (\text{A1.2})$$

e,

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{s}{s+1} \quad (\text{A1.3})$$

A Equação A1.3 corresponde à relação entre a saída do modulador em relação ao erro de quantização. Esta expressão é equivalente à função de transferência de um filtro passa-altas. Pode-se constatar, a partir desta equação, que a influência do ruído de quantização na faixa de frequência do sinal a ser convertido é bastante atenuada. Isto se dá devido ao fato do espectro do ruído de quantização se distribuir além da frequência de corte do sistema, que no caso é a frequência de banda do sinal a ser digitalizado (Figura A1.10). Por esse motivo, se diz que o conversor A/D Sigma-Delta realiza a modelagem do ruído ao longo de

todo o espectro de freqüências, sendo que o ruído é atenuado na banda de interesse do sinal processado e amplificado fora da banda de freqüência.

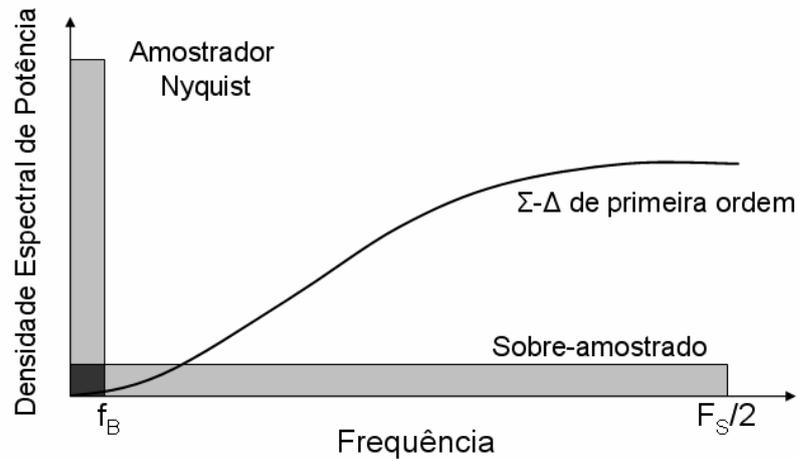


Figura A1.10 - Espectro do ruído de quantização.

Um dos parâmetros que caracteriza os conversores A/D é a relação sinal ruído (SNR - *Signal Noise Ratio*). Ela é definida como a relação entre a potência do sinal e a potência do ruído de quantização na saída do filtro digital. Pode-se determinar o valor da SNR, em dB, a partir da equação [33]:

$$SNR = 10 \log \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{ey}^2} = 10 \log \sigma_x^2 - 10 \log \sigma_e^2 - 10 \log \left(\frac{\pi^2}{3} \right) + 30 \log \left(\frac{f_s}{2f_B} \right) \quad (A1.4)$$

Em que,

- σ_x É a potência do sinal de entrada do modulador
- σ_e É a potência do ruído de quantização na saída do modulador.
- σ_{ey} É a potência do ruído de quantização na saída do filtro digital.

Se a razão entre a freqüência de sobre-amostragem do sistema e a freqüência de Nyquist, razão de sobre-amostragem (*OSR*), for expressa por $\frac{f_s}{2f_B} = 2^r$, então a relação sinal ruído para o conversor sigma-delta mono-bit de primeira ordem pode ser determinada a partir de:

$$SNR = 10\log\sigma_x^2 - 10\log\sigma_e^2 - 10\log\left(\frac{\pi^2}{3}\right) + 9,03r \quad (A1.5)$$

Verifica-se, a partir da Equação A1.5, que para cada vez que se dobra a razão de sobre-amostragem, a SNR melhora em 9,03 dB, que é a um acréscimo de 1,5 bits na resolução do conversor [33].

Para que o sinal a ser convertido seja reconstruído sem distorção é necessário que ele seja amostrado com uma taxa de amostragem equivalente a duas vezes maior que sua frequência de banda (Teorema de Nyquist). Entretanto, como no modulador sigma-delta o sinal é grosseiramente sobre-modulado, com o objetivo de reduzir o ruído de quantização, são gerados dados que se tornam redundantes e que podem ser eliminados sem influenciar na desempenho do modulador. As funções dos filtros utilizados na saída do modulador sigma-delta, são as de reduzir a quantidade de amostras provindas do modulador (dizimação) e fornecer a seletividade necessária para a banda de passagem do sinal amostrado.

O processo de dizimação é realizado, geralmente, em duas etapas (Figura A1.11). Na primeira, a quantidade de amostras provindas do modulador sigma-delta é reduzida por um fator N , em que N é uma potência de dois, bem maior que M . E na segunda, a quantidade de amostras é reduzida por um fator M , e o filtro utilizado nesta etapa além de reduzir a frequência de amostragem para a frequência de Nyquist têm as características desejadas para atenuação na banda de parada e ondulação na banda de rejeição [34].

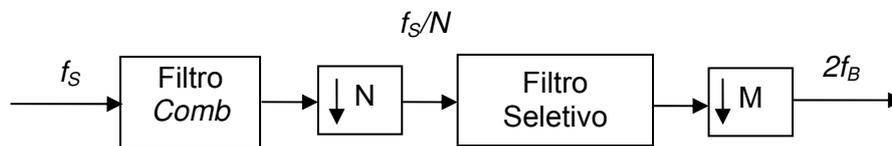


Figura A1.11- Diagrama de blocos referente ao processo de filtragem digital em um conversor A/D sigma-delta.

O filtro *Comb* é um filtro digital do tipo FIR bastante utilizado no processo de dizimação. Isto se dá devido ao fato dele apresentar todos os coeficientes da

sua função de transferência iguais a um, tornando a sua estrutura simples econômica por não haver a necessidade de se utilizar multiplicadores [34].

A função de transferência de um filtro *Comb* é [34]:

$$H(z) = \frac{1}{N} \left(\frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \right)^k \quad (\text{AI.6})$$

Em quem, N é o fator de dizimação do filtro e k a ordem do filtro a ser implementado.

Para um modulador sigma-delta de ordem K , em que $K \geq 1$, utiliza-se um filtro *Comb* de ordem $K+1$ [37].

O filtro seletivo em frequência normalmente é implementando utilizando-se filtros digitais do tipo FIR ou IIR (*Infinite Impulse Reponse*). A escolha de qual filtro utilizar vai depender da resposta desejada com relação a ripple na banda de passagem e de atenuação, atenuação na faixa de transição, em fase e etc.

Anexo II

Características gerais do microcontrolador PIC 16F877.

All.1 Introdução

No desenvolvimento deste trabalho foi utilizado o microcontrolador da Microchip da família PIC, o PIC16F877. Este microcontrolador foi utilizado para implementar uma parte do circuito de medição apresentado nesta dissertação, parte esta relativa ao sub-circuito digital. Neste apêndice são apresentadas informações sobre a estrutura geral deste microcontrolador.

Os microcontroladores são dispositivos eletrônicos que têm integrado em uma única pastilha uma CPU (unidade central de processamento), memória de acesso aleatório (RAM, EPROM, EEPROM, PROM), memórias somente de leitura, entradas saídas e Controladores de Interrupção. Uma das características mais importantes destes dispositivos é o fato deles serem programáveis. Ou seja, antes do surgimento destes dispositivos os circuitos digitais eram implementados utilizando-se componentes discretos e qualquer alteração que se fosse fazer ao circuito ele deveria ser re-projetado. Com o advento desta tecnologia a utilização de circuitos discretos tornou-se muito mais viável.

All.2 Arquitetura do PIC 16F877.

Os microcontroladores da série PIC possuem somente 35 instruções (RISC – *Reduced Instruction Set Computer*) em que cada uma ocupa uma palavra de 14 bits.

Sua concepção é baseada na arquitetura Harvard, possuindo espaços de memória separados para dados e instruções. Possibilitando um rápido processamento das informações.

O PIC possui as seguintes características:

1. Palavra de dados de 8bits.
2. Palavra de instruções de 14 bits.
3. Pilha com 8 níveis.
4. Endereçamento com modo direto, indireto e relativo.
5. Quinze pinos de interrupção:
 1. Sinal externo no terminal 6 (RB0/INT)
 2. Estouro do temporizador externo TMR0
 3. Mudança no nível dos terminais 13 a 10 (RB7:RB4)
 4. Fim de gravação na EEPROM
 5. Interrupção ligada à porta paralela
 6. Interrupção do conversor AD
 7. Interrupção do PWM
 8. Interrupção leitura interface serial
 9. Interrupção escrita interface serial
 10. Interrupção timer 0
 11. Interrupção timer 1

12. Interrupção timer 2

6. Programa gravado em EEPROM, com até 1.000.000 de ciclos de apagamento e escrita, com retenção garantida por mais de 40 anos.
7. Trinta e três terminais de Entrada e Saída, com controle individual por terminal. Capacidade de manipulação de corrente de 25 mA atuando como dreno e 20 mA atuando como fonte.
8. Dois temporizadores de oito bits programável, com pré-divisor também programável de oito bits.
9. Um temporizador de 16 bits.
10. Sistema de proteção de código na EEPROM.
11. Operação em tensões desde 2 a 6 Volts, com consumo de corrente típico em torno de 2 mA.
12. Memória RAM interna de 368 bytes, juntamente com uma área de EEPROM para dados de 256bytes

O PIC 16F877 utilizado no projeto foi o com encapsulamento PDIP com 40 pinos. A definição dos terminais é apresentada na Figura All.1.

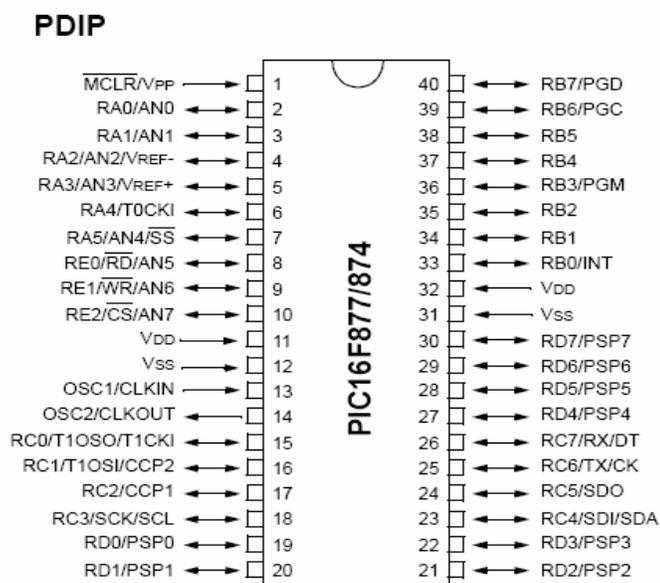


Figura All.1 – Diagrama de pinos do PIC 16F877(Fonte[38]).

Cada pino tem nomenclatura própria e de forma mnemônica, sendo relacionada à nomenclatura com a função de cada um deles.

A estrutura interna do PIC 16F877 é semelhante à de outros microcontroladores simples. Pode-se constatar a partir da Figura AII.2 que ele apresenta uma ULA (*Unidade Lógica Aritmética*) em seu centro, que está ligada a ao registrador Work. A memória deste PIC é dividida em duas partes: a memória de programa (FLASH) e a memória de dados (RAM). Complementando sua estrutura ainda existem os periféricos (módulos de comunicação serial, módulos CCP e um conjunto de PORTS). O circuito interno do PIC 16F877 é apresentado na Figura AII.2.

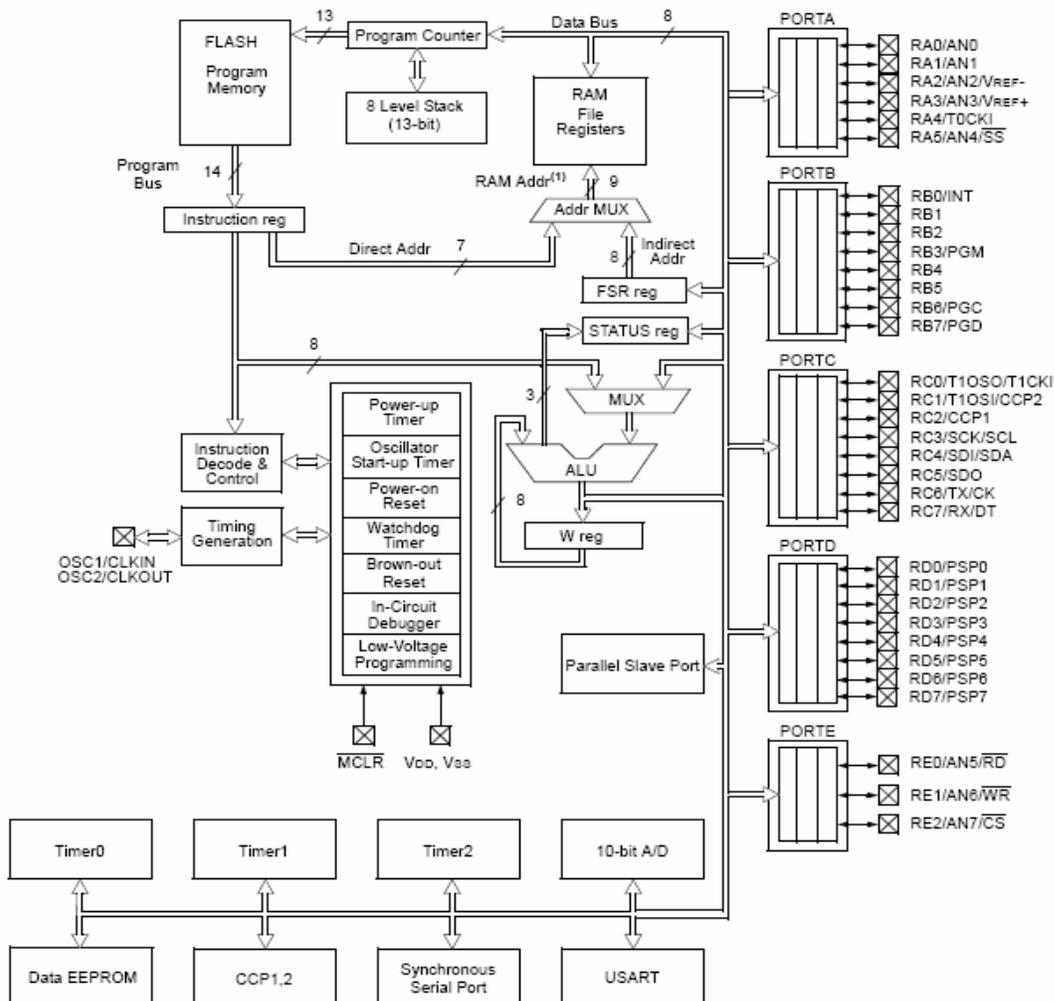


Figura AII.2 – Circuito interno do PIC 16F877(Fonte[38]).

Clock

Cada operação executada pelo microcontrolador é realizada em um determinado período de tempo que é delimitado pela frequência do *clock*. No caso do PIC, o *clock* é proveniente de um circuito externo podendo ser um cristal de quartzo, um circuito RC ou um ressonador cerâmico. Admitindo que a frequência do *clock* seja igual à F_{CK} o *clock* interno do PIC irá trabalhar na frequência $F_{CK}/4$, ou seja, cada ciclo de máquina será executado em um tempo equivalente a quatro períodos F_{CK} .

Memória

Existem dois tipos de memória diferentes na estrutura do PIC 16F877: a memória de dados e a memória de programa.

A memória de dados (ou memória RAM) armazena dados de 8 bits sendo estes dados registradores ou variáveis utilizadas pelo programa. São dois os tipos de registradores: registradores especiais e registradores de propósito geral. Os registradores especiais são usados pelo microcontrolador para processamento da ULA e execução do programa, podendo ser escritos ou lidos tanto pelo hardware quanto pelo usuário. Enquanto que, os registradores de propósito geral são utilizados para o armazenamento de variáveis definidas pelo usuário para serem lidas ou utilizadas pelo programa. O PIC 16F877 possui 368 bytes disponíveis para o uso geral.

A memória de programa (do tipo FLASH) do componente é de 14 bits regravável eletronicamente com escrita rápida. Ela é dividida em: vetor de *Reset*, que é o primeiro endereço executado após o início (*start-up*) localizado no endereço 0x0000 e; Vetor de Interrupção, em que o programa será enviado para um local específico do programa. Existem 14 tipos de vetor de interrupção neste componente.

Interrupção

Como foi mencionado no item anterior este PIC possui 14 vetores de interrupção diferentes. Todos estes vetores desviarão o programa para o vetor de interrupção 0004h.

Os vetores de interrupção são:

1. Sinal externo no terminal 6 (RB0/INT).
2. Estouro do temporizador externo TMR0.
3. Mudança no nível dos terminais 13 a 10 (RB7:RB4).
4. Fim de gravação na EEPROM.
5. Interrupção ligada à porta paralela.
6. Interrupção do conversor A/D.
7. Interrupção do PWM.
8. Interrupção leitura interface serial.
9. Interrupção escrita interface serial.
10. Interrupção timer 1.
11. Interrupção timer 2.

Pilha

A pilha é o local onde são armazenados os endereços de retorno quando se utiliza instruções de desvio. Ao se desviar o programa para o início de uma rotina, utilizando uma chamada de função ou interrupção, o endereço seguinte ao ponto que

estava sendo executado é armazenado na pilha para que o programa possa retornar novamente ao ponto em anterior ao desvio.

Este PIC possui uma pilha de oito níveis possibilitando o armazenamento de no máximo oito endereços de retorno ou oito desvios consecutivos. O endereço de retorno mais antigo será perdido quando se chamar um número de rotinas maior que o tamanho da pilha.

Interface

A interface entre o microcontrolador e os circuitos exteriores é realizada a partir das portas de E/S digitais e das portas de comunicação serial.

Os níveis de tensão dos pinos de comunicação são limitados aos valores de 0 a 5Volts, dado que a alimentação do componente deve estar entre esses valores de tensão, para facilitar o interfaceamento com componentes da família TTL.

Lista de Programas

AI.1 Programa1

```
%  
%Plota Gráficos e Calcula Parâmetros de Caracterização do Sensor  
%Termo-Resistivo  
%  
%Cria variáveis a partir de arquivos .m ,com dados do experimento  
%  
TemperaturaSensor = load('Temperatura.m');  
ResistenciaSensor = load('ResistenciaSensor.m');  
%  
%Corrigir problema de mudança de escala, o multímetro mudou a escala de  
%medição a partir do 412° valor de Resistencia.  
for k = 412:8268  
    ResistenciaSensor(k) = 1000 *ResistenciaSensor(k);  
end  
%  
% Armazena resistência e temperatura  
Rsm= ResistenciaSensor;  
Tsm= TemperaturaSensor;  
%Transforma a temperatura de Celsius para Kelvin  
Tsm= Tsm + 273.15;  
%Armazena dimensões da matriz Tsm  
[L,c] = size(Tsm);  
%Cria um vetor coluna contendo 1s  
X = ones(La,1);  
%Faz  $x = 1/Ts$  e  $y = \ln(Rs)$  sensor azul  
X = X./Tsm;  
Y = log(Rsm);  
%Calcula os coeficientes da equação de primeiro grau usando a função polyfit
```

```

coefa = polyfit(X,Y,1);
% Determina A e B da equação  $R_s = A \cdot \exp(B/T_s)$  para o sensor NTC
A = exp(coefa(2));
B = coefa(1);
% Cria um vetor coluna de 1s
k = ones(L,1);
% Transforma B num vetor coluna
B1 = B*k;
% Imprime os valores de A e B da equação alvo
fprintf('A = %f B = %f \n',A,B);
% Gera um vetor linha de temperatura com o mesmo número de colunas de Tsm
% Tscal e a transposta de Tsm
Tscal = linspace(Tsm(1,1),Tsm(L,1),L)';
% Calcula o vetor com valores de resistência do sensor utilizando A e B %determinados
Rscal = A*exp(B1./Tscal);
% Plota as curvas  $R_s \times T_s$ 
plot(Tsm,Rsm,'--k',Tscal,Rscal,'-k'), grid on, xlabel ('Temperatura do Sensor ( K )'),
ylabel('Resistência do Sensor ( ohms )')

```

AI.2 Programa 2

```

% Programa que utiliza valores de Vs e Is para calcular o valor de hS do sensor termo-
resistivo NTC
% Utiliza A e B obtidos no ensaio térmico
clc
clear
%Carregar valores do Experimento
TensaoSensor = load ('TensaoNova2.m');
CorrenteSensor1 = load ('CorrenteNova2.m');
CorrenteSensor = CorrenteSensor1*(1e-3);
% Valor dos coeficientes A e B obtidos do ensaio térmico com estufa
A= 0.013340 ;
B = 3344.688789;
% Calculo da resistência a temperatura em que o ensaio foi realizado ou seja 25,4 °C
Ta= 25.4 + 273.15;
Rs= A*exp(B/Ta);
% Carrega os dados de corrente e tensão nos sensores do ensaio com o conversor de
corrente
P = TensaoSensor.*CorrenteSensor;
Rsexp = TensaoSensor./CorrenteSensor;
% plotagem de vs x is sensor azul
figure(1), plot(CorrenteSensor,TensaoSensor,'k-'), grid on , xlabel('Corrente no Sensor (A)'),
ylabel ('Tensão no sensor(V)')
[L,c] = size(r);
% Calcula os valores das temperaturas dos sensores
k= ones(L,1);
Bcal = B*k;
Tscal = Bcal./log(Rsexp/A);
% Faz a aproximação da função P=hS(Ts-Ta) usando a função polyfit

```

```
Tz = Tscal - Ta;  
Coefaz = polyfit(Tz,paz,1);  
% Determina hS = primeiro coeficiente do polinômio  
hSaz = Coefaz(1)  
%fprintf('\n\nhSazul = %f10 b = %f10',hSaz);  
% plota o grafico de Ps x Ts  
figure(2), plot(Tz,paz,'k-'), grid on, ylabel ('Potência elétrica dissipada pelo sensor Termo-  
resistivo (W)'),  
xlabel('Ts - Ta (K)')
```

AI.3 Programa 3

```

% Recebe os dados de tensão para corrente fixa e transforma a característica Vs x t para Rs
x t e, posteriormente, para Ts x t
% com objetivo de determinar a constante de tempo intrínseca do termistor
clear
clc
% Carrega os dados de tempo e tensão do termistor
TensaoDegrau=load('TensaoDegrau4.m');
% Obtém tensão de saída do circuito
vs = TensaoDegrau;
% Inverte para obter a tensão sobre o sensor
vs = - vs;
% Obtém tempo. Adicionando-se um off-set para o tempo começar na escala zero de tempo
t = [1:76]';
% Determina o valor da resistência do sensor em cada ponto
rs = vs/3.15e-03;
% Coeficientes da equação  $R_s=A.exp(B/T_s)$ 
A = 0.013340 ;
B = 3344.688789;
% Determinação de Ts
[L,C] = size(rs);
BB = ones(L,1);
BB = BB*B;
Ts = BB./log(rs/A);
% Conversão de Ts de Kelvim para Celsius
Ts = Ts - 273.15;
%%Desloca rs em  $min(rs)=751,7460$ 
rs1 = rs - 784.7619;
%Armazena dimensões da matriz Tsa
[L,c] = size(Ts);

```

```

%Faz  $x = t$  e  $y = \ln(rs1)$ 
xa = -t;
ya = log(rs1);
%Calcula os coeficientes da equação de primeiro grau usando a função polyfit
coefa = polyfit(xa,ya,1);
% Determina A e B da equação  $R_s = A \cdot \exp(t/cte)$  para o sensor azul
Aa = exp(coefa(2));
Ba = coefa(1);
CteTempo = 1/Ba
% Cria um vetor coluna de 1s
ka = ones(L,1);
% Transforma B num vetor coluna
B1a = Ba*ka;
% Determina a resistência do sensor
Rsaa = Aa*exp(B1a./(-t));
% Plota os gráficos de  $T_s$  x  $t$ ,  $V_s$  x  $t$  e  $R_s$  x  $t$ 
figure(1)
plot(t,Ts), grid on, xlabel('tempo (s)'),ylabel('Temperatura do sensor (°C)')
figure(2)
plot(t,vs),grid on, xlabel('Tempo (s)'),ylabel('Tensão no sensor (V)')
figure(3)
plot(t,rs),grid on, xlabel('tempo (s)'),ylabel('Resistência do sensor (Ohms)')
figure(4)
plot(t,rs1),grid on, xlabel('tempo (s)'),ylabel('Resistência do sensor (Ohms)')
figure(4)
plot(t,Rsaa),grid on, xlabel('tempo (s)'),ylabel('Resistência do sensor (Ohms)')

```

AI.4 Programa 4

```

%
ModOut = instrfind('Type', 'serial', 'Port', 'COM3' , 'Tag', "");
%Verifica o estado do objeto serial.
if isempty(ModOut)
    ModOut = serial('COM3'); % Se a porta está livre, conecta o objeto
else
    fclose(ModOut);          % Se não, desconecta
    ModOut = ModOut(1);
end
ModOut= serial('COM3');
% Seta os parametros de configuração da porta.
set(ModOut,...
    'BaudRate',9600,...
    'DataBits',8,...
    'Parity', 'none',...
    'StopBits', 1,...
    'FlowControl', 'none',...
    'Timeout',10,...% Tempo de execução
    'Terminator', 13,...
    'ReadAsyncMode','continuous',... % assincrona - 'manual';
    'InputBufferSize', 2000,...% Espaço da memoria para gravar bits recebidos
    'OutputBufferSize',10);

fopen(ModOut); % Abre a porta Serial.

readasync(ModOut); %lê assincronamente

out = fscanff(ModOut,'%c') % Le o conteudo do buffer como character.

```

```
fclose(ModOut); % Fecha a porta Serial.
```

```
delete(ModOut); % Deleta dados adquiridos.
```

```
save dados3520 out; %Salva os dados lidos do buffer em um arquivo .MAT.
```

```
modulador_out = str2num(out); %Converte caracter em número.
```

```
stairs( modulador_out ), grid on %Plota os bits adquiridos
```

AI. 5 Programa 5

```

%Filtragem de dados adquiridos do circuito do modulador térmico.
%
format long
%Características do Sensor Termo-resistivo
%
A = 0.01334;%(ohms)
B = 3344.6887;
Cth = 9.868e-003 ; %(J/K)
Gth = 0.8361e-003; %(W/K)
%
%Ponto de Operação do Sistema.
%
Tso = 80;%Temperatura de operação do sensor.
Rso = A*exp(B/(Tso+273.15));%173.1288;
Tamin = 10;%Temperatura máxima de medição.
Tamax = 70;%Temperatura mínima de medição.
Tao = ((Tamin + Tamax)*0.5);%Temperatura média.
OSR = 256;%Razão de sobre-amostragem.
%
%Cálculo de Parâmetros do circuito a partir de características do sensor.
%
kY=Rso/Cth;%Constante
Xso = (1/Rso)*Gth*(Tso-Tao);%Corrente eficaz no sensor ao quadrado.
Im2 = Xso*2;%Corrente média fornecida ao sensor ao quadrado.
Im = sqrt(Im2);%Corrente média fornecida ao sensor.
Deltao=(1/Rso)*Gth*(1/Im2)*((Tamax-Tamin)/2);%Incremento no pulso do PWM
DeltaXso=(Gth*(Tamax-Tamin)/2)/Rso;%Incremento de corrente.
p=((-B*Rso/((Tso+273.15)^2))*Xso-Gth)/Cth;%Polo do modelo do sensor.
f = (p)/(2*pi);%Frequencia do modelo do sensor.
psr =((kY*DeltaXso)-p);%Polo do sistema realimentado.
fsr=(psr)/(2*pi);% Frequencia do sistema realimentado.
fB=0.9*fsr;%Frequencia de banda do sinal de entrada modulator.
fs=2*fB*OSR;%Frequencia de sobre-amostragem do sistema.
%
%Filtro Comb Decimador de segunda ordem.
%
%
N = 4;% Fator de decimação
%
ModOut = load('dados3520');%Carrega dados do arquivo .MAT.
ModOutReal = ModOut.out;
DadosCaract = str2num(ModOutReal);
ConvertDados = (DadosCaract*2)-1;
x = ConvertDados;
%

```

```

%Calcula elementos do vetor Y1( x(n)+x(n+1)...x(n+N)))
%Filtro Comb 1
%
for n = 1:(length(x)-1)
    Xtotal1 = 0;
    if (length(x)-n)>=N
        for k = 0 : (N-1)
            Xtotal1 = Xtotal1 + x(k+n);
        end
    elseif(length(x)-n)<N
        for m = 0:(length(x)-n)
            Xtotal1 = Xtotal1 + x(m+n);
        end
    end
    Y1(n) = Xtotal1/N;
end
%
%Filtro Comb 2
%
for n = 1:(length(x)-1)
    Xtotal2 = 0;
    if (length(x)-n)>=N
        for k = 0 : (N-1)
            Xtotal2 = Xtotal2 + x(k+n);
        end
    elseif(length(x)-n)<N
        for m = 0:(length(x)-n)
            Xtotal2 = Xtotal2 + x(m+n);
        end
    end
    Y2(n) = Xtotal2/N;
end

figure(1)
stem(Y2),grid on
%
%Vetor resultado de decimação com fator 4 e filtragem dos dados de entrada do filtro.
%
for m = 1:(length(x)/N) %m varia de 1 ate length(x)/Fator de decimação.

    Y3(m)= Y2((N*m)-1);

end

figure(2)
stem(Y3), grid on
%
%Filtro passa-baixas Eliptico
%
```

```

M = 64;%Segundo fator de decimação.
%
n = 9 ; %Ordem do filtro(Determinada a partir da função ellipord)
Ap = 0.1; %Atenuação na passband em dB
As = 60 ; % Atenuação na stop band em dB
Wn = (2*0.9*2*fsr)/(fs/N); %Frequência de corte normalizada em pi radianos/amostra
[num,den] = ellip(n,Ap,As,Wn);%Define numerador e denominador do filtro.
Y = filter(num, den, Y3); %Dados filtrados

figure(3)
stem(Y), grid on

%
%Decimação
%
for m1 = 1:(length(Y)/M) %m varia de 1 ate length(x)/Fator de decimação.

    Y4(m1)= Y((M*m1)-1);

end

figure(4)
stem(Y4), grid on
%
%Escala
EntradaEscala1 = Deltao*Y4;
Ta_n1 = (Tso - (((0.5 + EntradaEscala1)*Im2*Rso)/Gth));
save Ta_n1Adqu_35 Ta_n1;%Salva dados filtrados no arquivo .MAT.

figure(4)
stem(Ta_n1), grid on

```

AI. Programa 6

```
///// PROJETO: Modulador Sigma-Delta Térmico – PWM.
```

```
#include <16F877a.h>
```

```
#use delay (clock=20000000)
```

```
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,bits=8)
```

```
#fuses HS, NOWDT, PUT, NOBROWNOUT, NOLVP
```

```
#define Porta_in PIN_D1 // Pino de entrada dos níveis 1 ou 0.
```

```
#define Porta_real PIN_C3 // Pino de saída para realimentação.
```

```
#define Porta_out PIN_D0 // Pino de indicação do valor que está entrando.
```

```
void main()
```

```
{
```

```
// Inicialização das variáveis Utilizadas no programa.
```

```
int1 Data_in = 0; // Variável que armazena o último dado que entrou no PIC.
```

```
int8 Data_serial = 0; // Variável que armazena o último dado enviado pelo PIC.
```

```
//---Configurações do PIC-----
```

```
setup_adc_ports(NO_ANALOGS);
```

```
setup_adc(ADC_OFF);
```

```
setup_psp(PSP_DISABLED);  
  
setup_spi(FALSE);  
  
setup_timer_0(RTCC_INTERNAL);  
  
setup_timer_1(T1_DISABLED);  
  
output_float(PIN_A0);  
  
output_float(PIN_A1);  
  
output_float(PIN_A2);  
  
output_float(PIN_A3);  
  
output_float(PIN_A4);  
  
output_float(PIN_A5);  
  
output_float(PIN_E0);  
  
output_float(PIN_E1);  
  
output_float(PIN_E2);  
  
output_float(PIN_D2);  
  
output_float(PIN_D3);  
  
output_float(PIN_C0);  
  
output_float(PIN_C4);  
  
output_float(PIN_D2);  
  
output_float(PIN_D3);  
  
output_float(PIN_D4);  
  
output_float(PIN_D5);
```

```
output_float(PIN_D6);

output_float(PIN_D7);

output_float(PIN_B0);

output_float(PIN_B1);

output_float(PIN_B2);

output_float(PIN_B3);

output_float(PIN_B4);

output_float(PIN_B5);

output_float(PIN_B6);

output_float(PIN_B7);

//----- INÍCIO DO PROGRAMA -----//

while (TRUE)

    Data_in = input(Porta_in); //

    if (Data_in) {           //

        output_high (Porta_out);

    }

    else {

        output_low (Porta_out);

    }

    if (Data_in) {

        Data_serial=1;
```

```
    putc(Data_serial);

    output_high (Porta_real);

    delay_us(4375);

    output_low (Porta_real);

    delay_us(625);

}

else {

    Data_serial=0;

    putc(Data_serial);

    delay_us(2500);

    output_high (Porta_real);

    delay_us(625);

    output_low (Porta_real);

    delay_us(4375);

}

}

} //Fecha a chave de main.
```

AI. Programa 7

```

%
%Aproximação Temperatura medida pelo modulador Sigma-Delta Térmico
%
load('Ta_nUmahora1703');
TaMod = Ta_n';
L = length(TaMod);
TaMod = TaMod(24:L);

Tfinal = 1.28*(L-24);
t1 = [0:1.28:Tfinal]';

fim = length(t1);
ini = 1;

arq = [t1 TaMod];

[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)

TaAproxModSD = c(1)+c(2)*exp(-t1/tau(1))+c(3)*exp(-t1/tau(2));

%
%Temperatura Real
%

TaReal = load ('Temperatura1h.txt');
TaReal = TaReal(1:3600);
fim = length(TaReal);
ini = 1;
t2 = [ini:fim]';
arq = [t2 TaReal];

[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)

TaRealAprox = c(1)+c(2)*exp(-t1/tau(1))+c(3)*exp(-t1/tau(2));

figure(1)
plot( TaRealAprox , TaMod ), grid on, xlabel('Temperatura estimada pelo Termômetro
Comercial (°C)'),ylabel( 'Temperatura estimada pelo Modulador S-D (°C)');

TempDesvio = TaAproxModSD - TaRealAprox;

Ta_nDesloc = TaMod - TempDesvio;

```

```

figure(2)

plot(TaRealAprox, Ta_nDesloc), grid on, xlabel('Temperatura estimada pelo Termômetro
Comercial (°C)'),ylabel( 'Temperatura estimada pelo Modulador S-D (°C)');
%
%Erro
%
erro1 = Ta_nDesloc - TaRealAprox ;

figure(3)

plot(TaRealAprox, erro1, '.'), grid on,ylabel('Erro (°C)'), xlabel('Temperatura estimada (°C)')

%
%Filtragem 2
%
x = TaMod;
D = 40;

for n = 1:(length(x))

    Y1(1) = x(1);

    if ((1<n)&(n<=D))

        Y1(n)= x(n)+Y1(n-1);

    elseif n > D

        Y1(n) = x(n)+ Y1(n-1)-x(n-D);
    end

end

end

Y1 = Y1/D;

figure(4)
stairs(Y1), grid on

%

TaModFilt =Y1';
L = length(TaModFilt);
TaModFilt = TaModFilt(42:L);

Tfinal = 1.28*(L-42);
t3 = [0:1.28:Tfinal]';

```

```

fim = length(t3);
ini = 1;

arq = [t3 TaModFilt];

[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)

TaAproxModSDFilt = c(1)+c(2)*exp(-t3/tau(1))+c(3)*exp(-t3/tau(2));
%
%
TaReal = load ('Temperatura1h.txt');
TaReal = TaReal(1:3600);
fim = length(TaReal);
ini = 1;
t = [ini:fim]';
arq = [t TaReal];

[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)

TaRealAprox2 = c(1)+c(2)*exp(-t3/tau(1))+c(3)*exp(-t3/tau(2));

%
%Temperatura Real
%

figure(5)

plot( TaRealAprox2, TaModFilt ), grid on, xlabel('Temperatura estimada pelo Termômetro
Comercial (°C)'),ylabel( 'Temperatura estimada pelo Modulador S-D (°C)');

TempDesvio = TaAproxModSDFilt - TaRealAprox2;

Ta_nDeslocFilt = TaModFilt - TempDesvio;

figure(6)

plot(TaRealAprox2, Ta_nDeslocFilt), grid on ,xlabel('Temperatura estimada pelo Termômetro
Comercial (°C)'),ylabel( 'Temperatura estimada pelo Modulador S-D (°C)');
%
%Erro
%
erro2 = Ta_nDeslocFilt - TaRealAprox2 ;

figure(7)

plot(TaRealAprox2, erro2, '.'), grid on, xlabel('Temperatura estimada (°C)'), ylabel('Erro (°C)')

```

AI. Programa 8

```

% Função, function[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)
%
% Aproxima os dados de arq = [t y]
% por uma função do tipo:
%  $y = c_0 + c_1 \exp(-t/\tau_1) + c_2 \exp(-t/\tau_2)$ 
%
% Para usar a função:
% [tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)
% em que ini é o valor da linha do instante inicial,
% isto é, t(ini), e fim o valor da linha do tempo final.
% A função retorna tau1 e tau2 e c0, c1 e c2.
%
% Usa a função auxiliar fitcexp2.m
% e fminsearch.m
%
% Amauri Oliveira
% Março de 2008
function[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)
b=arq;
a=[b(ini:fim,1),b(ini:fim,2)];
b=a;
% Valor inicial de lambda
% sendo lam(i)=1/tau(i)
lam = [10 0.1]';
Data = b;
% Desloca o eixo de tempo para o instante t(ini)
t = Data(:,1)-Data(1,1);
y = Data(:,2);
plot(t,y,'o'); grid; title('Dados experimentais');pause

lam = fminsearch(@(x)fitcexp2(x,Data),lam)
clc
A = zeros(length(t),length(lam));
for j = 1:size(lam)
    A(:,j) = exp(-lam(j)*t);
end
B=[ones(size(t)) A(:,1) A(:,2)];
c = B\y;
z = B*c;
plot(t,y,'o',t,z);grid;pause
format long;
tau=1 ./ lam;

```

AI. Programa 9

```

% Função, function[tau,c]=fitcexp2(lab,Data)
% Auxiliar à função
% function[tau,c]=cexp2(arq,ini,fim)
%
% Amauri Oliveira
% Março de 2008
function f = fitcexp2(lam,Data)
%
%  $y(t) = c(0) + c(1)*\exp(-\text{lam}(1)*t) + c(2)*\exp(-\text{lam}(2)*t)$ 
%
% n linear parameters and n nonlinear parameters.

t = Data(:,1)-Data(1,1); y = Data(:,2);
A = zeros(length(t),length(lam));
for j = 1:size(lam)
    A(:,j) = exp(-lam(j)*t);
end
B=[ones(size(t)) A(:,1) A(:,2)];
c = B\y;
z = B*c;
f = norm(z-y);
%plot(t,y,t,z), grid

```

Referências Bibliográficas

- [1] MORAWSKI, R.Z., *Unified Approach to Mensurand Reconstrution*, IEEE Transactions on Instrumentation Measurement Technology Conference, pp. 339-343.
- [2] DEEP, Gurdip Singh ; LIMA, A. M. N. ; ROCHA NETO, J. S. ; FREIRE, R. C. S. . *Thermoresistive Radiation Sensor Response Time Employing Electrical Heating*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 45, n. 1, p. 332-335, 1996.
- [3] SILVA, Ivan Sebastião de Souza e ; FREIRE, R. C. S. ; SILVA, José Felício da ; NAVINER, Jean François ; SOUZA, Fernando Rangel de ; CATUNDA, Sebastian Yuri Cavalcanti . *Architectures of Anemometers Using the Electric Equivalence Principle*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference 2002, 2002, Anchorage. The Frontier of Instrumentation and Measurement, 2002. v. 1. p. 397-401.
- [4] FREIRE, R. C. S. ; ROCHA NETO, J. S. ; DEEP, Gurdip Singh ; FARIAS, C. C. . *Configurações de Um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica*. In: XI Congresso Brasileiro de Automática, 1996, São Paulo. XI CBA. São Paulo, SP, 1996. v. 3. p. 1249-1254.
- [5] FARIAS, C. C., *Considerações de Projeto de um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica*. , Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba (Dissertação de Mestrado), 1995.

- [6] JORGESEN, F. E. *How to Measure Turbulence with Hot-Wire Anemometers – A Practical Guide*. Dantec Dynamics, 2002.
- [7] ARAÚJO, Guilherme A L ; FREIRE, R. C. S. ; SILVA, José Felício da ; CATUNDA, Sebastian Yuri Cavalcanti ; FONTGALLAND, Glauco . *DC-Amplifier-Input-Offset-Voltage Control in a Constant-Temperature Thermoresistive-Sensor-Measurement Instrument*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 56, p. 778-783, 2007.
- [8] FREIRE, R. C. S. ; DEEP, Gurdip Singh . *Error in the Thermoresistive Sensor-Based Feedback Measurement Configuration due to DC Amplifier Offset Voltage*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 48, n. 1, p. 50-54, 1999
- [9] FREIRE, R. C. S. ; ARAÚJO, Guilherme A L ; SILVA, José Felício da ; CATUNDA, Sebastian Yuri Cavalcanti ; FONTGALLAND, Glauco . *Dependence of a Thermoresistive Sensor-Based Constant Temperature Measurement Instrument Response on DC Amplifier Input Offset Voltage*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005, Ottawa. Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005. v. I. p. 1561-1564.
- [10] FREIRE, R. C. S. ; SANTOS, Francisco F ; ALVES, Raimundo Nazareno da Cunha ; BARROS, A. T. ; LUCIANO, Benedito Antônio . *Static Error in the Temperature Constant Measurement Configurations Due to DC Amplifier Offset Voltage*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2003, Vail-CO. Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2003. p. 1607-1610.
- [11] FREIRE, R. C. S. ; DEEP, Gurdip Singh ; OLIVEIRA, Amauri . *Effect Of*

- Operational Amplifier Parameters On The Performance Of Feedback Structures With Thermoresistive Sensors*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1997, Ottawa. Ottawa, Canadá, 1997. p. 898-903.
- [12] LOBO, P.C., *An Electrically Compensated Radiometer*, Solar Energy, vol. 36, nº 3, pp. 207-216, 1986.
- [13] OLIVEIRA, Amauri ; DEEP, Gurdip Singh ; LIMA, A. M. N. ; FREIRE, R. C. S. . *A Feedback I2-Controlled Constant Temperature Solar Radiation Meter*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 47, n. 5, p. 1163-1167, 1998.
- [14] PALMA, Lúgia Souza ; OLIVEIRA, Amauri ; COSTA, Alexandre S ; ZURITA, Marcos Eduardo Do Prado Villarroel ; FREIRE, R. C. S. . *Implementation of a Feedback I2-Controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter*. In: International Symposium on Sensor Science, 2003, Paris. International Symposium on Sensor Science - Book of Abstracts, 2003. p. 110-110.
- [15] OLIVEIRA, A., *Sensores Termo-resistivos em ConFigurações Realimentadas.*, Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba (Tese de Doutorado), 1997.
- [16] OLIVEIRA, Amauri ; FREIRE, R. C. S. ; DEEP, Gurdip Singh . *Compensation Of The Fluid Temperature Variation In A Hot-Wire Anemometer*. In: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1997, Ottawa.

- Otawa, Canadá, 1997. p. 1377-1380.
- [17] OLIVEIRA, Amauri ; LOBO, P. C. ; DEEP, Gurdip Singh ; FREIRE, R. C. S. ; ROCHA NETO, J. S. . *Frequency Domain Analysis of an Electrical Substitution Radiometer*. Journal of Solar Energy Engineering, Estados Unidos, v. 121, n. 2, p. 110-115, 1999.
- [18] SOUZA, F. R., *Implementação em CLPDs de estratégias de geração de largura de pulsos em sistemas de medição baseado em sensor termorresistivo mantido a temperatura constante*. Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal da Paraíba, (Tese, Doutorado em Processamento da Informação), Campina Grande, Dez, 2002.
- [19] FERREIRA, R. P. C. ; FREIRE, R. C. S. ; DEEP, Gurdip Singh ; ROCHA NETO, J. S. ; OLIVEIRA, Amauri . *Fluid Temperature Compensation in a Hot Wire Anemometer Using a Single Sensor*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2000, Baltimore. Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2000. v. I. p. 512-517.
- [20] FERREIRA, R. P. C. ; FREIRE, R. C. S. ; DEEP, Gurdip Singh . *Performance Evaluation of a Fluid Temperature Compensated Single Sensor Constant Temperature Anemometer*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference 2002, 2002, Anchorage. The Frontier of Instrumentation and Measurement, 2002. v. 2. p. 969-973.
- [21] FERREIRA, R. P. C. ; FREIRE, R. C. S. ; DEEP, Gurdip Singh ; ROCHA

- NETO, J. S. ; OLIVEIRA, Amauri . *Hot-Wire Anemometer with Temperature Compensator Using Only One Sensor*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 50, n. 4, p. 954-958, 2001.
- [22] FERREIRA, R. P. C. ; DEEP, Gurdip Singh ; FREIRE, R. C. S. . *Performance Evaluation of a Fluid Temperature Compensated Single Sensor Constant Temperature Anemometer*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 52, n. 5, p. 1554-1558, 2003.
- [23] FERREIRA, R. P. C., *Compensação da temperatura do fluido em anemômetro a fio quente*. Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal da Paraíba, (Tese, Doutorado em Processamento da Informação), Campina Grande, Dez, 2002.
- [24] PALMA, Lígia Souza ; OLIVEIRA, Amauri ; COSTA, Alexandre S ; FREIRE, R. C. S. ; LIMA, Antônio Cc . *A Constant Temperature Operation Thermoresistive Sigma-Delta Solar Radiometer*. Measurement (London), Estados Unidos, v. 39, n. 4, p. 267-273, 2006
- [25] ALMEIDA, Will Ribamar M ; Freitas, Georgina M. ; PALMA, Lígia Souza ; CATUNDA, Sebastian Yuri Cavalcanti ; FREIRE, R. C. S. ; SANTOS, Francisco F ; OLIVEIRA, Amauri ; Aboushady, H. . *Thermal Σ - Δ Modulator: Anemometer Performance Analysis*. In: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2007, Varsóvia. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings. Varsóvia, 2007. p. 1-5.

- [26] ALMEIDA, Will Ribamar M ; Freitas, Georgina M. ; PALMA, Lígia Souza ; CATUNDA, Sebastian Yuri Cavalcanti ; FREIRE, R. C. S. ; Aboushady, H. ; SANTOS, Francisco F ; OLIVEIRA, Amauri . *A Constant Temperature Thermoresistive Sigma-Delta Anemometer*. In: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2007, Varsóvia. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings. Varsóvia, 2007. p. 1-5.
- [27] PALMA, Lígia Souza ; OLIVEIRA, Amauri ; FREIRE, R. C. S. ; FONTES, Adhemar B . *Sigma-Delta Modulator with Thermoresistive Sensor Frequency Response*. In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 2006, Sorrento. Proceedings of the 23rd IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. p. 776-680.
- [28] PALMA, Lígia Souza ; OLIVEIRA, Amauri ; FREIRE, R. C. S. ; FONTES, Adhemar B . *Thermal Sigma-Delta Modulator: Performance Analysis*. In: XVIII IMEKO WORLD CONGRESS and IV Brazilian Congress of Metrology, 2006, Rio de Janeiro. Proceedings of XVIII IMEKO WORLD CONGRESS and IV Brazilian Congress of Metrology. Rio de Janeiro, 2006. p. 1-5.
- [29] OLIVEIRA, Amauri ; COSTA, Alexandre S ; PALMA, Lígia Souza ; LIMA, A. C C ; FREIRE, R. C. S. . *A Constant Temperature Operation Thermo-Resistive Sigma Delta Transducer*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference 2004, 2004, Como. Instrumentation and Measurement Technology Conference 2004, 2004. v. 3. p. 1175-1181.

- [30] OLIVEIRA, Amauri ; PALMA, Lígia Souza ; COSTA, Alexandre S ; FREIRE, R. C. S. ; LIMA, Antônio Cc . *A Constant Temperature Operation Thermoresistive Sigma-Delta Solar Radiometer*. In: 10th IMEKO TC7 International Symposium, 2004, Saint Petesburg. 10th IMEKO TC7 International Symposium, 2004. p. 199-203.
- [31] OLIVEIRA, Amauri ; COSTA, Alexandre S ; PALMA, Lígia Souza ; FREIRE, R. C. S. ; LIMA, Antônio Cc . *Modulador Sigma-Delta Baseado em Sensor Aquecido à Temperatura Constante*. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2004, Gramado. Congresso Brasileiro de Automática, 2004. p. 6-11.
- [32] PALMA, L. S., *Modulador Sigma-Delta com Sensor Termo-Resistivo*. Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal da Paraíba, (Tese, Doutorado em Processamento da Informação), Campina Grande, Dez, 2005.
- [33] AZIZ, P.M., Sorensen, H. V., Spiegel, J. V. D., *An Overview of Sigma-Delta Converters*, IEEE Signal Processing Magazine, pp 61-84, Jan, 1996.
- [34] PARK, S., *Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters*, Motorola Digital Signal Processors, Motorola.
- [35] WONG, P., GRAY, R.M., *FIR filters with Sigma-Delta Modulation Encoding*, IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, vol 38, n° 6, jun 1990, pp 979-990.
- [36] BERG, B. L., FARDEN, D. C., *Designing Power and Area Efficient Multistage FIR Decimators with Economical Low Order*, pp 1-6.
- [37] LADDOMADA, M., *Generalized Comb Decimation Filters for $\Sigma\Delta$ A/D Converters: Analysis and Designe*, IEEE Transactions on Circuits and

Systems-I:Regulars Papers, Vol. 54, nº 54, may, 2007, pp 994-1005.

[38] Data Sheet PIC 16F87X, Microchip Technology Inc., pp 1-218.