

Implementação em CPLDs de estratégias de geração
de largura de pulsos em sistema de medição baseado
em sensor termo-resistivo mantido a temperatura
constante

Fernando Rangel de Sousa

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba – Campus II como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de concentração: Processamento da Informação

Raimundo C. S. Freire

Orientador

Elmar Kurt Melcher

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

© Fernando Rangel de Sousa, Julho de 2000

S725i

Sousa, Fernando Rangel de

Implementação em CPLDA de estratégias de medição baseado em sensor termo resistivo mantido a temperatura constante/ Fernando Rangel de Sousa. - Campina Grande - PB: UFPB, 2000. 69p.: il. -

Inclui Bibliografia

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CCT-Engenharia Elétrica

1. Sensor de temperatura
2. FPGA
3. Realimentação digital

I - Título

CDU: 681.586

DIGITALIZAÇÃO:

SISTEMOTECA - UFCG

**IMPLEMENTAÇÃO EM CPLDs DE ESTRATÉGIAS DE GERAÇÃO DE LARGURA
DE PULSOS EM SISTEMA DE MEDIÇÃO BASEADO EM SENSOR TERMO-
RESISTIVO MANTIDO A TEMPERATURA CONSTANTE**

FERNANDO RANGEL DE SOUSA

Dissertação Aprovada em 31.08.2000



PROF. RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFPB
Orientador



PROF. ELMAR UWE KURT MELCHER, Dr., UFPB
Orientador



PROF. GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB
Componente da Banca



PROF. JOSÉ SÉRGIO DA ROCHA NETO, D.Sc., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Agosto - 2000

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha esposa, Aida, companheira em todos os momentos.

Agradecimentos

Aos professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Elmar Kurt Melcher pelo apoio, orientação e credibilidade .

À minha esposa pela dedicação, incentivo e compreensão pelo tempo em que não lhe dei a merecida atenção por estar me dedicando à conclusão deste trabalho.

Ao coordenador da pós-graduação em engenharia elétrica, Antônio Marcus Nogueira Lima, que permitiu a realização deste trabalho.

Aos professores João Marques de Carvalho, José Sérgio Rocha N. e Sebastian Sanchez, por colaborarem com este trabalho.

Ao meu pai, José Agostinho de Sousa, que fez o seu melhor para educar seus filhos.

Abstract

In this work, CPLDs implementations of pulse width generation strategies in measurement systems based on thermo-resistive sensors at steady temperature are presented. It is demonstrated that at a relatively low cost, a system measuring thermal radiation, temperature or fluid velocity can be implemented by mixed circuits, in which the use of A/Ds converters is unnecessary. The circuits are described in Verilog HDL and their performance is evaluated in MaxplusII®. Also, the development of a behavioral model of a thermo-resistive sensor for PSPICE is implemented. In order to validate the model, comparisons were made between results taken from simulations obtained with the developed model and experimental results presented in the bibliography used.

Resumo

Neste trabalho são apresentadas implementações em CPLDs de estratégias de geração de largura de pulsos em sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo mantido a temperatura constante. Mostra-se que a um custo relativamente baixo, um sistema de medição de radiação térmica, temperatura ou velocidade do fluido pode ser implementado através de circuitos mistos, onde não é necessária a utilização de conversores A/Ds. Os circuitos são descritos em Verilog HDL e a verificação de seu funcionamento é feita em ambiente de desenvolvimento MaxplusII®. Também mostra-se o desenvolvimento de modelo comportamental de sensor termo-resistivo para PSPICE. Para validação do modelo, fez-se comparações entre os resultados de simulação obtidos com o modelo desenvolvido e resultados experimentais apresentados na bibliografia utilizada.

Índice

CAPÍTULO 1	1
1.1 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	3
CAPÍTULO 2	5
2.1 INTRODUÇÃO.....	5
2.2 CARACTERÍSTICAS DOS SENSORES TERMO-RESISTIVOS.....	5
2.2.1 Características Físicas.....	5
2.2.2 Resistência elétrica x temperatura.....	7
2.2.3 Coeficiente de transferência de calor.....	8
2.2.4 Constante de tempo.....	9
2.3 APLICAÇÕES DOS SENSORES TERMO-RESISTIVOS.....	10
2.3.1 Medição de temperatura.....	10
2.3.2 Medição de radiação.....	11
2.3.3 Medição de velocidade de fluido.....	12
2.4 MÉTODOS DE MEDIÇÃO.....	12
2.4.1 Método de medição com corrente constante através do sensor.....	13
2.4.2 Método de medição com tensão sobre o sensor constante.....	14
2.4.3 Método de medição com temperatura do sensor constante.....	15
2.5 SISTEMAS DE MEDIÇÃO A TEMPERATURA CONSTANTE.....	16
2.5.1 Circuito em ponte com amplificação do sinal de desequilíbrio.....	16
2.5.2 Circuito em ponte com modulador PWM.....	20
2.5.3 Sistemas com variável de medição proporcional a I_s^2	22
2.6 CONCLUSÕES.....	23
CAPÍTULO 3	24
3.1 CIRCUITO COM MODULADOR PWM E CONVERSOR A/D.....	24
3.1.1 Conversores analógico-digitais (A/D).....	26
3.2 ARQUITETURAS DE MEDIÇÃO COM COMPARADOR E MODULADOR PWM.....	28
3.2.1 Estratégias de geração de largura de pulso.....	29
3.2.1.1 Modulação delta linear.....	30
3.2.1.2 Geração de pulso com modulação delta adaptativa.....	33
3.3 CONCLUSÕES.....	35

CAPÍTULO 4.....	36
4.1 DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMÁVEIS	37
4.1.1 Família Flex 10 K.....	38
4.1.1.1 EABs.....	39
4.1.1.2 LABs – Blocos de matrizes lógicas.....	40
4.1.1.3 LEs – Elementos lógicos.....	41
4.2 HDL – LINGUAGEM DE DESCRIÇÃO DE HARDWARE	42
4.2.1 Verilog HDL	43
4.3 MODELAGEM COMPORTAMENTAL COM PSPICE	45
4.4 CONCLUSÕES.....	47
CAPÍTULO 5.....	48
5.1 MODELO COMPORTAMENTAL DO SENSOR TERMO-RESISTIVO EM SPICE.....	48
5.2 AVALIAÇÃO DE RESPOSTA TEMPORAL DE CIRCUITO EM TEMPO DISCRETO.....	54
5.3 IMPLEMENTAÇÃO DE ARQUITETURAS DE MEDIÇÃO EM FPGA.....	60
5.3.1 Módulo PWM.....	60
5.3.2 Módulo Lógica	62
5.3.2.1 Modulador delta-linear	62
5.3.2.2 Modulação delta-adaptativo	64
5.4 CONCLUSÃO.....	67
CAPÍTULO 6.....	68
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	70

Lista de Figuras

2.1.	Circuito com sensor termo-resistivo excitado por uma corrente constante	13
2.2.	Circuito com sensor alimentado por fonte de tensão constante	15
2.3.	Diagrama de blocos de sistema realimentado com temperatura do sensor mantida constante.	16
2.4.	Diagrama de circuito em ponte com amplificação do sinal de desequilíbrio	17
2.5.	Diagrama elétrico de circuito com compensação de tensão de desvio	18
2.6.	Resultado de simulação para condição de tensão de desvio nula	19
2.7.	Resultado de simulação para $V_{os} = 10 \mu\text{V}$, $100 \mu\text{V}$ e 1 mV e degrau de radiação aplicado em $t = 70 \text{ s}$.	19
2.8.	Forma de onda de sinal PWM com amplitude E, período T e largura de pulso τ	21
2.9.	Circuito em ponte com modulador PWM	21
2.10.	Diagrama de blocos de sistema com sinal $x(t)$ proporcional ao quadrado da corrente através do sensor e sinal $y(t)$ proporcional a resistência do sensor	23
3.1.	Diagrama esquemático de circuito com sensor em ponte, amplificador operacional, conversor A/D, lógica de controle e PWM	25
3.2.	Diagrama esquemático de circuito com sensor em ponte, conversor A/D, lógica de controle e PWM	26
3.3.	Diagrama de blocos de circuito que mantém a temperatura do sensor constante usando comparador, circuito digital e modulador PWM	28
3.4.	Formas de onda de sinal PWM gerado por comparação com rampa	29
3.5.	Diagrama de blocos de modulador delta linear	30
3.6.	Fluxograma de modulador delta linear com degrau de entrada	31
3.7.	Gráfico de resposta ao degrau de modulador delta linear	32
3.8.	Diagrama de blocos de modulador PWM com geração de pulsos conforme sinal modulado em delta	32
3.9.	Diagrama de blocos de modulador delta adaptativo	33
3.10.	Lógica para determinação do passo de adaptação do modulador delta adaptativo	34
3.11.	Resposta ao degrau de um sinal modulado em delta adaptativo	35
4.1.	Domínios e níveis de abstração de um modelamento	36
4.2.	Diagrama de blocos de um dispositivo Flex 10K	38
4.3.	EAB – Bloco de matrizes embutidas	39
4.4.	LAB – Bloco de matrizes lógicas	41
4.5.	LE –Elemento lógico	42
4.6.	Resultado de simulação de contador de 10 bits	44

4.7.	“Floorplan” do contador de 10 bits sintetizado em CPLD da família Flex 10K	45
4.8.	Modulador em fase com saída em corrente e sinal modulante $V(3)$	46
4.9.	Resultado de simulação de modulador PM (<i>phase modulation</i>)	47
5.1.	Diagrama de blocos de implementação da forma integral da primeira lei da termodinâmica aplicada ao sensor termo-resistivo	49
5.2.	Monitoramento da potência no sensor termo-resistivo com fontes controladas	49
5.3.	Somador implementado com fonte de tensão controlada	50
5.4.	Implementação de bloco integrador com fontes controladas	50
5.5.	Diagrama de blocos de implementação da equação 5.3	51
5.6.	Implementação da equação 5.3 com fontes controladas	51
5.7.	Implementação de resistor a partir do valor de tensão igual a magnitude da resistência do sensor termo-resistivo	52
5.8.	Circuito de medição de velocidade do fluido	53
5.9.	Resultado de simulação do circuito da figura 5.8 - Tensão sobre R_s	53
5.10.	Diagrama de circuito em tempo contínuo baseado em sensor termo-resistivo	55
5.11.	Gráfico da temperatura do sensor para o circuito da figura 5.10 com degrau de 5°C de temperatura ambiente em $t=1,2\text{ s}$ e degrau de -5°C de temperatura ambiente em $t=3,2\text{ s}$	56
5.12.	Gráfico da tensão de saída do amplificador operacional do circuito da figura 5.10	56
5.13.	Diagrama de circuito em tempo discreto com sensor mantido a temperatura constante	57
5.14.	Gráfico da temperatura do sensor para o circuito da figura 5.13 com degrau de 5°C de temperatura ambiente em $t=1,2\text{ s}$ e degrau de -5°C de temperatura ambiente em $t=3,2\text{ s}$	58
5.15.	Gráfico da tensão de saída do amplificador operacional da figura 5.13	58
5.16.	Gráfico do sinal modulado em largura de pulsos que excita a ponte de Wheatstone no circuito da figura 5.13	59
5.17.	Circuito com sensor em ponte, comparador, lógica de controle e PWM	60
5.18.	Diagrama de blocos de modulador PWM	60
5.19.	Resultados de simulação de modulador PWM	61
5.20.	Diagrama de blocos de sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo excitado por sinal PWM com pulsos gerados a partir de modulador delta-linear	63
5.21.	Resultados de simulação do circuito da figura 5.20	63
5.22.	Diagrama de blocos de sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo excitado por sinal PWM com pulsos gerados a partir de modulador delta-adaptativo	64

Lista de figuras

5.23.	Máquina de estados de circuito detetor de seqüência	66
5.24.	Resultados de simulação do circuito da figura 5.22	67

Capítulo 1

Introdução

Um ser humano é capaz de distinguir cinco diferentes sensações, que são os sinais de entrada para o sistema de processamento comandado pelo cérebro. As informações de visão, olfato, paladar, tato e audição são percebidas pelo cérebro porque o corpo humano é dotado de sensores capazes de detectar tais informações. Esses sensores convertem a informação percebida em estímulos capazes de serem decodificados pelo sistema nervoso que, com base nos dados assimilados, toma as decisões necessárias para garantir a preservação da espécie.

Por ser a máquina de maior perfeição conhecida, o corpo humano é o ponto de referência para a maioria das máquinas ou instrumentos que se deseje criar. E assim tem sido há séculos, basta observar a arquitetura de um computador, na qual várias analogias podem ser feitas entre a máquina e o corpo humano.

Um instrumento de medição pode ser resumido como sendo uma extensão do sistema sensitivo, um dispositivo capaz de detectar alguma grandeza, processá-la e em seguida tomar decisões baseadas no resultado do processamento. De acordo com este raciocínio, percebe-se que deve haver um elemento capaz de converter a grandeza a medir em alguma forma de sinal que possa ser processada. No caso a ser abordado nesta dissertação, esse processamento é feito eletricamente.

Ao longo dos últimos decênios, muito se tem pesquisado com o objetivo de se ter instrumentos precisos e que apresentem resposta rápida [1]–[7]. Uma das importantes frentes de pesquisa científica atual tem como foco o desenvolvimento de elementos sensores, sendo uma classe deles os sensores termo-resistivos.

Sensores são elementos que, na presença ou variação de alguma grandeza física, têm alguma de suas propriedades modificada, sendo então sensíveis a tal grandeza. Existem muitos elementos que mudam suas características quando sua temperatura sofre variação, a exemplo dos semicondutores e junções bimetálicas. Os sensores termo-resistivos, como o próprio nome sugere, sofrem mudanças em sua resistência elétrica

quando sua temperatura varia, seja esta variação decorrente da variação da corrente elétrica que o atravessa, da radiação térmica incidente, do movimento do fluido que o envolve ou da temperatura ambiente, entre outras.

O leque de aplicações dos sensores termo-resistivos tem aumentado à medida que a tecnologia avança e os equipamentos automatizados passam a integrar sistemas em diversas áreas, sejam eles sistemas de controle de temperatura em ambientes climatizados, sistemas de controle de irrigação, sistemas de coleta de dados meteorológicos ou mesmo utilizados em aparelhos eletrodomésticos.

Os sistemas baseados em sensores termo-resistivos podem ser implementados por circuitos que processam o sinal em tempo contínuo ou discreto [7]. Estes últimos podem ter resposta temporal pior que os circuitos em tempo contínuo, mas em contrapartida, possuem todas as vantagens dos sistemas digitais, que podem ser facilmente implementados a baixo custo, permitem reconfiguração e adaptação do sistema, são versáteis, podem ser implementado de várias formas, seja em microcontroladores, DSPs (*Digital Signal Processors*), CPLDs (*Complex Programmable Logic Devices*) ou ASICs (*Application-Specifics Integrated Circuit*), entre outras. Estes sistemas de medição com processamento em tempo discreto são implementados com circuitos mistos, ou seja circuitos com parte digital e parte analógica. Qualquer sistema misto necessita de circuitos de interface entre as partes digitais e analógicas, que são os conversores D/A e A/D. Quando estes conversores têm resolução de 1 bit, pode-se usar somente um comparador para implementá-los, tornando-os muito mais baratos que os conversores A/Ds de resolução maior. Dessa forma, transfere-se a complexidade para o circuito digital, que pode ser muito mais facilmente implementado em circuito integrado que os circuitos analógicos. Graças a evolução da tecnologia digital, a perda de velocidade de conversão associada a serialização da informação quando se usa quantizador de 1 bit é compensada por circuitos que trabalham em frequências muito altas.

Esta dissertação é parte de um trabalho maior que tem como objetivo estudar o comportamento dos sistemas baseados em sensores termo-resistivos que usam o princípio da equivalência elétrica em tempo discreto. Nestes sistemas o sensor é aquecido por um dos seguintes métodos: tensão constante, corrente constante ou temperatura constante.

O escopo deste trabalho limita-se a avaliar o comportamento dos circuitos onde

a temperatura do sensor é mantida constante. Para tal, utiliza-se circuitos digitais com a função de gerar um sinal com largura de pulsos modulada que excita uma ponte de Wheatstone da qual o sensor faz parte. Duas diferentes estratégias de geração de largura de pulsos foram implementadas e simuladas: modulação delta linear e modulação delta adaptativa.

Foram feitas comparações por simulação entre um circuito com sensor mantido a temperatura constante em tempo contínuo e outro em tempo discreto.

Uma outra contribuição importante deste trabalho é o desenvolvimento de um modelo de sensor termo-resistivo para o *software* de simulação PSPICE. De posse deste modelo, muitos trabalhos podem ser otimizados no computador com simulações, passando para a fase experimental apenas quando for necessária a comprovação prática do estudo. Este modelo foi desenvolvido e resultados de simulação são apresentados ao longo do texto.

1.1 Organização do trabalho

Esta dissertação se inicia com esta introdução e tem outros cinco capítulos que tratam dos seguintes assuntos:

- No capítulo dois apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre sensores termo-resistivos abordando suas características físicas, aplicações, métodos de medição e estruturas realimentadas, que servirá como base teórica para os trabalhos realizados.
- No capítulo três são abordadas as estruturas de medição com excitação do sensor em tempo discreto e com temperatura do sensor mantida constante. Também são analisados moduladores delta-linear e delta adaptativo [23] que são utilizados como estratégias de geração de largura de pulsos nos circuitos em tempo discreto estudados e simulados.
- No capítulo quatro faz-se uma apresentação das principais ferramentas utilizadas para o desenvolvimento dos trabalhos que são: CPLDs Altera®, modelagem comportamental com PSPICE e a linguagem de descrição de hardware Verilog HDL®.
- No capítulo cinco são mostradas as implementações realizadas para conclusão deste trabalho. Mostra-se como foi implementado o modelo

comportamental do sensor termo-resistivo e alguns resultados de simulação que o validam. Faz-se comparações entre resposta temporal de estruturas com processamento em tempo contínuo e discreto. Também são mostradas as implementações dos circuitos geradores de largura de pulso baseados em modulação delta-linear e delta-adaptativo e seus respectivos resultados de simulação.

- No capítulo seis são apresentadas as conclusões finais desta dissertação e sugestões para trabalhos futuros.
- Nos apêndices A,B e C apresenta-se os códigos de programas utilizados nas simulações e modelamentos.

Capítulo 2

Sensores Termo-Resistivos

Neste capítulo faz-se uma abordagem dos conceitos básicos dos sensores termo-resistivos, bem como de suas aplicações em sistemas de medição que os utilizam como elemento principal.

2.1 Introdução

Em sistemas de medição, são necessários elementos transdutores para a conversão da grandeza a medir em uma forma que permita sua estimação. Quase sempre, estes sistemas são baseados em circuitos elétricos onde são necessários sensores cujas propriedades elétricas são modificadas quando na presença ou variação da grandeza à qual é sensível. Quando o sensor é termo-resistivo, sua resistência elétrica muda conforme a variação de sua temperatura. Por sua vez, se a corrente elétrica ou radiação incidente ou a temperatura ambiente ou velocidade do fluido que envolve o sensor (se este estiver aquecido) variam, sua temperatura também varia.

Como a maioria dos elementos mudam suas propriedades físicas quando sua temperatura sofre variação, há diversos tipos de sensores termo-resistivos, tais como os termistores (semicondutores) e os sensores termo-resistivos metálicos (ex.: sensor de platina).

2.2 Características dos sensores termo-resistivos

Neste item apresentam-se as características físicas dos sensores termo-resistivos, assim como sua classificação conforme a variação de sua resistência.

2.2.1 Características Físicas

Os sensores termo-resistivos cuja resistência elétrica aumenta com a elevação da temperatura são chamados de PTCs (do inglês "Positive Temperature Coefficient"). Já os sensores cuja resistência elétrica diminui com a elevação de temperatura são chamados

de NTCs (do inglês “Negative Temperature Coefficient”). Dessa forma, os sensores termo-resistivos NTCs têm coeficiente de temperatura negativo e os PTCs têm coeficiente de temperatura positivo.

De uma forma geral, duas equações regem o comportamento dos sensores termo-resistivos: uma (equação 2.2) descreve o equilíbrio das energias baseado na primeira lei da termodinâmica e outra relaciona sua resistência elétrica com sua temperatura (equação 2.1):

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

A primeira lei da termodinâmica diz que “a energia não pode ser criada ou destruída, mas apenas transformada de uma forma para outra” [9]. Desta forma, relacionando-se a energia entregue ao sensor com sua energia perdida para o meio que o envolve mais a variação de sua energia interna, tem-se:

$$e_i = e_o + e_a \quad (2.2)$$

em que:

- e_i é a energia entregue ao sensor;
- e_o é a energia perdida para o meio que o envolve;
- e_a é a variação de sua energia interna.

Um sensor termo-resistivo pode absorver ou dissipar energia devido à diferença de sua temperatura e o meio que o envolve (transferência de calor), assim como também pode receber energia por efeito Joule. São três as formas possíveis de transferência de calor para o meio: condução, convecção e radiação.

Quando a transferência de calor para o meio se dá por condução, não há transporte de massa e sim transmissão de energia por comunicação molecular direta.

A transferência de calor por convecção está relacionada com condução de calor e movimento de massa, podendo ser forçada ou livre.

A transferência de calor por radiação se dá de um corpo de temperatura mais alta para outro de temperatura mais baixa sob a forma de ondas eletromagnéticas.

Se um sensor está aquecido por efeito Joule e submetido às três formas de transferência de calor para o meio, a equação 2.2 pode ser expressa sob forma de

potência (energia por unidade de tempo) pela equação 2.3 [8].

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (2.3)$$

em que:

- αSH é a energia térmica por unidade de tempo recebida pelo sensor em forma de radiação;
- P_e é a potência elétrica entregue sensor;
- $hS(T_s - T_a)$ é a energia térmica perdida pelo sensor para o meio por unidade de tempo;
- $mc \frac{dT_s}{dt}$ é a variação da energia térmica acumulada pelo sensor por unidade de tempo.

em que:

- α é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor;
- S é a área da superfície do sensor;
- H é a radiação incidente;
- h é o coeficiente global de transferência de calor do sensor;
- T_s é a temperatura do sensor;
- T_a é a temperatura ambiente;
- m é a massa do sensor;
- c é o calor específico do sensor.

A equação 2.3 descreve a dinâmica do sensor e pode ser usada conjuntamente com a equação 2.1 para determinação do comportamento dinâmico da resistência de um sensor termo-resistivo.

No próximo item, mostra-se as equações que relacionam a resistência elétrica do sensor termo-resistivo e sua temperatura.

2.2.2 Resistência elétrica x temperatura

A forma de expressar a equação 2.1 depende do tipo do sensor. A forma mais utilizada para particularizar a equação 2.1 para termistores NTCs é dada pela equação:

$$R_s = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.4)$$

em que:

- R_s é a resistência do sensor;
- T_s é a temperatura do sensor;
- R_0 é a resistência do sensor quando sua temperatura for T_0 ;
- β é coeficiente térmico da resistência elétrica do sensor.

Para os termistores do tipo PTC e resistores de fio ou filme metálicos, a equação 2.1 pode ser expressa por [7]:

$$R_s = R_0 \left[1 + \alpha_1 (T_s - T_0) + \alpha_2 (T_s - T_0)^2 + \dots + \alpha_n (T_s - T_0)^n \right] \quad (2.5)$$

Em que R_s é a resistência do sensor, T_s é a sua temperatura, T_0 é a temperatura de referência, R_0 é a resistência do sensor quando sua temperatura é T_0 e $\alpha_{1..n}$ são os coeficientes térmicos da resistência elétrica do sensor.

Dependendo da composição química do sensor e da faixa de temperatura a que será submetido, pode-se desprezar os termos da equação 2.5 com ordem superior a 1, reduzindo-a a:

$$R_s = R_0 [1 + \alpha_1 (T_s - T_0)] \quad (2.6)$$

Os sensores termo-resistivos metálicos de platina apresentam uma curva de resistência x temperatura praticamente linear, ou seja, os coeficientes de ordem maior que um da equação 2.5 são muito pequenos quando comparados com o coeficiente de primeira ordem.

Após ser mostrado como a resistência do sensor termo-resistivo varia com sua temperatura, apresenta-se como o sensor troca calor com o meio que o envolve.

2.2.3 Coeficiente global de transferência de calor

O coeficiente global de transferência de calor na superfície do sensor, h , determina como o sensor troca calor com o meio que o envolve. Este coeficiente não é constante pois depende da temperatura do meio que envolve o sensor, assim como da

temperatura do sensor [7]. Quando o meio que envolve o sensor é um fluido, h também é função da velocidade relativa entre o fluido e o sensor.

A dependência de h para com a temperatura depende da geometria do sensor e sua dedução é muito complexa [8]. Por sua vez, a dependência de h para com a velocidade do fluido, para uma faixa de velocidade na qual a convecção forçada é muito maior que a convecção livre, pode ser dada equação :

$$h = C_0 + C_1 U^n \quad (2.7)$$

em que:

- C_0 e C_1 são coeficientes determinados experimentalmente;
- U é a velocidade do fluido em relação ao sensor;
- $n \in (0,33, 0,5)$.

Visto o coeficiente global de transferência de calor do sensor termo-resistivo, aborda-se no próximo item, sua constante de tempo .

2.2.4 Constante de tempo

Uma característica muito importante de elementos sensores é sua constante de tempo. Para o caso do sensor termo-resistivo, a constante de tempo pode ser definida pela relação [8]:

$$\tau = \frac{mc}{hS} \quad (2.8)$$

Para um sensor termo-resistivo sem excitação elétrica e radiação incidente nula, a equação 2.3 reduz-se a:

$$hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} = 0 \quad (2.9)$$

Se a temperatura ambiente for constante, a equação 2.9 pode ser expressa como:

$$hS(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt} = 0 \quad (2.10)$$

Ou:

$$mc \frac{d(T_s - T_a)}{(T_s - T_a)} = -hS dt \quad (2.11)$$

Se a temperatura do sensor é elevada até uma certa temperatura T_{s1} e em seguida retira-se a fonte de calor, após um certo intervalo de tempo Δt , o sensor atinge uma certa temperatura T_{s2} . A partir da solução da equação diferencial (2.11), chega-se a :

$$\tau = \frac{mc}{hS} = \frac{\Delta t}{\ln \left(\frac{T_{s1} - T_a}{T_{s2} - T_a} \right)} \quad (2.12)$$

Se T_{s1} e T_{s2} , Δt e T_a são conhecidos, pode-se, a partir de 2.12, determinar a constante de tempo do sensor [7].

2.3 Aplicações dos sensores termo-resistivos

Nos dias atuais, os sensores termo-resistivos são transdutores de temperatura e velocidade de fluido muito utilizados, sendo aplicados em diversificadas áreas, tais como: engenharia biomédica, automação e controle industrial, climatização ambiental, automobilismo, meteorologia e agronomia.

Observando-se as equações 2.1 e 2.3, percebe-se que os sensores termo-resistivos podem ser facilmente aplicados em situações onde se deseja medir temperatura, radiação térmica ou velocidade de fluidos.

2.3.1 Medição de temperatura

Sem dúvida, a temperatura é uma das grandezas físicas mais medidas e que também exerce influência na maioria dos sistemas de medição. Ela nem sempre é a variável que se deseja mensurar, mas sua medição se torna necessária para possibilitar a compensação de sua influência. Como exemplo de sistemas nos quais a medição da temperatura é necessária, podem ser citadas aplicações que vão desde o controle da temperatura do motor de um automóvel, controle da temperatura interna de ambientes residenciais e previsões meteorológicas até os termômetros usados em medicina .

O sucesso dos sensores termo-resistivos em sistemas de medição de temperatura

deve-se a seu baixo custo e ampla faixa de operação, mesmo apresentando uma relação não linear entre sua resistência e sua temperatura (termistores). Para reduzir o efeito da não linearidade dos termistores com a temperatura, há uma quantidade razoável de propostas de circuitos de linearização dentro da faixa de operação [13], seja por associação com resistores comuns seja pelo uso de circuitos mais elaborados como amplificadores operacionais ou microcontroladores.

A conclusão que se chega é de que a um custo relativamente baixo, pode-se desenvolver sistemas de medição de temperatura com ampla faixa de operação e razoável performance.

2.3.2 Medição de radiação

A medição de radiação térmica tem aplicação em áreas de pesquisas climáticas e fontes alternativas de energia entre outras. Nestas aplicações, os sensores termo-resistivos mais utilizados são os resistores metálicos depositados em algum substrato. Por apresentar maior linearidade, estabilidade e sensibilidade, a platina é o metal mais adequado [8].

Como pode ser observado na equação 2.3, o aquecimento do sensor termo-resistivo pode se dar por efeito Joule, aumento da temperatura ambiente ou radiação térmica incidente.

Sendo $H=H_x$ a radiação incidente no sensor excitado eletricamente por uma fonte de corrente constante, tem-se que a temperatura do sensor em regime permanente é $T_s=T_{sx}$. Se apenas a radiação incidente no sensor variar para $H=H_y$, tem-se após o equilíbrio $T_s=T_{sy}$. Consequentemente, a resistência e a tensão sobre o sensor variaram. A medição desta variação de tensão permite que se calcule a variação da radiação incidente pelo uso das equações 2.3 e 2.4 ou 2.5.

Existem outras maneiras para se medir radiação utilizando sensor termo-resistivo: com tensão sobre o sensor constante ou com temperatura do sensor constante. Esta última faz uso de uma estrutura realimentada, na qual o sensor recebe ou perde energia por efeito Joule para compensar a variação das outras grandezas as quais ele é submetido.

2.3.3 Medição de velocidade de fluido

Como mostrado na seção 2.2.3, o coeficiente de transferência de calor h depende da velocidade do fluido que envolve o sensor, significando que a energia perdida pelo sensor para o meio que o envolve, depende da velocidade do fluido que compõe o meio.

Os instrumentos que medem velocidade de fluidos recebem o nome de anemômetro, embora o termo anemômetro signifique estritamente instrumento que mede a velocidade do vento [7]. Os métodos de medição de velocidade de fluido nestes instrumentos são os mesmos já mencionados na seção 2.3.2: corrente através do sensor constante, temperatura sobre o sensor constante [12][14] ou tensão sobre o sensor constante.

2.4 Métodos de medição [7]

O princípio da equivalência elétrica estabelece que se a resistência do sensor variar de R_1 para R_2 devido a variação de uma das grandezas físicas (radiação, velocidade de fluido ou temperatura ambiente) e se, nas mesmas condições, a resistência do sensor variar de R_1 para R_2 devido a uma variação na potência elétrica entregue ao sensor, então as variações da grandeza física e da potência elétrica são equivalentes [7].

Em instrumentos de medição nos quais são utilizados sensores aquecidos, três métodos podem ser aplicados para se implementar o princípio da equivalência elétrica e se obter a informação da grandeza a medir sob forma de corrente e/ou tensão: corrente através do sensor constante, tensão no sensor constante e temperatura do sensor constante.

Em regime permanente estático, a equação 2.3 reduz-se a:

$$P_e = hS(T_s - T_a) - \alpha SH \quad (2.13)$$

Da equação 2.13 percebe-se que a potência elétrica entregue ao sensor em um determinado instante é dependente da temperatura ambiente, radiação térmica e velocidade do fluido. Isto porque S e α são constantes e está sendo assumida a condição de regime, em que a temperatura do sensor está estabilizada.

As arquiteturas abordadas neste trabalho são baseadas em circuitos que mantêm a temperatura do sensor constante. No entanto, nos itens seguintes faz-se uma pequena abordagem sobre os outros dois métodos (corrente constante e tensão constante) visto

que estas estruturas fazem parte dos estudos a serem realizados em trabalhos que darão continuidade ao trabalho apresentado nesta dissertação.

2.4.1 Método de medição com corrente constante através do sensor

No método de medição com corrente através do sensor constante, a corrente que atravessa o sensor é fornecida por uma fonte de corrente constante conforme é ilustrado na figura 2.1.

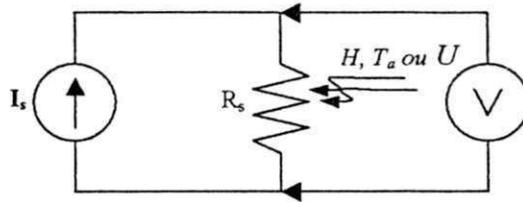


Figura. 2.1: Circuito com sensor termo-resistivo excitado por uma corrente constante

Substituindo P_e por $I_s^2 R_s$ na equação 2.13, tem-se:

$$I_s^2 R_s = hS(T_s - T_a) - \alpha SH \quad (2.14)$$

Para um sensor termo-resistivo metálico, com resistência determinada pela expressão:

$$R_s = R_0 + \alpha_1 R_0 T_s \quad (2.15)$$

em que R_0 é a resistência do sensor quando sua temperatura for 0°C . Manipulando-se a equação 2.15, encontra-se a expressão da temperatura do sensor em função de sua resistência:

$$T_s = \frac{R_s}{\alpha_1 R_0} - \frac{R_0}{\alpha_1 R_0} \quad (2.16)$$

Fazendo-se $k_i = \frac{1}{\alpha_1 R_0}$ e substituindo na equação 2.16, chega-se a [7]:

$$T_s = k_i R_s - k_i R_0 \quad (2.17)$$

Após substituir a equação 2.17 na expressão 2.14 e fazer algumas transformações, chega-se a:

$$R_s = \frac{hSk_i R_0 + hST_a + \alpha SH}{hSk_i - I_s^2} \quad (2.18)$$

A tensão sobre o sensor no circuito da figura 2.1 é então:

$$V_s = I_s R_s = I_s \frac{hSk_i R_0 + hST_a + \alpha SH}{hSk_i - I_s^2} \quad (2.19)$$

Da equação 2.19, algumas conclusões podem ser tiradas:

- A tensão sobre o sensor, V_s , é função da temperatura ambiente, da velocidade do fluido e da radiação incidente, sendo possível estimar uma destas grandezas a partir de V_s quando as outras são nulas ou conhecidas.
- É necessária a compensação da temperatura ambiente para a medição da radiação incidente e da velocidade do fluido pelo simples fato de não ser possível na maioria dos casos, isentar o sistema de medição da influência da temperatura ambiente.
- A tensão sobre o sensor varia linearmente com a temperatura ambiente e radiação incidente, mas não varia linearmente com a velocidade do fluido.

2.4.2 Método de medição com tensão sobre o sensor constante

No método de medição com tensão sobre o sensor constante, a diferença de potencial elétrico entre os terminais do sensor é mantida constante como ilustrado na figura 2.2.

Substituindo P_e por $V_s I_s$ na equação 2.13, tem-se:

$$V_s I_s = hS(T_s - T_a) - \alpha SH \quad (2.20)$$

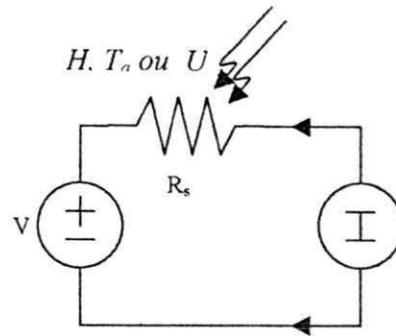


Figura. 2.2: Circuito com sensor alimentado por fonte de tensão constante

Para um sensor termo-resistivo metálico, substituindo-se $R_s = \frac{V_s}{I_s}$ na equação

2.17, tem-se:

$$T_s = k_i \frac{V_s}{I_s} - k_i R_0 \quad (2.21)$$

Substituindo a equação 2.21 na expressão 2.2, tem-se então:

$$V_s I_s^2 = hS(k_i V_s - k_i R_0 I_s - T_a I_s) - \alpha S H I_s \quad (2.22)$$

Como pode-se notar, a equação 2.22 é de segunda ordem e seus coeficientes dependem da temperatura ambiente, radiação térmica incidente e velocidade do fluido; em outras palavras, não há uma relação linear entre a corrente do sensor e nenhuma das grandezas físicas que se deseja estimar.

2.4.3 Método de medição com temperatura do sensor constante

No método de medição com temperatura do sensor constante, o sensor é montado em um sistema com realimentação negativa, de modo que sua temperatura e conseqüentemente, sua resistência, permaneçam constantes. Variações na temperatura ambiente, radiação incidente e velocidade do fluido são compensadas na potência elétrica do sensor de modo que não haja variação em sua temperatura, como pode-se observar no diagrama de blocos da figura 2.3.

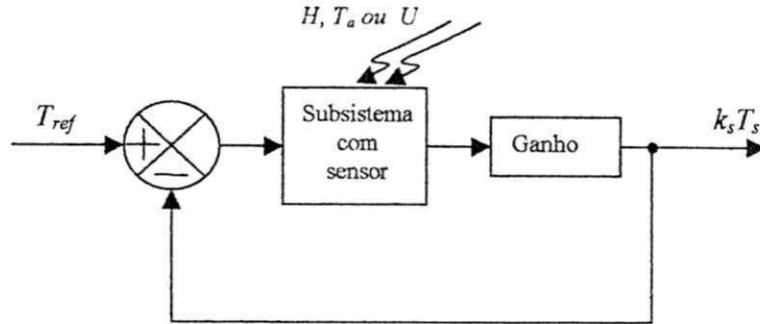


Figura 2.3: Diagrama de blocos de sistema realimentado com temperatura do sensor mantida constante.

Fazendo $P_e = \frac{V_s^2}{R_s}$ na equação 2.13 obtém-se:

$$V_s^2 = R_s h S (T_s - T_a) - R_s \alpha S H \quad (2.23)$$

Pode ser observado na equação 2.23 que não há relação linear entre a tensão sobre o sensor e nenhuma das grandezas a estimar, entretanto este método é muito utilizado por apresentar constante de tempo muito pequena [1]-[4]. É este também o método adotado nos estudos apresentados neste trabalho.

2.5 Sistemas de medição a temperatura constante

Conforme citado na seção anterior, apesar de não haver relação linear entre a tensão sobre o sensor e as grandezas físicas as quais ele é submetido, o método de medição a temperatura constante é o mais utilizado. A principal razão disto é sua rápida resposta temporal. Há várias formas de implementação de sistemas nos quais a temperatura do sensor é mantida constante. Algumas delas são mostradas a seguir.

2.5.1 Circuito em ponte com amplificação do sinal de desequilíbrio

O circuito com sensor mantido a temperatura constante mais utilizado é mostrado na figura 2.4:

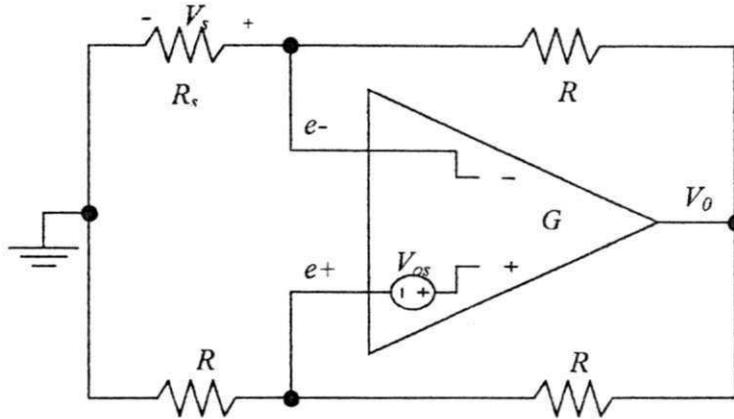


Figura: 2.4: Diagrama de circuito em ponte com amplificação do sinal de desequilíbrio

O circuito apresentado na figura 2.4 garante com que o sensor R_s (sensor termo-resistivo de filme metálico) mantenha sua temperatura quase constante como mostra [7]. Um aumento na temperatura ambiente ou radiação incidente, assim como uma diminuição do coeficiente de transferência de calor, h , faz com que a ponte se desequilibre instantaneamente. A tensão de desequilíbrio da ponte ($e_+ - e_-$) é somada à tensão de desvio do amplificador operacional (V_{os}) e multiplicada pelo ganho do mesmo amplificador operacional, proporcionando uma diminuição no módulo do valor de V_o .

Em [3] mostra-se que se o amplificador operacional da arquitetura mostrada na figura 2.4 for ideal ($V_{os} = 0$), o sistema é instável.

A tensão de desvio do amplificador tem influência direta no ponto de operação do circuito, que também varia com a grandeza a medir, levando à conclusão de que o circuito apresentado na figura 2.4 não mantém a temperatura do sensor estritamente constante [3] embora esta variação seja muito pequena e desprezada para a maioria das aplicações (neste trabalho, despreza-se esta variação e considera-se a temperatura sobre o sensor constante). A tensão de desvio também tem relação direta com a resposta temporal do sistema, quanto maior for o seu valor, pior a resposta do circuito, embora mais estável [7].

Simulações foram feitas com o software de simulação PSPICE [24][25] com o intuito de verificar a relação entre a resposta temporal do circuito da figura 2.4 e a

tensão de desvio do amplificador operacional. Para tanto, montou-se o esquema da figura 2.5, que usa um amplificador não-inversor com ganho 2 e entrada nula, afim de se ter em sua saída o dobro da tensão de desvio do amplificador operacional utilizado. Em seguida, utilizando-se uma fonte de tensão controlada com ganho $-1/2$, obtém-se o complemento da tensão de desvio do amplificador operacional.

Desta forma, com uma fonte de tensão variável, é possível simular diversas situações de tensão de desvio conforme é mostrado nas figuras 2.6 (tensão de desvio nula) e 2.7 (tensão de desvio = 0,01; 0,1 e 1 mV).

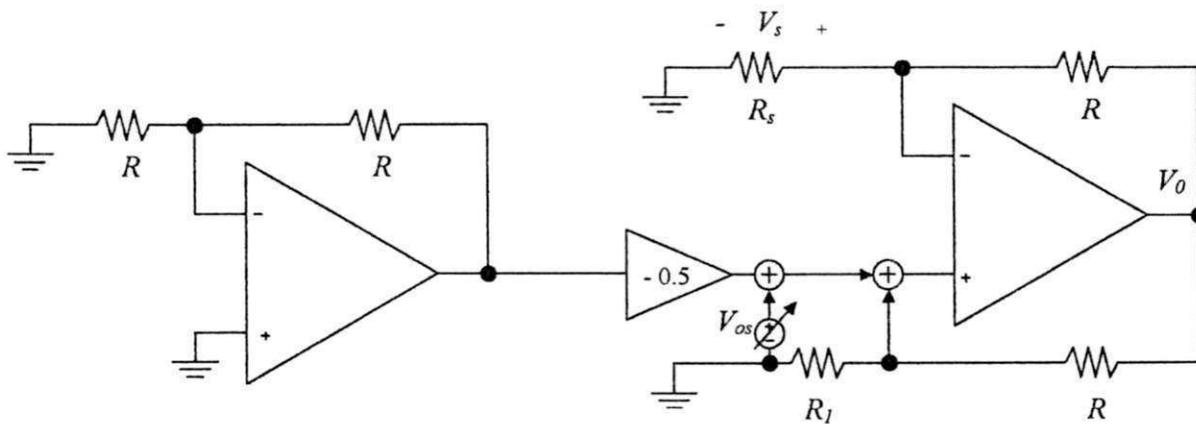


Figura. 2.5: Diagrama elétrico de circuito com compensação de tensão de desvio

Na simulação realizada, utilizou-se sensor termo-resistivo metálico modelado a partir de fontes de tensão e corrente controladas conforme descrito no capítulo 5, com os seguintes parâmetros:

- $S = 20 \mu\text{m}^2$; $h = 211,4 \text{ W/}^\circ\text{C.m}^2$; $mc = 59,88 \times 10^{-3} \text{ J/}^\circ\text{C}$; $\alpha_1 = 0,0038 \text{ (}^\circ\text{C)}^{-1}$; $R_0 = 102,4 \Omega$; $T_a = 27 \text{ }^\circ\text{C}$.

Os seguintes valores foram utilizados para o circuito da figura 2.5:

- $R = 120 \Omega$, $R_1 = 113 \Omega$, amplificadores operacionais LM 324.

Para obtenção do gráfico apresentado na figura 2.6, a tensão de desvio foi anulada (fez-se a fonte de tensão $V_{os} = 0$).

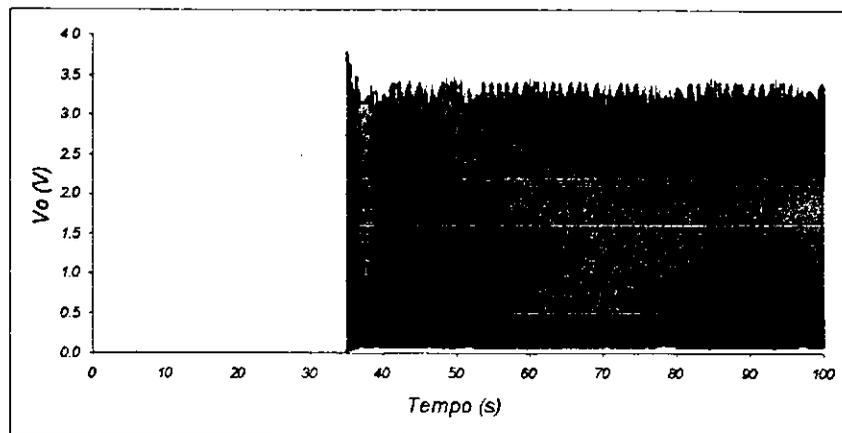


Figura. 2.6: Resultado de simulação para condição de tensão de desvio nula

A partir do gráfico mostrado na figura 2.6, constata-se que quando a tensão de desvio do amplificador operacional é nula, o sistema torna-se instável..

Uma segunda simulação foi realizada para serem observados os efeitos da tensão de desvio, na qual um degrau de radiação com amplitude $H = 100 \text{ W/m}^2$ é aplicado em $t = 70 \text{ s}$. Três situações foram avaliadas: $V_{os} = 10 \mu\text{V}$, $V_{os} = 100 \mu\text{V}$, $V_{os} = 1 \text{ mV}$. Nesta simulação o circuito tem um estado transitório até $t = 40 \text{ s}$, entrando em regime permanente a partir de então. Na figura 2.7 é exibido o resultado de simulação durante o intervalo $t = [60, 100] \text{ s}$.

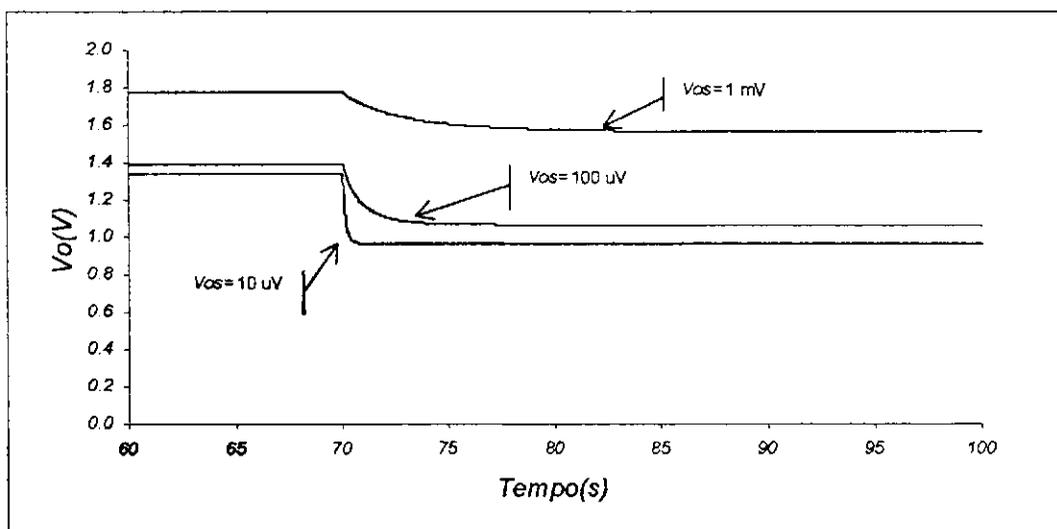


Figura: 2.7: Resultado de simulação para $V_{os} = 10 \mu\text{V}$, $100 \mu\text{V}$ e 1 mV e degrau de

Duas constatações importantes podem ser feitas a partir do resultado de simulação apresentado na figura 2.7:

1. O ponto de operação do circuito muda com a tensão de desvio, e consequentemente a resistência e temperatura do sensor;
2. A resposta temporal do sistema é dependente da tensão de desvio.

A conclusão 1 fica evidente se for observada a tensão de saída (V_o) do sistema para condições iguais de temperatura, radiação incidente e velocidade do fluido (intervalo entre $t = 60$ s e $t = 70$ s). Sendo de mesmo valor os três resistores da ponte de Wheatstone, variações na tensão V_o são refletidas diretamente na corrente que flui em cada braço da ponte e consequentemente na potência elétrica, resistência e temperatura do sensor. Comprovando o que é mostrado analiticamente em [3][7].

Conforme avaliado por [7], quanto maior a tensão de desvio do amplificador operacional, maior a resposta temporal do sistema, o que está evidenciado na figura 2.7.

2.5.2 Circuito em ponte com modulador PWM

Na seção anterior, mostrou-se um sistema a temperatura constante, em que a relação entre a variável de saída (tensão) e as grandezas a estimar é não linear. Neste item, mostra-se que com poucas modificações na arquitetura já mostrada, é possível ter uma relação linear entre as grandezas a estimar e uma variável de saída.

Um sinal modulado em largura de pulso ou PWM do inglês “pulse width modulation”, tem período (T) e amplitude (E) constantes e largura de pulso (τ) variável de acordo com o sinal modulante. O período de um sinal PWM é por definição a distância entre o ponto central de cada pulso, ou seja o sinal a modular deve ser amostrado na metade da duração de um pulso. Como isso é impossível de se realizar praticamente, visto que para se determinar a largura do pulso é necessário primeiramente amostrar o sinal modulante, utiliza-se a aproximação ilustrada na figura 2.8, onde a amostragem é feita na borda de subida do sinal modulado.

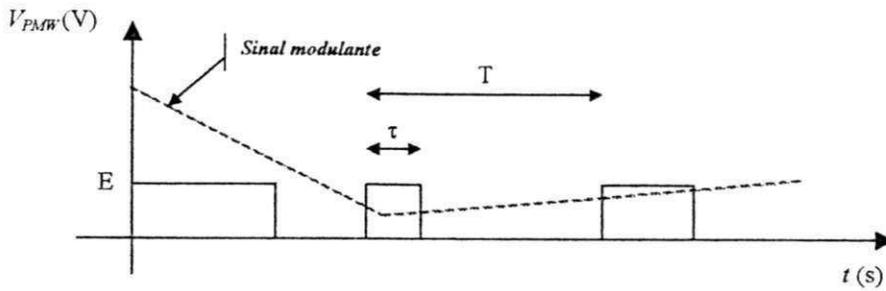


Figura 2.8: Forma de onda de sinal PWM com amplitude E, período T e largura de pulso τ

O valor eficaz do sinal PWM da figura 2.8 é dado por:

$$V_{efc} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\tau} E^2 dt} = E \sqrt{\frac{\tau}{T}} \quad (2.24)$$

Fazendo a substituição da equação 2.24 na equação 2.23 e rearrumando o resultado, chega-se a:

$$\tau = \frac{T}{E^2} R_s [hS(T_s - T_a) - \alpha SH] \quad (2.25)$$

Percebe-se a partir da equação 2.25 que de forma contrária a equação 2.23, agora existe uma relação linear entre as grandezas a estimar e uma variável de saída, neste caso, a largura de pulso do sinal PWM, τ , dado que E , T , T_s e R_s são constantes. Esta conclusão leva à implementação do circuito mostrado na figura 2.9.

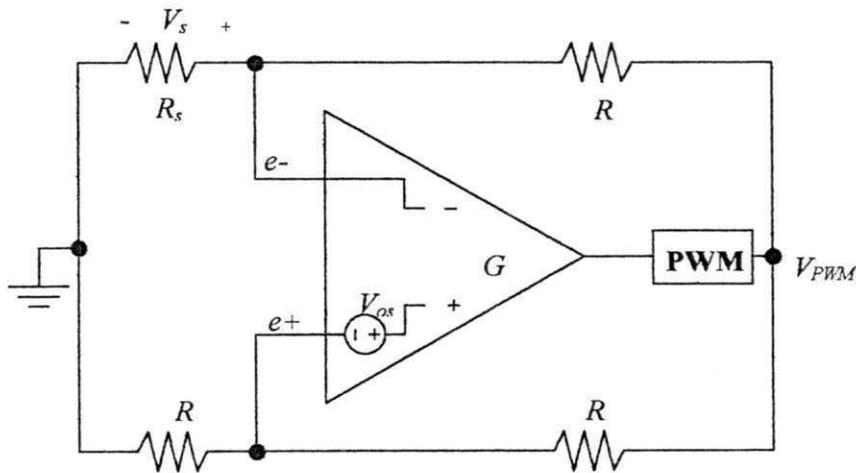


Figura 2.9: Circuito em ponte com modulador PWM

Ao utilizar sinais discretos, espera-se que a resposta temporal do sistema piore quando comparado à implementação em tempo contínuo. Por outro lado, o número de possibilidades de realizações do modulador PWM deixa espaço para o uso de técnicas mais elaboradas, principalmente abrindo espaço para uso de circuitos digitais, tais como microcontroladores, processadores digitais de sinais, FPGAs ou CPLDs. Com estes dispositivos, a complexidade de circuito pode ser aumentada e estratégias de controle modernas podem ser aplicadas visando melhorar a precisão e resposta do sistema.

Em [7] são apresentados resultados de experimentos que visam verificar a linearidade de τ em relação a temperatura ambiente. Em [7] também são expostos resultados que comprovam que a arquitetura com PMW tem sensibilidade maior que outros circuitos usados para medir temperatura.

2.5.3 Sistemas com variável de medição proporcional a I_s^2

A arquitetura com variável de medição proporcional a I_s^2 utiliza um sistema de controle realimentado com ganho contínuo elevado para manter a temperatura do sensor e conseqüentemente sua resistência constantes, independente das variações da radiação incidente, velocidade do fluido e temperatura ambiente.

É mostrado na figura 2.10 o diagrama de blocos deste sistema, na qual o sensor é parte de um subsistema com variável de entrada $x(t)$, e variável de saída $y(t)$, conforme as expressões abaixo:

$$x(t) = k_{in} I_s^2(t) \quad (2.26)$$

e,

$$y(t) = k_o R_s(t) \quad (2.27)$$

em que k_{in} e k_o são constantes de proporcionalidade.

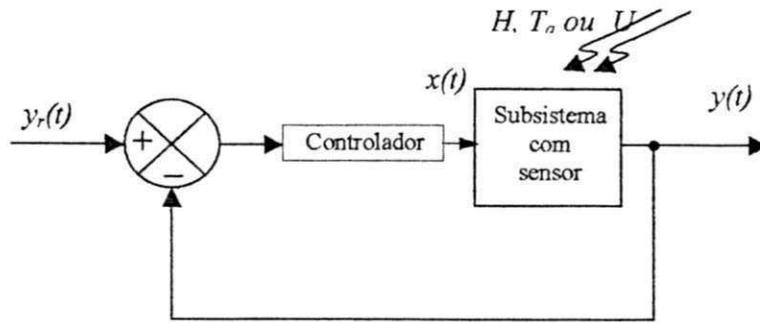


Figura. 2.10: Diagrama de blocos de sistema de medição de radiação, temperatura ou velocidade do fluido com varável de medição proporcional ao quadrado da corrente através do sensor.

Substituindo-se a equação 2.26 na equação 2.14 e fazendo $k_{in}=1$, chega-se a expressão seguinte:

$$x(t) = R_s^{-1} [hS(T_s - T_a) - \alpha SH] \quad (2.28)$$

Com a garantia de que R_s e conseqüentemente T_s serão mantidos constantes pela ação do controlador, tem-se uma relação linear entre $x(t)$ e h , T_a ou H .

2.6 Conclusões

Fez-se neste capítulo uma revisão de conceitos básicos dos sensores termo-resistivos, onde apresentou-se suas características físicas, principais aplicações e alguns métodos de medição que são utilizados neste trabalho, tal como os sistemas de medição com sensor mantido a temperatura constante.

Estas informações são utilizadas nos próximos capítulos, onde são estudados os sistemas em tempo discreto que mantém a temperatura do sensor termo-resistivo constante e também serão úteis para a continuidade do trabalho maior do qual esta dissertação é parte.

Capítulo 3

Sistemas de medição com sensor a temperatura constante e processamento do sinal em tempo discreto

No capítulo 2, mostrou-se que a utilização do sensor termo-resistivo em uma estrutura em tempo discreto que o mantém a temperatura constante, proporciona uma relação linear entre a largura de pulso de um sinal PWM e a variação de uma grandeza de interesse que pode ser temperatura, radiação térmica ou velocidade do fluido que o envolve.

São mostradas neste capítulo algumas implementações possíveis de sistemas a temperatura constante em tempo discreto.

3.1 Circuito com modulador PWM e conversor A/D

Na figura 3.1 é mostrado um circuito com sensor em ponte, amplificador operacional, conversor A/D, lógica de controle e modulador de largura de pulsos (PWM).

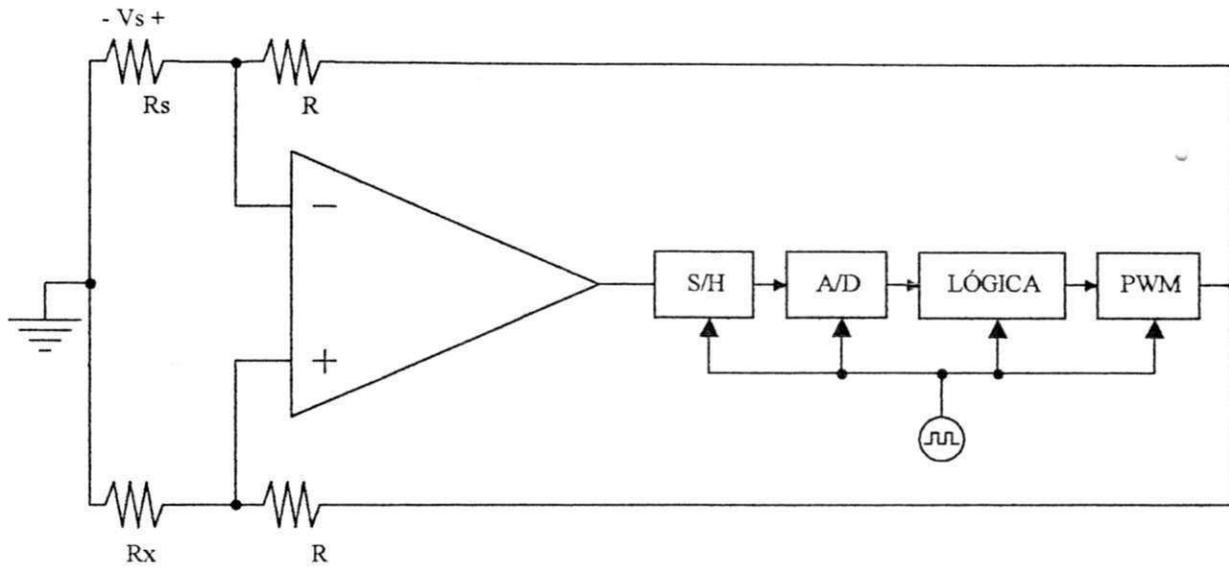


Figura:3.1: Diagrama esquemático de circuito com sensor em ponte, amplificador operacional, conversor A/D, lógica de controle e PWM

A estrutura mostrada na figura 3.1 tem funcionamento similar à versão em tempo contínuo apresentada na figura 2.9, onde um sinal PWM é aplicado a ponte de Wheatstone que contém o sensor em um de seus braços. Na figura 3.1, o sinal de desbalanceamento da ponte é amplificado, amostrado e convertido para digital. Um circuito digital (bloco lógica) é utilizado para gerar o sinal de controle do modulador PWM de acordo com alguma estratégia. Aqui tem-se uma relação linear entre a largura de pulso e as grandezas a estimar: radiação, temperatura ambiente e velocidade do fluido. O fato de se discretizar o sinal de desbalanceamento da ponte amplificada implica em resolução e performance de resposta temporal inferiores à versão similar em tempo contínuo. Isso implica na escolha adequada do conversor A/D de modo que se tenha desempenho satisfatório da medição desejada.

Uma outra implementação possível de estrutura em tempo discreto com sensor mantido a temperatura constante que utiliza conversor A/D e modulador PWM é mostrada na figura 3.2.

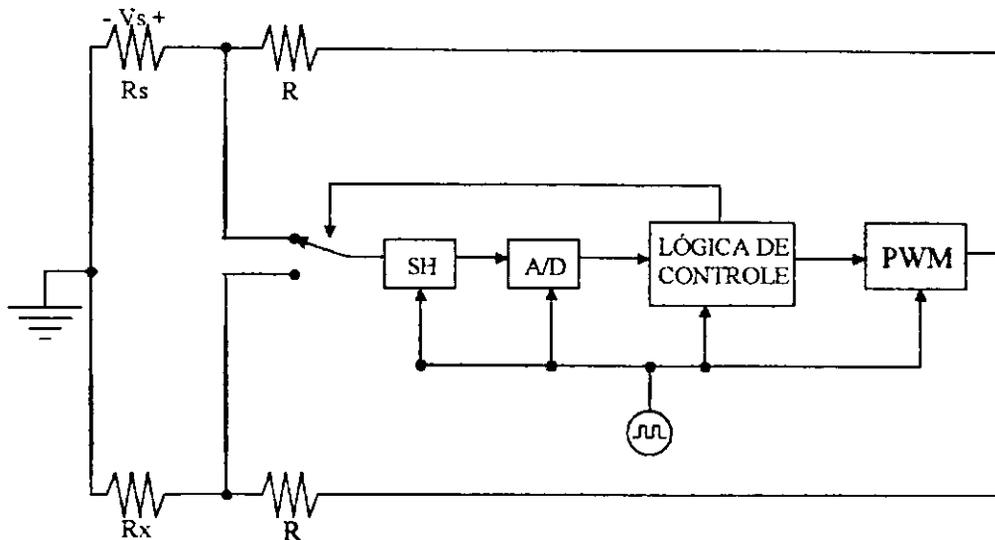


Figura.3.2: Diagrama esquemático de circuito com sensor em ponte, conversor A/D, lógica de controle e PWM

O circuito da figura 3.2, tem funcionamento similar ao circuito apresentado na figura 3.1, exceto que o ganho diferencial é implementado digitalmente no circuito de lógica de controle que pode ser um cálculo matemático realizado por um microprocessador ou DSP, ou por um circuito digital dedicado. Um único conversor A/D é utilizado, para tanto, é necessária uma chave analógica para que os dois valores de tensão de interesse possam ser medidos. A resolução da grandeza a medir é função direta da resolução do conversor A/D.

3.1.1 Conversores analógico-digitais (A/D)

A evolução da tecnologia de semicondutores nas últimas décadas conduziu o tratamento de sinais de forma digital na maioria dos segmentos, graças ao número de técnicas e algoritmos que se tornaram viáveis com o advento da integração em larga escala. A popularização dos microprocessadores, microcontroladores, DSPs (digital signal processors), FPGAs ou CPLDs também contribuiu para a tendência digital, hoje uma realidade dominante. Exemplos podem ser encontrados facilmente nos equipamentos eletrodomésticos, tais como aparelhos que reproduzem informações gravadas em CDs e DVDs, na atual transição da televisão convencional para transmissão de forma digital, nas modernas técnicas de telefonia, entre outras.

Como a diversidade da natureza dos sinais que se deseja processar é muito ampla, também o é o número de técnicas de conversão de sinais analógicos para digital. Não é possível classificar as técnicas isoladamente sem considerar a aplicação a que se destina, pois cada uma delas tem vantagens sobre as outras em determinadas situações.

Atualmente classifica-se os conversores analógico-digital em direto e indireto [26]. Os conversores indiretos processam o sinal analógico seja pela contagem de tempo que sua integração leva para atingir determinado valor, seja por um processo de aproximações sucessivas. Seu custo é relativamente baixo, porém necessita de um tempo relativamente alto para realizar a conversão, limitando desta forma a frequência máxima de operação e conseqüentemente a gama de aplicações. Os conversores diretos, por sua vez, não utilizam o auxílio de outros elementos (como integradores ou RAS - Registrador de Aproximações Sucessivas) para realizar a conversão. Assim, realizam a conversão em tempos bem menores do que os indiretos. No entanto, os conversores diretos que apresentam o menor tempo de conversão (paralelos) exigem um número de componentes que cresce exponencialmente com a resolução, número este que é duplicado a cada bit acrescentado à resolução do conversor, inviabilizando portanto a implementação de conversores de alta resolução com este método.

Pode-se também classificar os conversores analógico-digital em cinco tipos conforme suas características fundamentais de funcionamento: contador, integrador (rampa simples, rampa dupla, sigma-delta), aproximações sucessivas, paralelo (flash), "multistep" [26]. Se for considerado o uso de cada um dos conversores A/D isolados e não o sistema do qual ele faz parte, pode-se classificar os três primeiros como conversores lentos e os dois últimos como conversores rápidos, também conhecidos como conversores para aplicações de vídeo.

O número de bits do conversor e sua arquitetura são parâmetros importantes para comparar as diversas implementações existentes. A fim de caracterizar um conversor A/D, as seguintes características são importantes:

- Resolução;
- Tempo de conversão;
- Passo e erro de quantização;
- Relação sinal ruído;
- Distorção harmônica total;
- Erros de desvio e ganho;
- Não linearidade diferencial e integral;

- Número efetivo de bits.

No item que segue são mostradas arquiteturas de medição baseadas em sensor termo-resistivo onde substitui-se o amplificador operacional e conversor A/D por um comparador (conversor A/D de um bit), transferindo-se a complexidade de circuito para um circuito digital que é responsável por gerar o sinal PWM que mantém o sensor com temperatura constante.

3.2 Arquiteturas de medição com comparador e modulador PWM

Nos circuitos mostrados nas figuras 3.1 e 3.2, usa-se a técnica de amplificação da tensão de desequilíbrio da ponte de Wheatstone. Para se tratar digitalmente a geração do sinal modulado em largura de pulso, usa-se conversores A/D, conforme visto. Estas estruturas possuem a desvantagem da necessidade de conversores A/Ds com alta-resolução, para que o sistema de medição possua um desempenho razoável. Com a tecnologia atual, isto não se consegue a baixo custo.

A estrutura mostrada na figura 3.3 faz uso de um comparador em vez de conversor A/D e amplificador operacional. Com um circuito de complexidade um pouco maior para controle de geração do sinal PWM, tem-se uma solução eficiente e de baixo custo que pode ser implementada em CPLDs relativamente baratos, ou em microcontroladores de baixa complexidade encontrados facilmente no mercado.

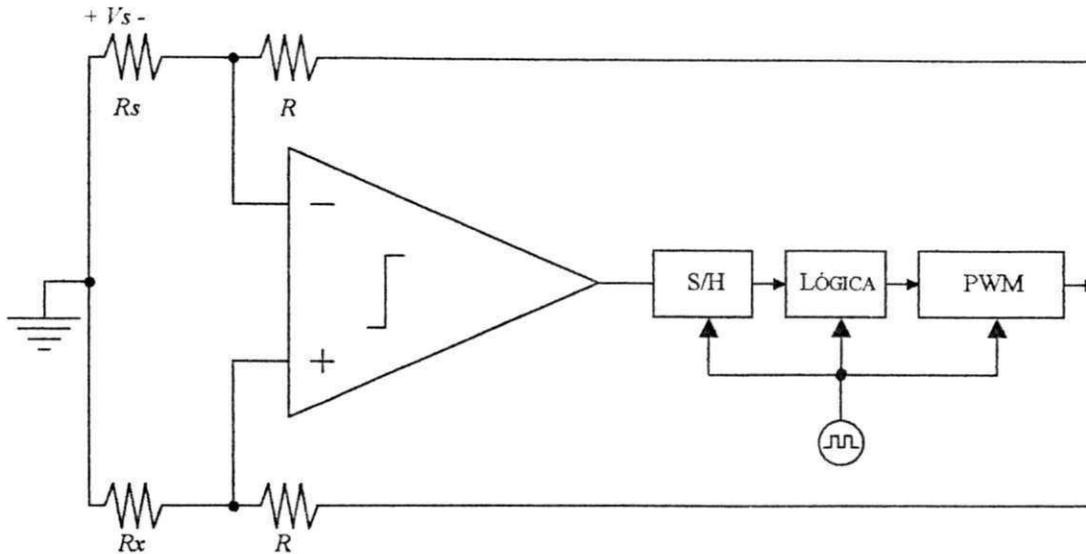


Figura 3.3: Diagrama de blocos de circuito que mantém a temperatura do sensor constante usando comparador, circuito digital e modulador PWM

Nos itens seguintes são apresentadas algumas possíveis estratégias para geração de largura de pulso por técnicas digitais.

3.2.1 Estratégias de geração de largura de pulso

No sistema mostrado na figura 3.3, um sinal PWM deve ser gerado a partir do resultado da comparação entre a tensão de referência e a tensão sobre o sensor termo-resistivo. Há várias formas de se fazer isso, algumas delas são abordadas nos itens subsequentes.

A geração de um sinal de período constante e largura de pulso variando de acordo com o sinal de entrada pode ser feita por comparação entre uma rampa crescente, que pode ser feita digitalmente por um contador, e o valor digital do sinal de entrada. Enquanto o sinal de saída do contador for menor que o sinal de entrada, o sinal PWM permanece em nível lógico '1', quando este for igual ou maior que o sinal de entrada, a saída PWM é fixada em nível '0'. Quando o sinal de contagem atingir seu valor máximo, um período terá sido completado e o processo se repetirá (figura 3.4).

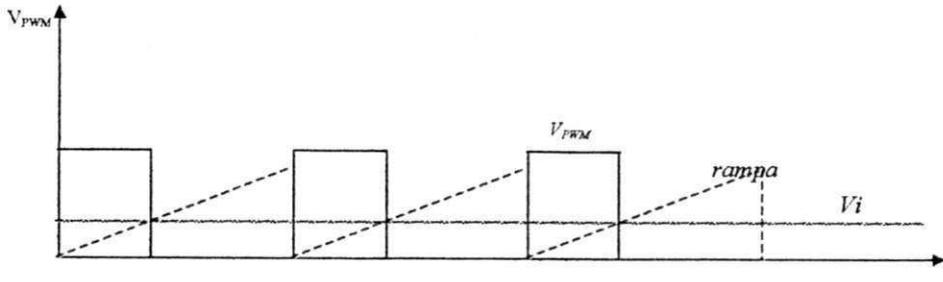


Fig.3.4: Formas de onda de sinal PWM gerado por comparação com rampa

Neste item, mostrou-se que um sinal PWM pode ser gerado facilmente por circuitos digitais. Nos próximos itens, mostram-se algumas técnicas que são usadas para definir a estratégia de geração de largura de pulso para sinal PWM.

3.2.1.1 Modulação delta linear

A forma como a largura do pulso do sinal PWM varia de um período para o outro tem implicação direta na resposta temporal do sistema. Uma forma de realizar esta tarefa é usar um modulador delta [23], conforme ilustrado na figura 3.5.

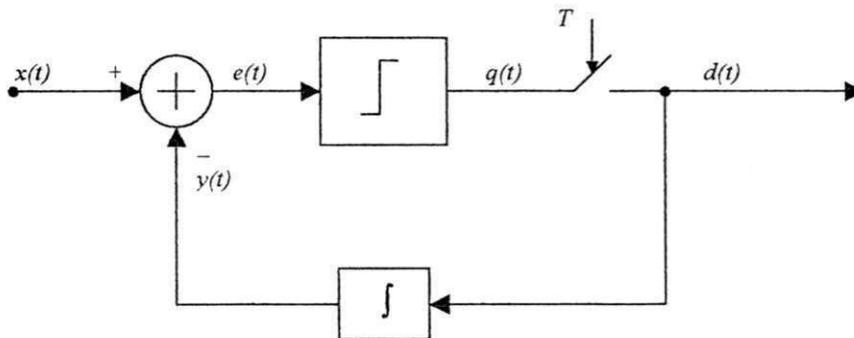


Fig.3.5:Diagrama de blocos de modulador delta linear

No esquema mostrado na figura 3.5, tem-se um sinal modulado em delta $d(t)$ conforme o sinal de entrada $x(t)$. O sinal em $d(t)$ é uma seqüência de pulsos espaçados por um tempo T e amplitude $\pm E$. Estes pulsos são acumulados no integrador da malha de realimentação, cuja saída, $y(t)$, é subtraída da tensão de entrada resultando no sinal de erro $e(t)$. O sinal $e(t)$ é aplicado a um quantizador de um bit cuja saída assume valor positivo para $e(t)$ maior que zero e valor negativo para $e(t)$ menor que zero, definindo

desta forma a polaridade dos pulsos em $d(t)$.

O integrador acumula $\gamma = \pm \alpha E$ a cada período T , sendo α uma constante. Dependendo do valor de α , o sinal $y(t)$ se aproxima mais rapidamente de $x(t)$ para situações de $x'(t)$ grande, embora isso resulte em um maior erro quando $x'(t) = 0$.

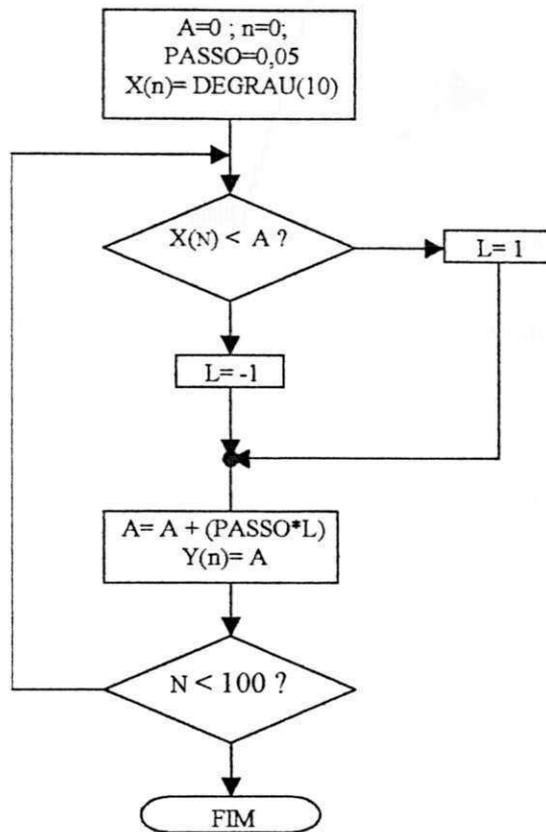


Fig. 3.6: Fluxograma de modulador delta linear com degrau de entrada

A implementação de um modulador delta linear foi feita usando-se o software MATLAB [19], que está descrita no apêndice C. A codificação do programa foi baseada no fluxograma da figura 3.6. Um degrau em $n=10$ (0.1 s) é usado como sinal de entrada do modulador. Foram executadas 100 iterações (1 s) com o intuito de se observar o tempo de resposta do modulador delta linear, na qual um degrau é usado como sinal de entrada. Para o caso simulado, fez-se $\alpha=0.05$ (passo) e $E=1$, ou seja, o sinal recuperado muda uma unidade para cada 20 iterações.

O gráfico de resposta deste modulador a um degrau unitário aplicado à entrada é exibido na figura 3.7.

contador que pode contar crescente ou decrescentemente. A cada pulso de clock, uma unidade é adicionada ou subtraída de seu valor prévio, a depender do resultado do sinal de erro quantizado. O número de incrementos ou decrementos no valor do acumulador por período de amostragem do sinal depende do valor de α .

3.2.1.2 Geração de pulso com modulação delta adaptativa

Como visto na seção anterior, o tempo de resposta de um modulador delta linear pode ser um problema para sinais que variam muito rapidamente, haja visto que a quantidade a ser somada por amostragem (passo do modulador) é constante, ou seja, o sinal de entrada varia muito mais rápido do que o sinal gerado pode acompanhar.

Uma alternativa, visando melhorar o desempenho temporal do modulador delta linear, é usar um passo de acumulação que se adapte a derivada do sinal modulante. Esta técnica de modulação é chamada de modulação delta adaptativo. Neste caso, tem-se um circuito detector de seqüência antes do integrador que aumenta o tamanho do passo de acumulação sempre que seqüências de '1' ou '0' acontecerem ou o reduz quando houver mudanças de '1' para '0' e vice-versa. Obviamente, há um compromisso entre o maior passo de quantização e a estabilidade do sistema.

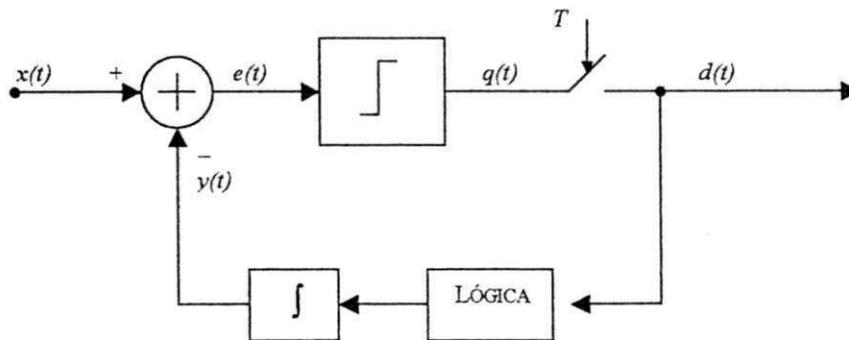


Fig.3.9: Diagrama de blocos de modulador delta adaptativo

O bloco denominado "lógica" na figura 3.9 pode ser implementado de diversas formas, significando que vários algoritmos podem ser utilizados para adaptar a seqüência de pulsos, $d(t)$, à derivada do sinal de entrada $x'(t)$. Uma estratégia possível é mostrada na figura 3.10, na qual um detector de seqüência é utilizado para determinar o passo de adaptação, assim como o sinal do valor a ser acumulado no integrador.

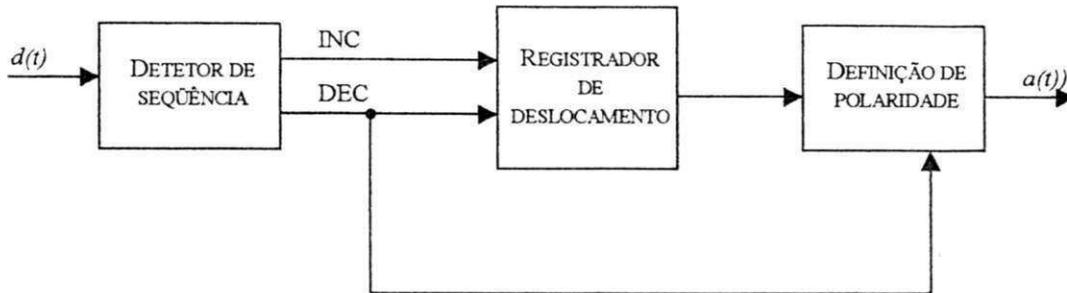


Fig.3.10: Lógica para determinação do passo de adaptação do modulador delta adaptativo

Na Fig. 3.10, um circuito lógico gera dois sinais a partir da seqüência de pulsos quantizados $d(t)$: INC e DEC.

O sinal DEC assume valor '1' a cada troca de polaridade nos pulsos quantizados. Já o sinal INC assume valor '1' quando há uma seqüência de três ou mais pulsos com a mesma polaridade.

O registrador de deslocamento utiliza os sinais DEC e INC para definir o sentido do deslocamento da palavra armazenada em seu registrador interno. Quando DEC=1, o deslocamento se dá à direita significando uma divisão por dois, assim como INC=1 implica em deslocamento a esquerda ou uma multiplicação da palavra armazenada por 2. Desta forma, tem-se que o passo de quantização varia de acordo com uma potência de $2 (2^x)$.

O bloco 'definição de polaridade' decide se o passo de quantização será somado ou subtraído ao acumulador. O sinal do valor a acumular muda sempre que o sinal DEC for igual a '1', ou seja, sempre que a seqüência de pulsos quantizados mudar de sinal.

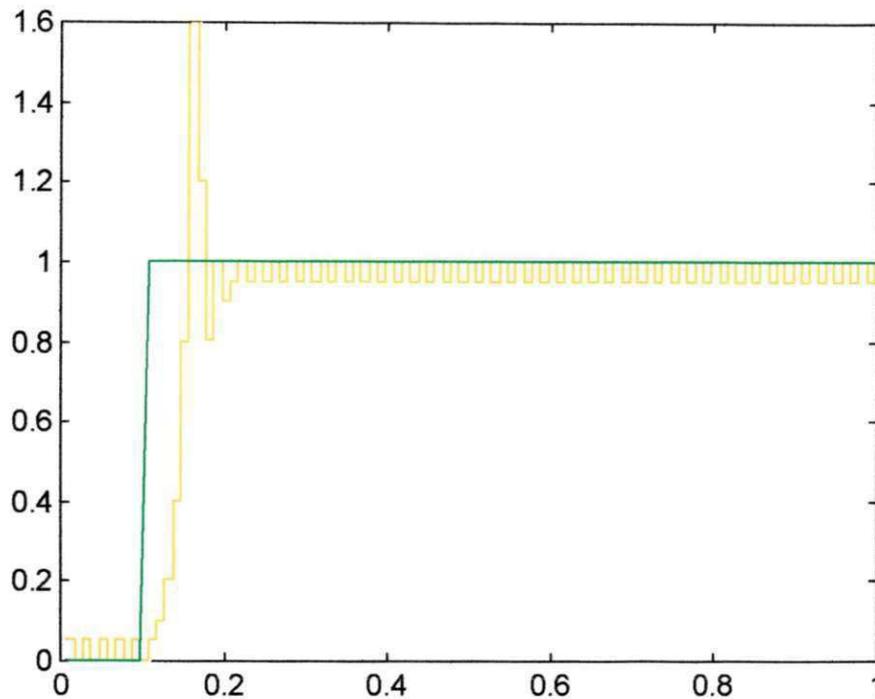


Fig.3.11. Resposta ao degrau de um sinal modulado em delta adaptativo

Mostra-se na figura 3.11 a resposta ao degrau de sinal modulado em delta adaptativo de acordo com o algoritmo descrito, implementado em programa codificado para MATLAB listado no apêndice C. Nela percebe-se que o sinal recuperado se aproxima mais rapidamente do valor esperado, embora exista oscilação antes do valor de regime ser atingido.

3.3 Conclusões

Neste capítulo foram mostradas possíveis implementações de estruturas em tempo discreto com temperatura de sensor termo-resistivo mantida constante.

A necessidade de usar conversores A/Ds rápidos e de alta resolução que implicam diretamente em alto custo, faz com que o sistema que utiliza comparador seja mais interessante sob o ponto de vista econômico sem perder eficiência. Por este fato, as implementações realizadas e mostradas no capítulo 5 se basearam em circuitos sem conversor A/D. Embora os moduladores delta tratem a informação serialmente, sua implementação digital pode ter uma excelente resposta temporal graças a tecnologia de circuitos digitais atual que permite sua operação em altas frequências.

Capítulo 4

Ferramentas de implementação e simulação

As arquiteturas mostradas até aqui são mistas, pois utilizam tanto circuitos digitais quanto analógicos. Implementações digitais possuem a grande vantagem da flexibilidade permitindo aos projetistas poderem optar por soluções totalmente baseadas em hardware, em software ou em ambas.

Implementações digitais apenas baseadas em hardware podem ser desenvolvidas com circuitos lógicos discretos, circuitos integrados dedicados (ASICs, application specific integrated circuit) ou circuitos programáveis ou configuráveis (PAL, PLD, EPLD, CPLD, FPGA, etc.).

O modelamento de arquiteturas ou sistemas digitais pode ser dividido em domínios e níveis de abstração conforme a figura 4.1 [22]:

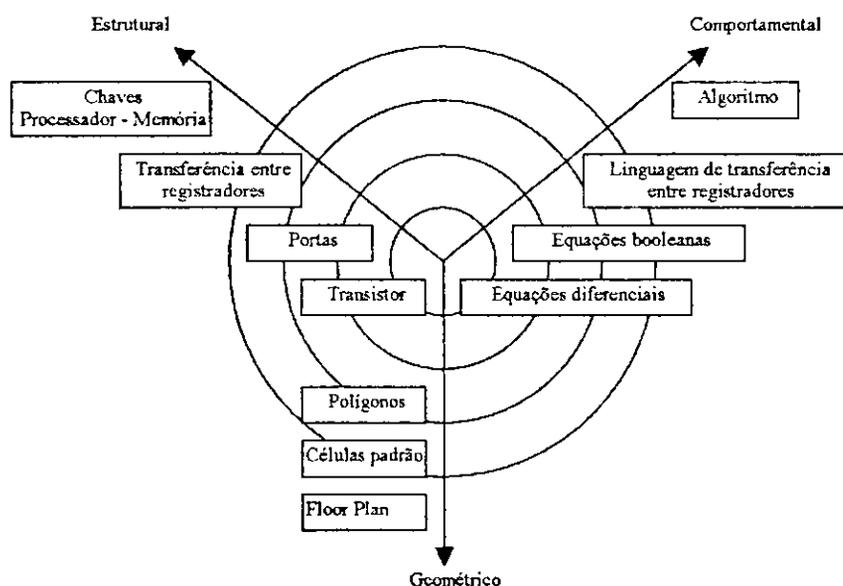


Fig.4.1: Domínios e níveis de abstração de um modelamento

Nesta dissertação, o modelamento se dá no domínio de abstração comportamental, pois o que se está avaliando é o comportamento dos sistema de medição baseados em sensores termo-resistivos. A validação comportamental de uma estratégia pode ser feita por simulações a partir de uma descrição em HDL (hardware description language) do algoritmo a validar.

4.1 Dispositivos lógicos programáveis

Nos últimos anos, a demanda crescente por circuitos lógicos com alta complexidade aliada à necessidade de desenvolvimento em espaço de tempo curto e avanços na tecnologia de integração de semicondutores, têm guiado os projetistas para a utilização de circuitos configuráveis, tais como as FPGAs e CPLDs, como ferramenta principal de desenvolvimento.

No início dos anos 80, os PLDs (*programmable logic devices*, dispositivos lógicos programáveis) eram utilizados para integrar circuitos lógicos discretos múltiplos, ou projetos que podiam ser expressos por equações booleanas. Nos dias atuais, os PLDs são utilizados para integração de sistemas e são uma alternativa aos circuitos integrados para aplicações específicas (ASIC, *application-specific integrated circuit*). Com a crescente redução em seu custo provocada pelos altos volumes de fabricação e grandes avanços tecnológicos. Os PLDs se apresentam como dispositivos com desempenho similar, custo e densidade de integração quando comparado às soluções em ASIC. Esse fato, quando aliado ao tempo de desenvolvimento e a flexibilidade de uma solução programável, faz com que a tendência de uso de PLDs de alta densidade no desenvolvimento e produção de sistemas eletrônicos, continue crescente.

Os principais fabricantes de FPGA e CPLDs no mundo são a Xilinx® e a Altera®. Por ser a empresa que apresenta maior acessibilidade a seus produtos localmente, a Altera® foi escolhida para as implementações apresentadas neste trabalho. Outra razão para esta escolha é o fato de se ter na UFPB um ambiente desenvolvido para prototipagem rápida em FPGAs [28].

4.1.1 Família Flex 10 K

A família de dispositivos programáveis Flex 10K produzidos pela Altera®, é baseada em elementos de SRAM CMOS reconfiguráveis [21].

Cada dispositivo da família Flex 10K contém uma matriz embutida (EA, embedded array) e uma matriz lógica (LA, logic array). A matriz embutida é utilizada para implementar uma variedade de funções com memória ou funções com lógica complexa, tais como processamento digital de sinais e microcontroladores. A matriz lógica é útil para implementação de funções lógicas em geral, tais como contadores, somadores, multiplexadores, máquinas de estado, etc. Cada CPLD tem capacidade de até 250.000 portas, a depender do dispositivo selecionado.

Os CPLDs da família Flex 10K são configurados no instante da inicialização do sistema, em que os dados de configuração armazenados em uma memória não-volátil são transferidos para o CPLD, configurando-o.

A estrutura de um dispositivo da família Flex 10K é mostrado na figura 4.2.

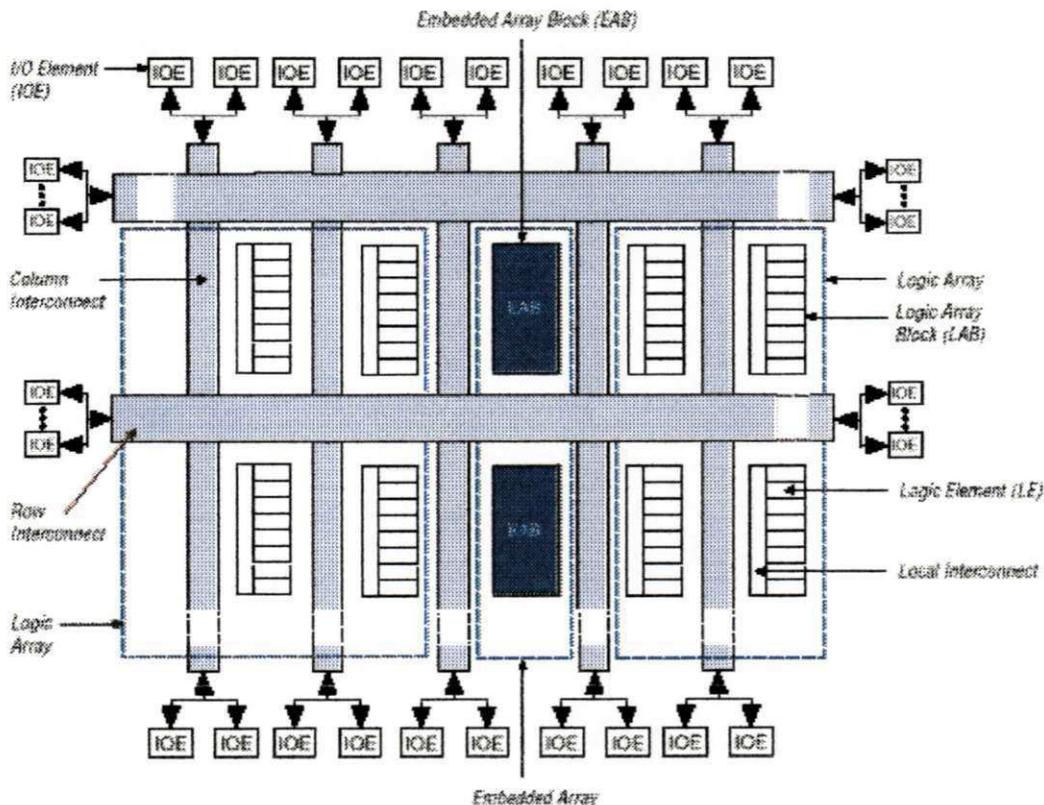


Figura. 4.2: Diagrama de blocos de um dispositivo Flex 10K

4.1.1.1 EABs

Um EAB (bloco de matrizes embutidas, *embedded array block*) é um bloco de memória de acesso aleatório (RAM) com registradores em suas portas de entrada e saída. Ele é usada para implementar megafunções (*bloco que implementa uma determinada função pronta para uso imediato, disponibilizado pela Altera® ou qualquer outro fabricante*), assim como também é apropriado para funções tais como multiplexadores e circuitos corretores de erro. Estas funções podem ser combinadas em aplicações tais como codificadores de sinais de vídeo ou filtros digitais. Na figura 4.3 é mostrado o diagrama de blocos de uma EAB.

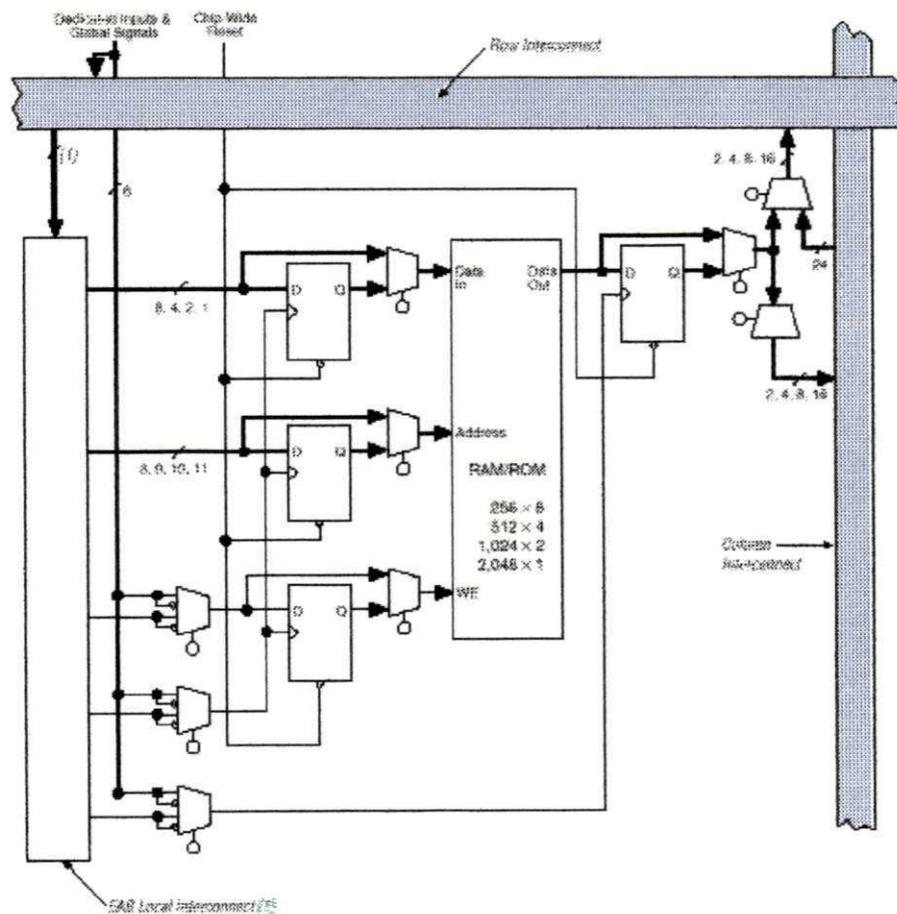


Fig.4.3: EAB – Bloco de matrizes embutidas

Funções lógicas podem ser implementadas programando-se as células de memória durante a configuração do CPLD com um padrão de bits correspondente a lógica que se deseja obter. Desta forma, a EAB funciona como uma memória só de

leitura (ROM), em que funções combinatórias são obtidas não pela computação de um resultado baseado nos sinais de entrada, mas pela busca de valores endereçados pelos dados de entrada.

Um EAB pode ser também utilizado como RAM com tamanhos de 256x8, 512x4, 1024x2, 2048x1. Blocos maiores que estes podem ser utilizados pela combinação de mais de um EAB, por exemplo, blocos de 256x8 podem ser combinados para formarem blocos de 256x16, assim como blocos de 512x4 podem se combinar formando blocos de 512x32 e assim por diante.

Cada EAB é alimentado por uma linha de interconexões e podem alimentar linhas e colunas de interconexões. EABs também podem prover opções flexíveis para sinais de controle.

4.1.1.2 LABs – Blocos de matrizes lógicas

Um LAB (bloco de matrizes lógicas) consiste em oito elementos lógicos LEs (*logic elements*), suas cadeias de “carry” e “cascade” associadas, sinais de controle e interconexão local. Cada LAB fornece quatro sinais com inversão programável que podem ser utilizados em todos os oito LEs. Dois destes sinais podem ser utilizados como sinais de relógio e os outros dois podem ser usados para controles de “SET/RESET”. Os sinais de relógio de um LAB podem alimentar alguma entrada de relógio dedicada, sinais globais, sinais de entrada e/ou saída ou sinais internos através das interconexões locais do LAB.

Na figura 4.4, é apresentado o diagrama de blocos de um LAB. Cada LAB representa aproximadamente 96 portas lógicas úteis e são utilizados para a implementação de circuitos lógicos gerais tais como contadores, somadores, multiplexadores, entre outros.

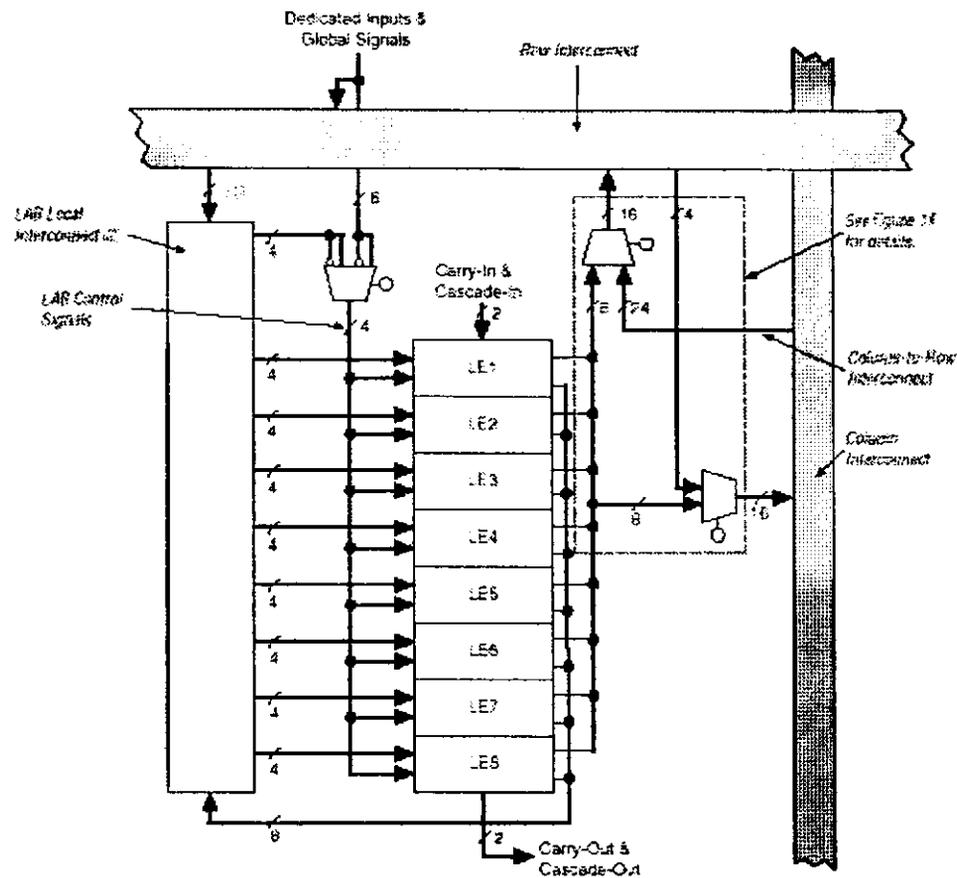


Fig. 4.4: LAB – Bloco de matrizes lógicas

4.1.1.3 LEs – Elementos lógicos

O LE (elemento lógico) é a menor unidade lógica na estrutura da Flex 10K. Cada LE contém uma LUT (tabela de busca, *look up table*), que é um gerador de funções que pode executar rapidamente qualquer função de quatro variáveis. Adicionalmente, cada LE contém um flip-flop programável com habilitação síncrona, um “carry chain”, e um “cascade chain”. O diagrama de blocos de um LE é mostrado na figura 4.5.

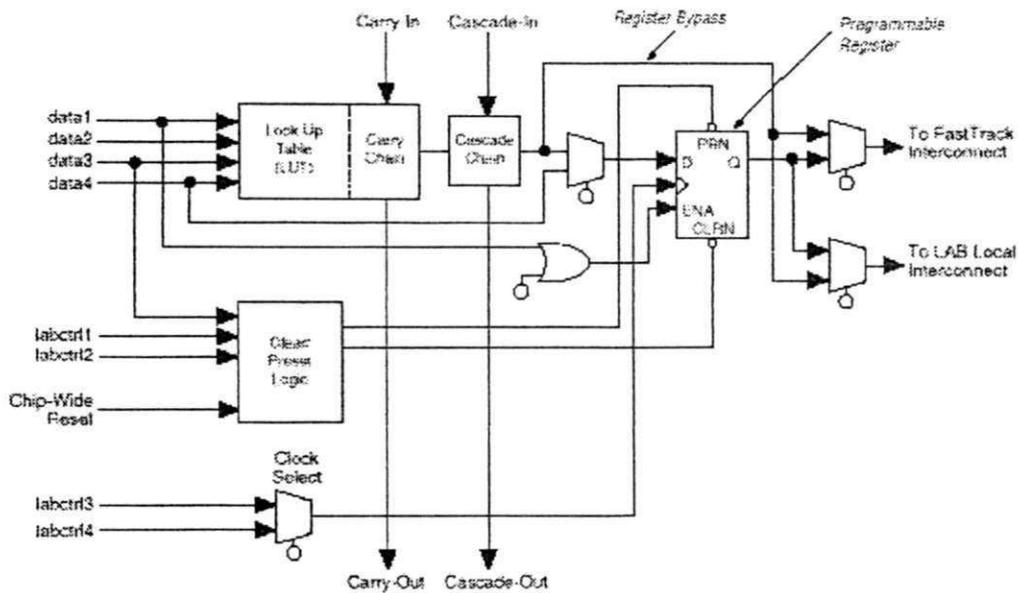


Fig. 4.5: LE –Elemento lógico

O flip-flop programável no LE pode ser configurado como D, T, JK ou RS. Os sinais “clear”, “preset” e relógio podem ser alimentados por sinais globais, pinos de E/S de propósito geral ou alguma lógica interna. Para funções combinacionais, o flip-flop é ignorado e a saída da LUT alimenta a saída do LE.

4.2 HDL – Linguagem de descrição de hardware

À medida que a complexidade dos circuitos digitais aumentou, também aumentou a dificuldade de seus projetos. Não é muito fácil imaginar o número de arquivos contendo diagramas esquemáticos de um microprocessador contendo centenas de milhares de portas lógicas. Por estas e outras razões, foram desenvolvidas linguagens para descrição de hardware (HDL, hardware description language) que possibilitam ao projetista descrever um circuito digital como se fosse um programa para computador.

As linguagens mais utilizadas são VHDL e Verilog HDL. Para ambas, existem dezenas de programas compiladores e simuladores que permitem ao projetista avaliar tanto de forma comportamental quanto de forma funcional uma determinada estrutura de circuito lógico.

4.2.1 Verilog HDL

Verilog é uma das duas linguagens de descrição de hardware (HDL) mais usadas por projetistas de hardware na indústria e no meio acadêmico. Muitos afirmam que Verilog é mais fácil de aprender quando comparada com VHDL, já que é muito parecida com a linguagem C, que por sua vez é familiar aos engenheiros em geral.

Verilog foi introduzida em 1985 pela “Gateway Design System Corporation”, atualmente uma parte da “Cadence Design Systems”. Até maio de 1990, Verilog HDL era uma linguagem de propriedade da Cadence, que a partir de então se viu motivada para torná-la uma linguagem de domínio público com a expectativa de que o mercado para produtos de software relacionados com Verilog HDL crescesse mais rapidamente. A Cadence percebeu a partir de então que a popularidade da linguagem cresceu e que produtos de outras empresas também passaram a oferecer compatibilidade com a mesma.

Verilog HDL permite ao projetista de hardware desenvolver seus projetos com alto nível de abstração (domínio arquitetural ou comportamental), possibilitando também modelar nos mais baixos níveis de implementação (nível de portas lógicas ou chaveamento), conduzindo o projeto para confecção dos leiautes dos circuitos integrados e para a fabricação dos mesmos.

A simulação de projetos antes de submetê-lo ao processo de fabricação é uma das grandes utilidades de Verilog HDL. A descrição de circuitos para síntese em CPLDs também pode ser feita em Verilog HDL em ambientes como o MaxPlus da Altera® [21].

O trecho de programa abaixo descreve a implementação comportamental de um contador de dez bits que é utilizado nas implementações desta dissertação:

```
module contador (clk, reset, enable, saida);  
    input clk, reset, enable;  
    output [9:0] saida;  
    always @ (posedge clk) begin  
        if (reset)  
            saida=0;  
        else if (enable)  
            saida= saida +1;  
    end  
endmodule
```

Nas três primeiras linhas do trecho de programa acima tem-se o cabeçalho da função, em que é definida a interface da mesma, ou seja os sinais de entrada e saída. A partir da quarta linha, descreve-se o comportamento da função, que no caso é simplesmente somar uma unidade a variável *saida* sempre que houver uma transição positiva no sinal *clk*, quando o sinal *enable* estiver em nível lógico "1" e o sinal *reset* estiver em nível lógico "0". É prevista também a inicialização do contador quando o sinal *reset* estiver em nível lógico "1".

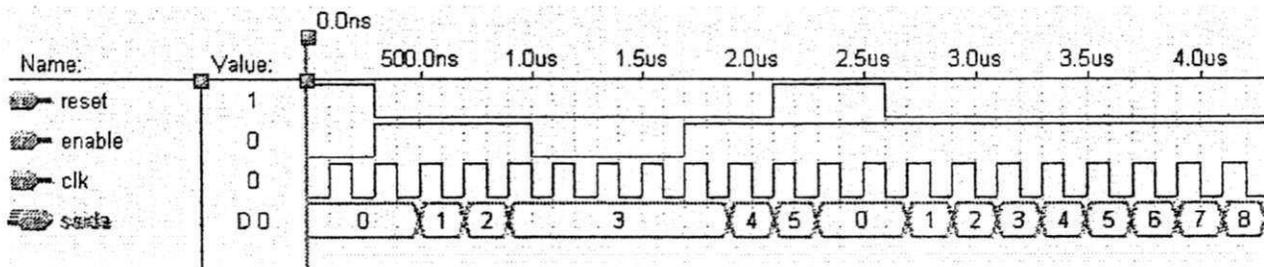


Fig. 4.6: Resultado de simulação de contador de 10 bits

Mostra-se na figura 4.6 o resultado de simulação do contador descrito em Verilog HDL no ambiente MaxPlus Altera®. Conforme relatório gerado durante a compilação do contador acima, observa-se que foram utilizadas 4 LABs e nenhuma EAB do dispositivo EPF10K10LC84-3 pertencente a família Flex 10K. Na figura 4.7 é exibido o "floorplan" do CPLD utilizado para a simulação, em que as partes em escuras indicam os elementos lógicos utilizados

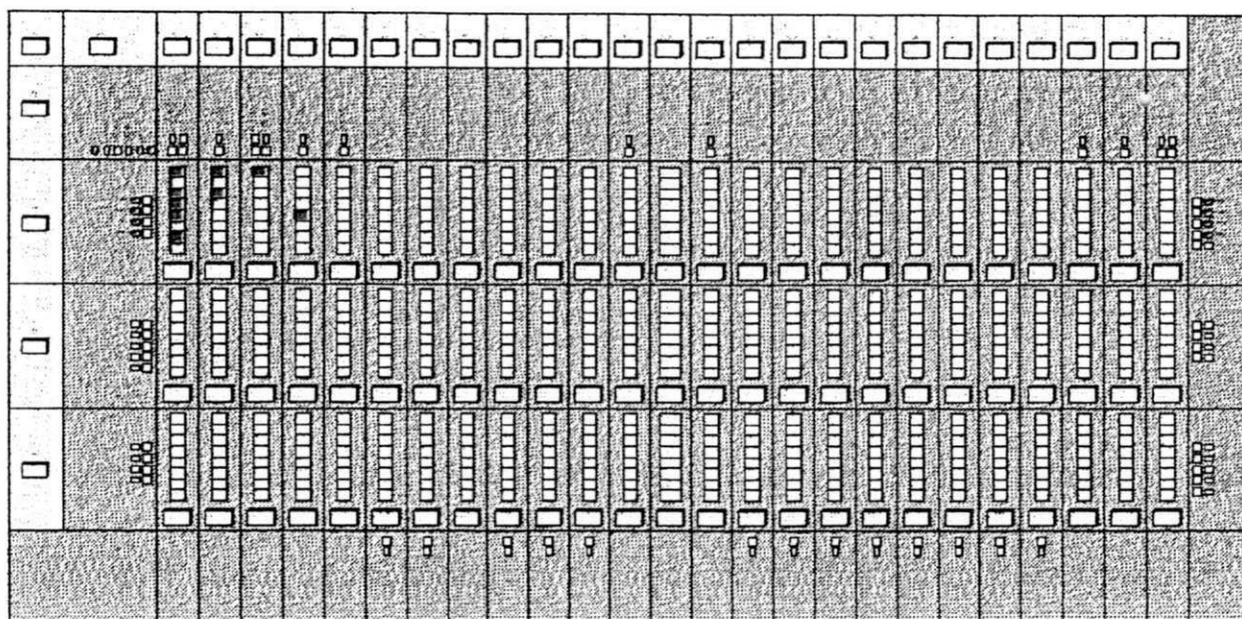


Fig. 4.7: "Floorplan" do contador de 10 bits sintetizado em CPLD da família Flex 10K

4.3 Modelagem comportamental com PSPICE

Nas seções 4.1 e 4.2, mostrou-se ferramentas para simulação e implementação de circuitos lógicos digitais. Entretanto, o trabalho apresentado nesta dissertação envolve também circuitos analógicos que precisam ser avaliados.

O programa de simulação utilizado para circuitos analógicos é o PSPICE versão estudante que é distribuído gratuitamente pela ORCAD em sua página na Internet (<http://www.orcad.com>). Como o trabalho aqui descrito objetiva avaliar o comportamento das arquiteturas, deve-se explorar a característica de modelagem comportamental das ferramentas. O PSPICE possui esta característica, o ABM (*analog behavioral modeling*) [25], no qual se pode descrever componentes eletrônicos em termos de equações matemáticas e tabelas de busca.

Todos os componentes da biblioteca ABM são implementados a partir de fontes de tensão ou corrente controladas, ou seja, elementos do tipo E, F, G ou H. Uma fonte controlada por tensão tem sua grandeza de saída ($E \Rightarrow$ tensão ou $G \Rightarrow$ corrente) variando de acordo com a tensão medida em algum ponto do circuito sob análise, assim

como uma fonte controlada por corrente tem sua grandeza de saída (F => tensão ou H => corrente) variando conforme a corrente medida em algum componente do circuito.

Nas fontes controladas por tensão, o sinal de saída pode variar com a tensão de controle conforme as seguintes funções:

- GANHO;
- POLINÔMIO;
- EXPRESSÃO MATEMÁTICA;
- TABELA DE VALORES;
- EXPRESSÃO EM DOMÍNIO DE LAPLACE;
- FREQUÊNCIA;
- FILTRO CHEBYSHEV.

A expressão $GPM \ A \ B \ VALUE = \{5 \text{ mA} * \sin (6.28 * 10 \text{ kHz} * \text{time} + V(3))\}$, significa que entre os nós A e B, existe uma fonte de corrente senoidal cuja fase varia conforme a tensão no nó 3. Esta mesma expressão pode ser representada pelo símbolo abaixo.

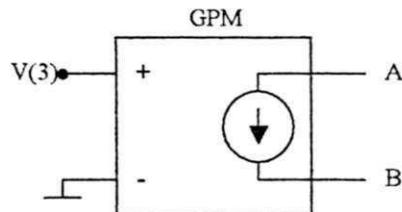


Fig.4.8: Modulador em fase com saída em corrente e sinal modulante V(3)

Na figura 4.9 mostra-se o resultado de simulação para o caso no qual a tensão de controle do modulador PM (*phase modulation*), mostrado na figura 4.8, é um sinal senoidal com amplitude de 5V e frequência de 10 kHz.

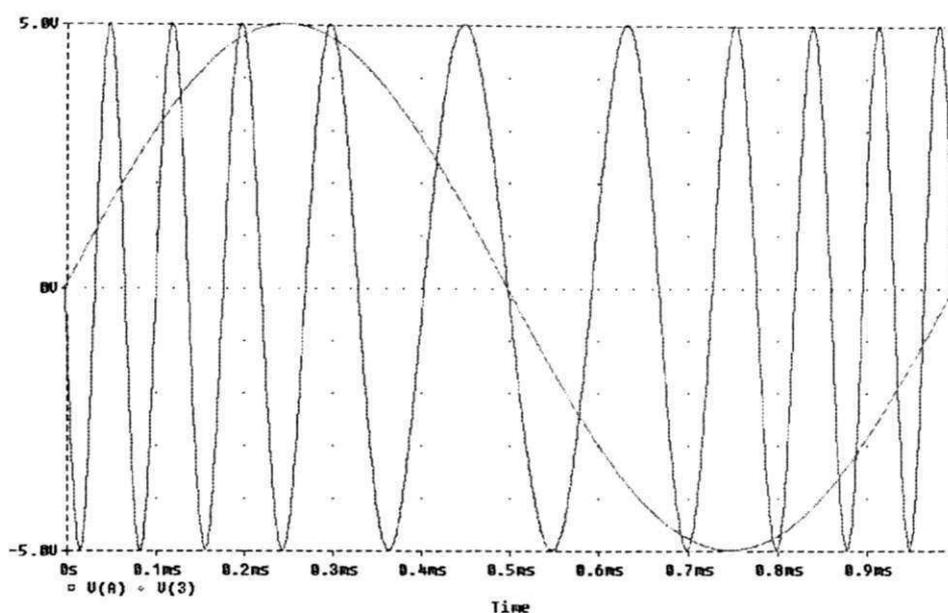


Fig.4.9: Resultado de simulação de modulador PM mostrado na figura 4.8 com entrada senoidal com amplitude de 5V e frequência de 10 kHz

4.4 Conclusões

Com as ferramentas mostradas neste capítulo, pode-se obter resultados que são iguais ou muito próximos dos obtidos experimentalmente, dada a precisão dos simuladores atualmente no mercado. No caso dos circuitos digitais, uma vez que o resultado de simulação é satisfatório, tem-se 99 % de chance de que o resultado experimental também o seja. Problemas podem ocorrer devido a interferências ou variáveis desconsideradas. Pode-se dizer que para o caso analógico, também tem-se resultados muito próximos dos encontrados na prática, principalmente se os modelos utilizados forem bem desenvolvidos.

Capítulo 5

Implementações

Neste capítulo são mostradas as implementações propostas no capítulo três. Inicialmente, é mostrado o modelo do sensor termo-resistivo utilizado nas simulações de circuitos em tempo contínuo. Depois fez-se comparações entre as performances temporais de circuitos com processamento em tempo contínuo e em tempo discreto. Em seguida, mostra-se a implementação dos algoritmos de geração de largura de pulso digitalmente.

5.1 Modelo comportamental do sensor termo-resistivo em PSPICE

As simulações de circuitos analógicos visando avaliar comportamentalmente os sistemas de medição de grandezas, às quais o sensor termo-resistivo é submetido, podem ser feitas com programas matemáticos ou utilizando o módulo ABM do simulador PSPICE [25].

O sensor termo-resistivo foi modelado a partir das equações 2.1 e 2.3, que é repetida a seguir:

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (5.1)$$

A forma integral da equação 5.1 pode ser exposta conforme a equação 5.2. A partir dela, pode-se construir o diagrama de blocos da figura 5.1.

$$T_s = \frac{1}{mc} \int (\alpha SH + I_s V_s + hST_a - hST_s) dt \quad (5.2)$$

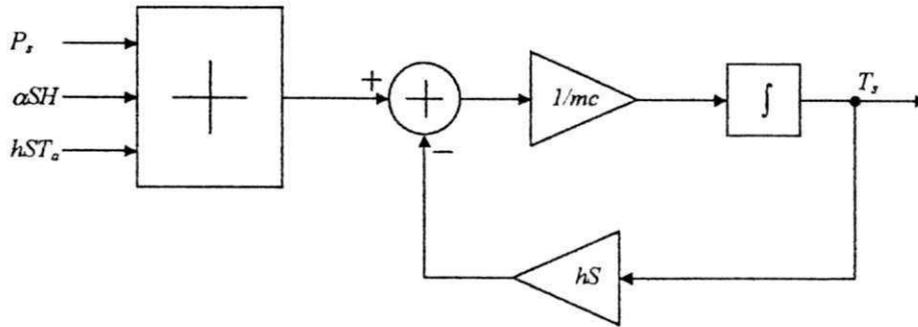


Fig. 5.1: Diagrama de blocos de implementação da forma integral da primeira lei da termodinâmica aplicada ao sensor termo-resistivo

O diagrama de blocos da figura 5.1 é implementado no simulador PSPICE com fontes de tensão e corrente controladas. Na figura 5.2, é mostrado como se obtém a informação de potência no sensor, na qual uma fonte de tensão controlada por corrente converte a corrente que flui através do sensor e a transforma em um valor de tensão correspondente. Outra fonte de tensão controlada por tensão realiza o produto entre a tensão sobre o sensor e o valor de tensão correspondente a sua corrente, resultando em um valor de tensão correspondente a informação de potência elétrica entregue ao sensor termo-resistivo.

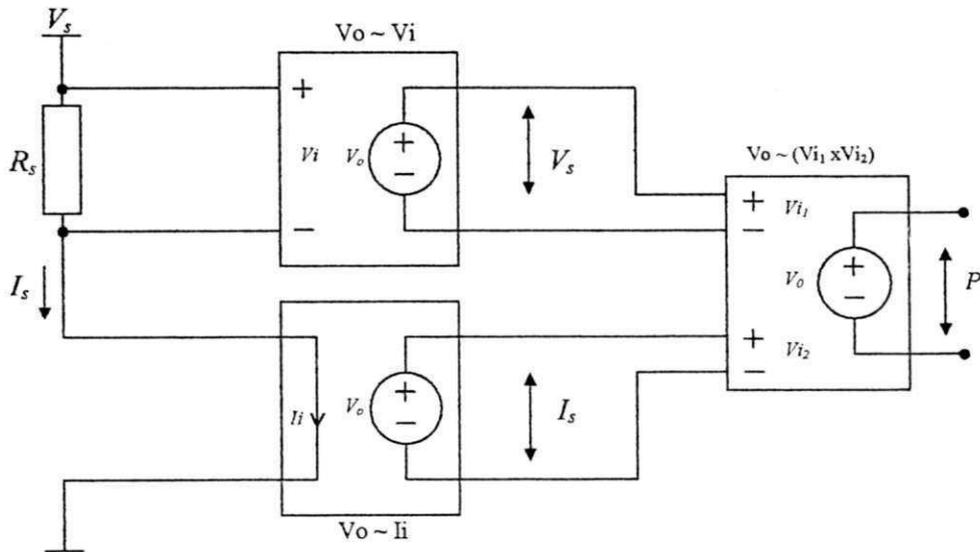


Fig. 5.2: Monitoramento da potência no sensor termo-resistivo com fontes controladas

Na figura 5.3 é mostrada a implementação do bloco somador com uma fonte de tensão controlada, no qual os valores das três grandezas capazes de alterar a temperatura do sensor (temperatura ambiente, radiação térmica e velocidade do fluido que o envolve) estão representados sob a forma de tensão.

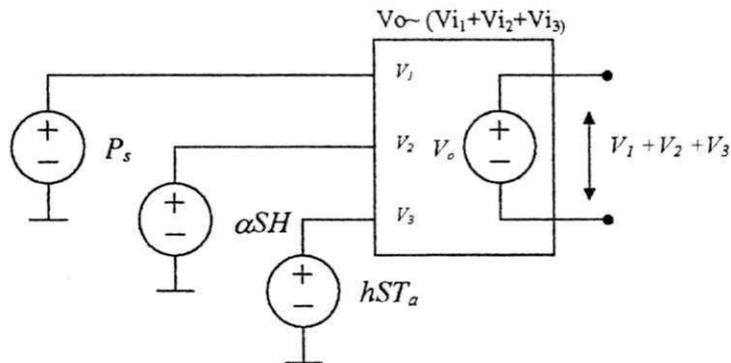


Fig. 5.3: Somador implementado com fonte de tensão controlada

O bloco subtrator da figura 5.1 pode ser modelado comportalmente da mesma forma que o somador ilustrado na figura 5.3, utilizando-se fontes controladas. Os blocos de ganho também são modelados com fontes de tensão controladas por tensão.

O bloco integrador pode ser implementado utilizando-se o operador LAPLACE ou o arranjo mostrado na figura 5.4.

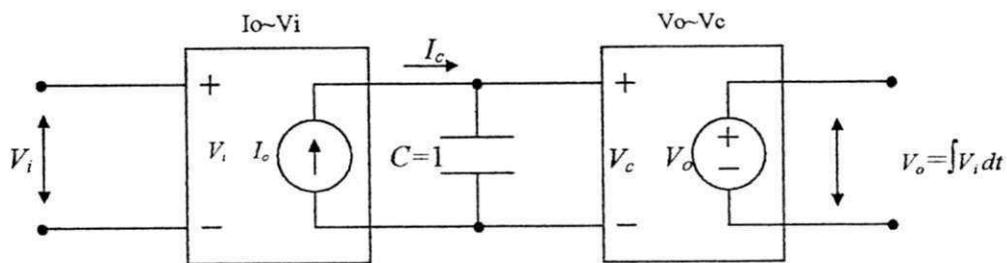


Fig. 5.4: Implementação de bloco integrador com fontes controladas

Na figura 5.4, a fonte de corrente controlada por tensão converte a tensão de entrada V_i em corrente que flui através do capacitor C. Como a tensão no capacitor é dada por $V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$ e i_c é um valor de corrente com a magnitude da tensão de entrada, tem-se que $V_o = \int V_i dt$, desde que $C = 1$ F.

Para concluir a modelagem comportamental do sensor termo-resistivo, faz-se necessário implementar a equação 2.1 que pode ser descrita na forma da equação 2.6, se o sensor termo-resistivo for um PTC e algumas simplificações forem feitas. Rearrmando-se a equação 2.6, chega-se a equação 5.3, na qual $R_\alpha = R_0 (1 - \alpha_1 T_0)$ e $\beta = R_0 \alpha_1$.

$$R_s = R_\alpha + \beta T_s \tag{5.3}$$

Na figura 5.5 é mostrado o diagrama de blocos que implementa a equação 5.3.

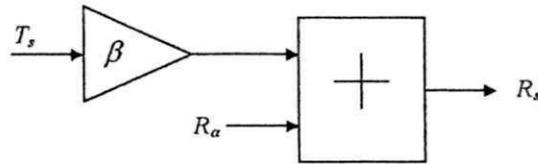


Fig. 5.5: Diagrama de blocos de implementação da equação 5.3

A implementação do diagrama de blocos mostrado na figura 5.5 é feita da mesma forma que os blocos já mostrados, conforme ilustrado na figura 5.6.

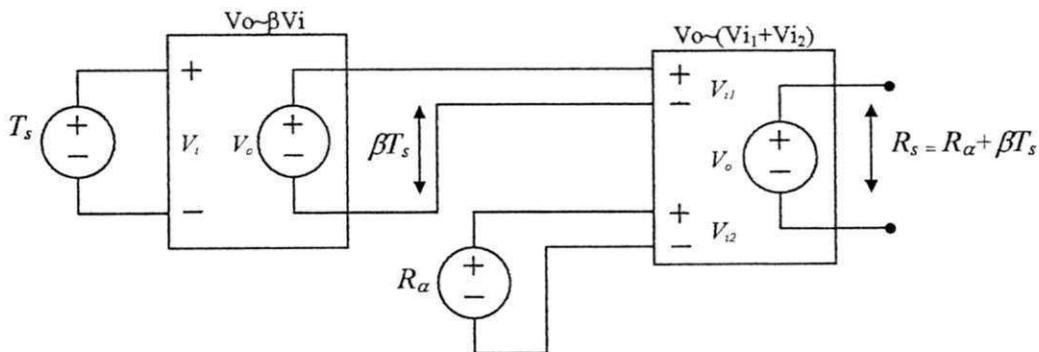


Figura 5.6: Implementação da equação 5.3 com fontes controladas

Como pode ser percebido, a saída do circuito da figura 5.6 é uma tensão. Para que o modelo do sensor termo-resistivo possa ser utilizado em um circuito, o mesmo deve se comportar como um resistor, ou seja, a corrente que o atravessa deve ser proporcional a tensão sobre seus terminais e ao valor R_s . Para tanto, pode-se fazer o artifício mostrado na figura 5.7, em que uma fonte de corrente é controlada pela tensão sobre seus terminais de saída e ao valor de R_s .

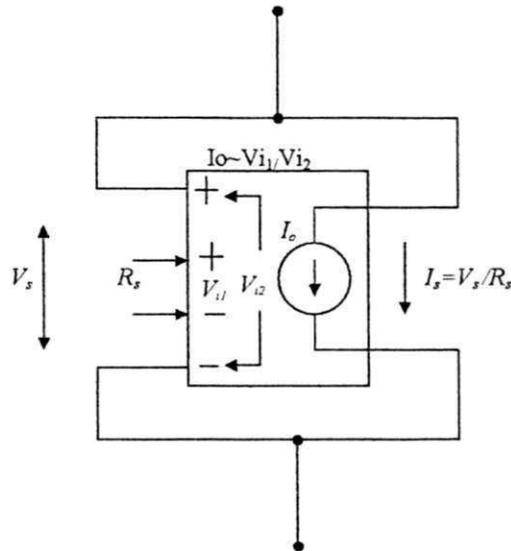


Fig. 5.7: Implementação de resistor a partir do valor de tensão igual a magnitude da resistência do sensor termo-resistivo.

Com o modelo do sensor apresentado, foram feitas as simulações apresentadas no capítulo 2. Com ele é possível simular arquiteturas contendo modelos de circuitos práticos e se chegar a resultados muito próximos dos encontrados em ensaios experimentais, o que não acontece com tanta facilidade se forem utilizados softwares de simulação puramente matemáticos como o MATLAB e o MATHCAD, em que os modelos devem ser precisamente definidos matematicamente.

A descrição do modelo do sensor em PSPICE pode ser encontrada no apêndice B.

Para validação do modelo desenvolvido, fez-se algumas comparações entre resultados experimentais e os obtidos por simulações. Uma dessas comparações foi feita com os resultados práticos de implementação do circuito ilustrado na figura 5.8 apresentados em [18]. Para tanto, foram feitas simulações nas quais as mesmas

características do sensor foram utilizadas, assim como os mesmos elementos de circuito.

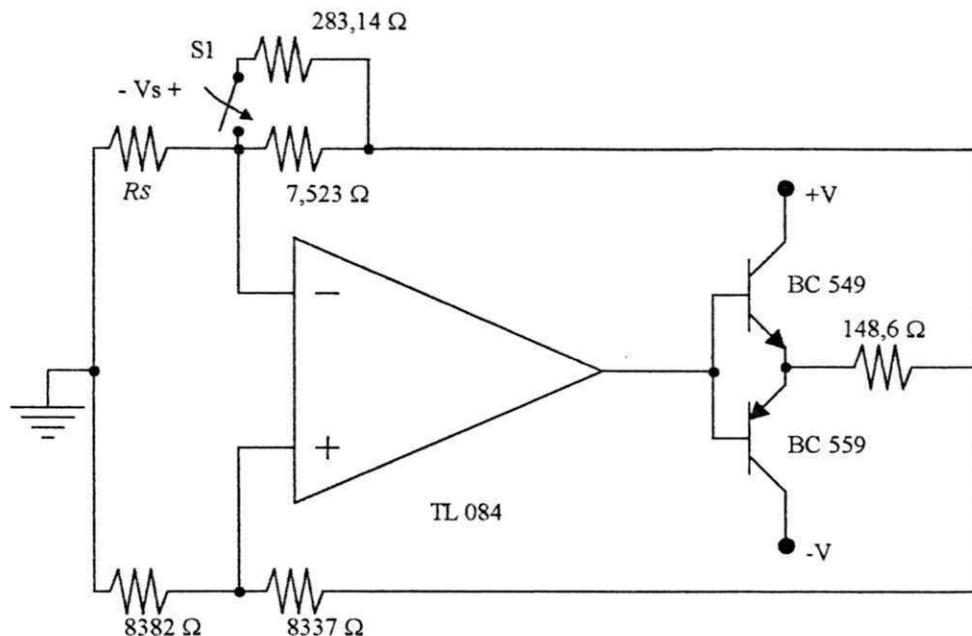


Figura 5.8: Circuito de medição de velocidade do fluido

Para simular o circuito da figura 5.8, utilizou-se os seguintes parâmetros para o sensor termo-resistivo: $S = 89,17 \times 10^{-9}$, $mc = 0,00007 \text{ J}^\circ\text{C}$, $hS = 0,0002 \text{ W}^\circ\text{C}$, $\beta = 0,00172 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $R_o = 6,8041 \Omega$, radiação incidente nula, $T_a = 28,5^\circ\text{C}$ [18].

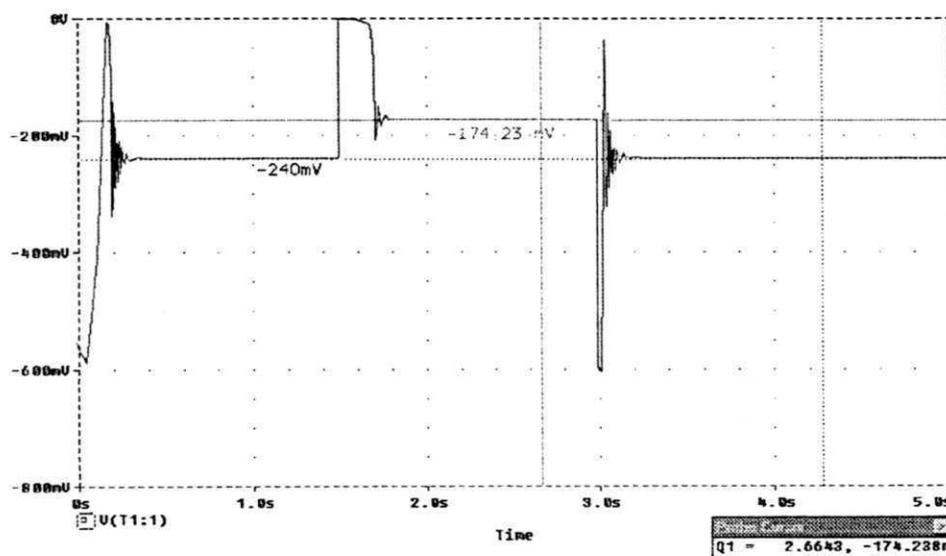


Figura 5.9: Resultado de simulação do circuito da figura 5.8 – Tensão sobre R_s

No gráfico apresentado na figura 5.9 tem-se a tensão sobre o sensor monitorada por 5 segundos após o circuito ser energizado. Nela observa-se que, para $t < 0,4$ s o circuito está em estado transitório. Em $t = 1,5$ s, a chave S1 é fechada e observa-se que o ponto de operação do circuito muda. No instante $t = 3,0$ s, a chave S2 é aberta e o circuito tem seu ponto de operação novamente alterado.

Essa é uma ferramenta que será de grande utilidade para quem trabalha com sensores termo-resistivos.

5.2 Avaliação de resposta temporal de circuito em tempo discreto

De posse do modelo de sensor termo-resistivo apresentado, foram feitas simulações para avaliação da resposta temporal de estrutura baseada em sensor termo-resistivo com temperatura mantida constante em tempo discreto.

Visando comparar estruturas em tempo discreto e em tempo contínuo fez-se simulações nas mesmas condições para os dois casos. Primeiramente simulou-se o circuito apresentado na figura 5.10, onde usou-se um sensor termo-resistivo com os seguintes parâmetros: $S = 89,17 \times 10^{-9}$, $mc = 0,00007 \text{ J}^\circ\text{C}$, $hS = 0,0002 \text{ W}^\circ\text{C}$, $\beta = 0,00172 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $R_o = 6,8041 \text{ } \Omega$ radiação incidente nula. A constante de tempo intrínseca do sensor (sem realimentação) é dada por mc/hS [8], ou seja, 0,35 s para os dados aqui considerados.

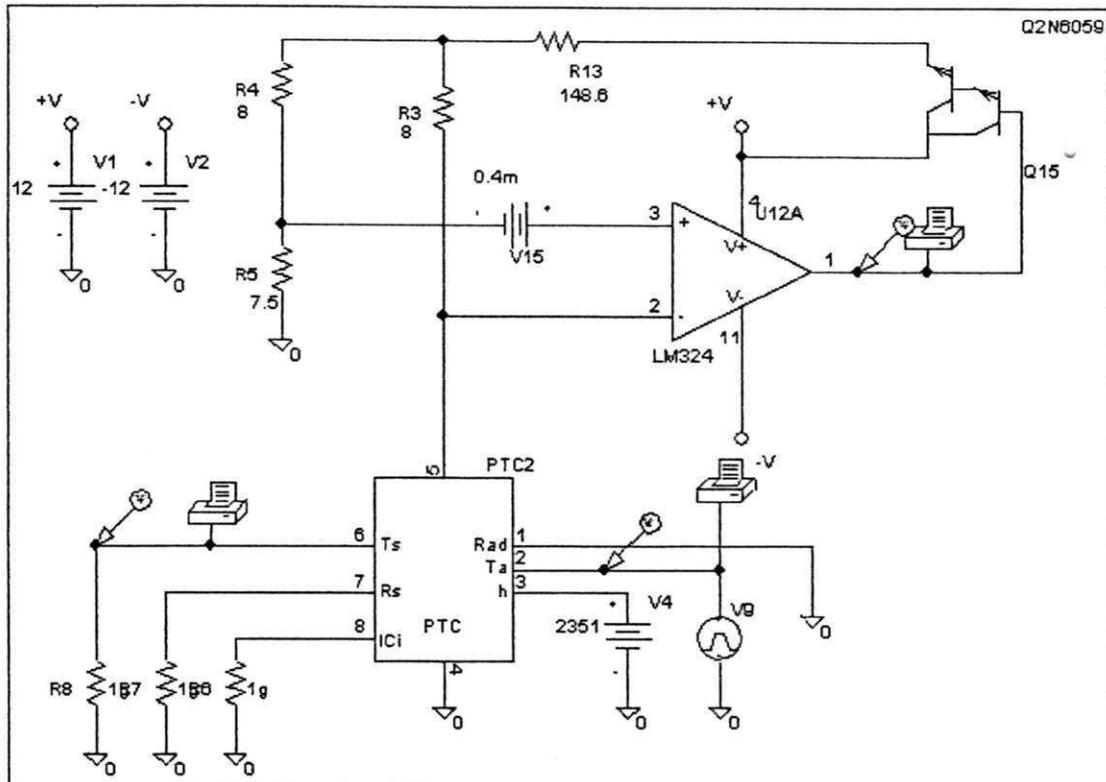


Figura 5.10: Diagrama de circuito em tempo contínuo baseado em sensor termo-resistivo

Para avaliar a resposta do circuito da figura 5.10, aplicou-se um sinal de temperatura ambiente $T_a = 45^\circ C$ nos intervalos $t = (0, 1.2)$ s e $t = (3.2, 4)$ s e $T_a = 50^\circ C$ no intervalo $t = (1.2, 3.2)$ s.

Os dados obtidos por simulação para este circuito permitiram traçar o gráfico da temperatura do sensor mostrado na figura 5.11, assim como o gráfico da tensão de saída do amplificador operacional em função do tempo (figura 5.12).

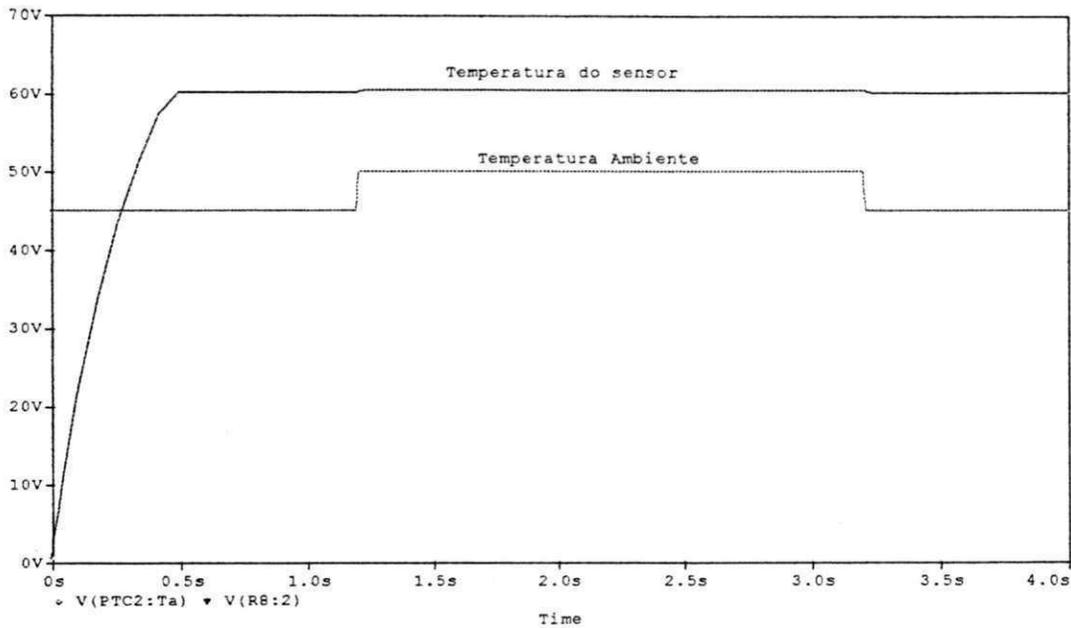


Fig. 5.11: Gráfico da temperatura do sensor para o circuito da figura 5.10 com degrau de 5 °C de temperatura ambiente em t=1,2 s e degrau de -5 °C de temperatura ambiente em t=3,2 s

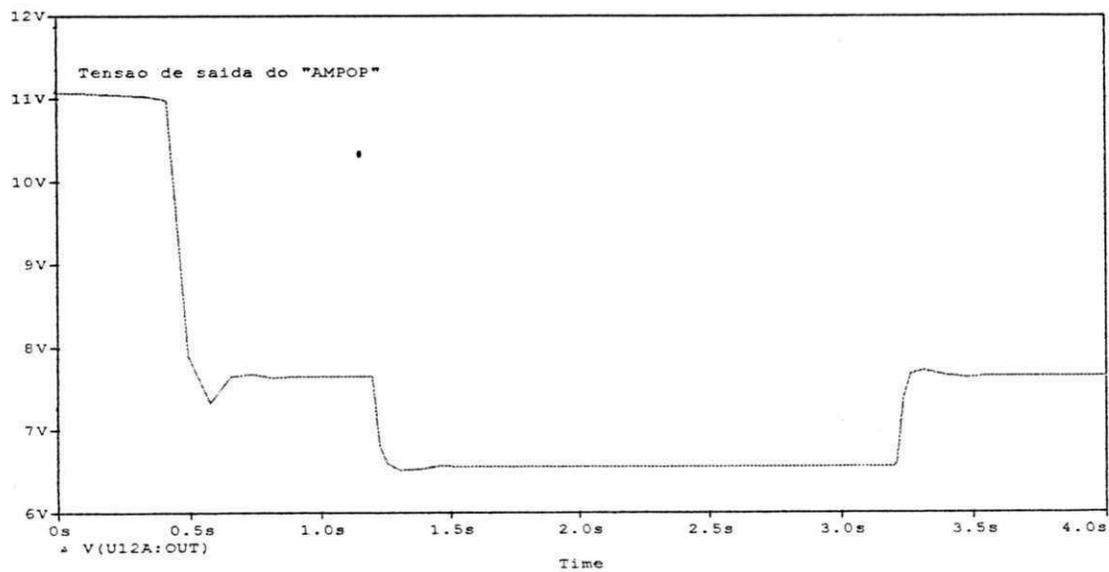


Figura 5.12: Gráfico da tensão de saída do amplificador operacional do circuito da figura 5.10

N o circuito apresentado na figura 5.13, utiliza-se um sinal modulado em PWM com frequência de 2 kHz para excitar a ponte de Wheatstone. Neste circuito, o sinal de desequilíbrio da ponte é aplicado a um amplificador operacional cuja saída é amostrada por um circuito de amostragem e retenção implementado a partir de uma chave, um capacitor e um “buffer”. O sinal amostrado é comparado com uma rampa de frequência 2 kHz para geração do sinal PWM. O sensor termo-resistivo tem os mesmos parâmetros do sensor utilizado no circuito da figura 5.10, ou seja, $S = 89,17 \times 10^{-9}, mc = 0,00007 J/^{\circ}C, hS = 0,0002 W/^{\circ}C, \beta = 0,00172 ^{\circ}C^{-1}, R_o = 6,8041 \Omega$ radiação incidente nula.

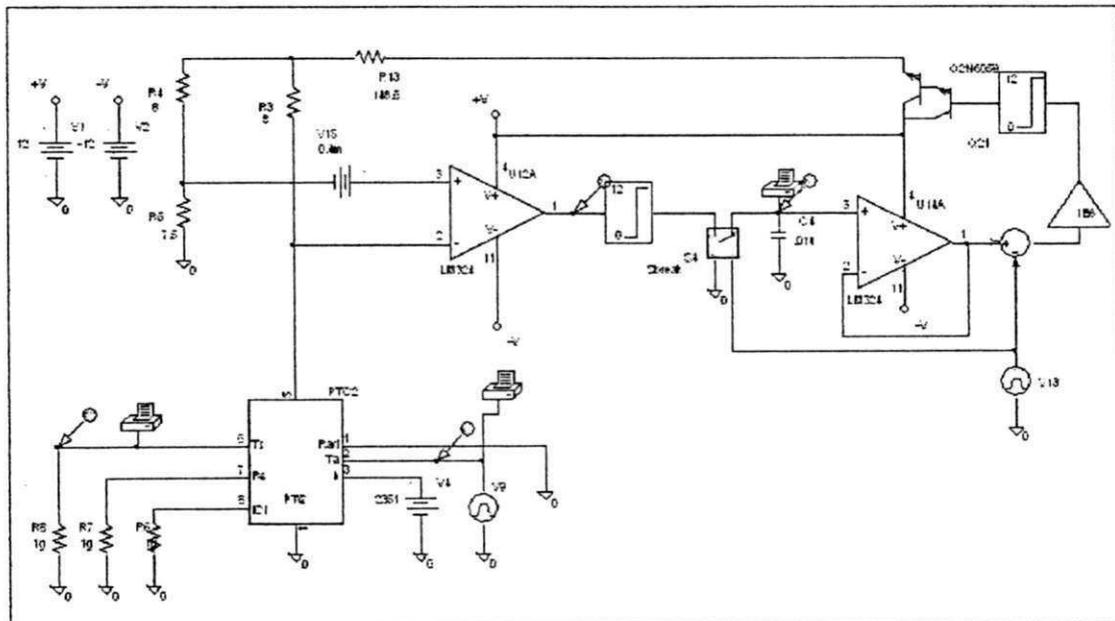


Figura 5.13: Diagrama de circuito em tempo discreto com sensor mantido a temperatura constante

Para avaliar a resposta do circuito da figura 5.13, também aplicou-se um sinal de temperatura ambiente $T_a = 45 ^{\circ}C$ nos intervalos $t = (0, 1.2) s$ e $t = (3.2, 4) s$ e $T_a = 50 ^{\circ}C$ no intervalo $t = (1.2, 3.2) s$. Os resultados de simulação são apresentados nas figuras seguintes.

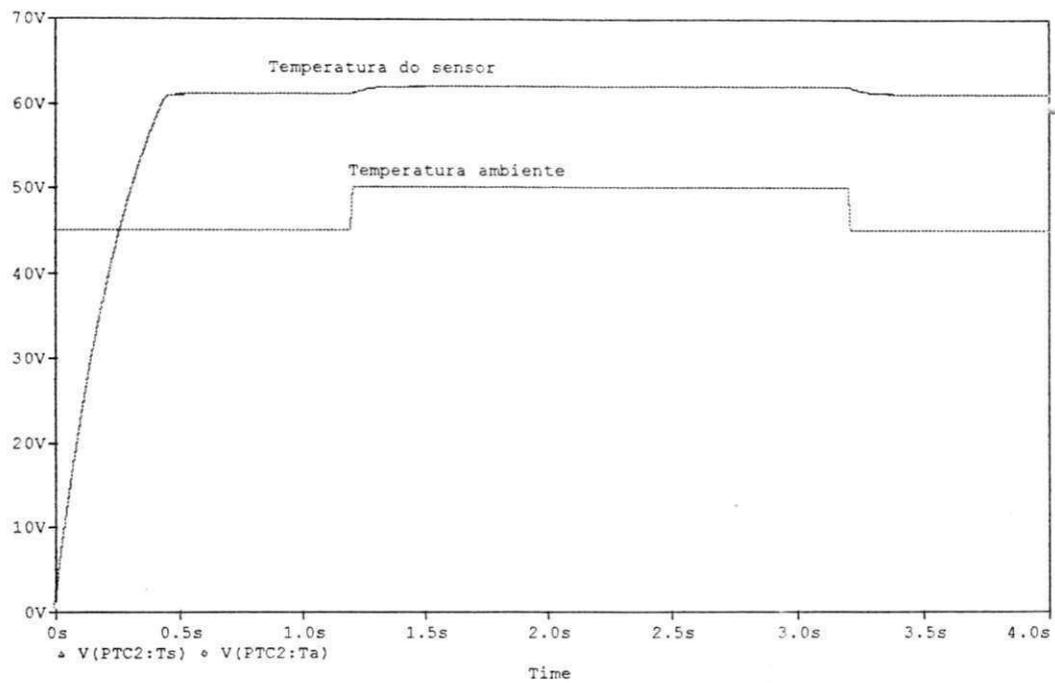


Fig. 5.14: Gráfico da temperatura do sensor para o circuito da figura 5.13 com degrau de 5 °C de temperatura ambiente em t=1,2 s e degrau de -5 °C de temperatura ambiente em t=3,2 s

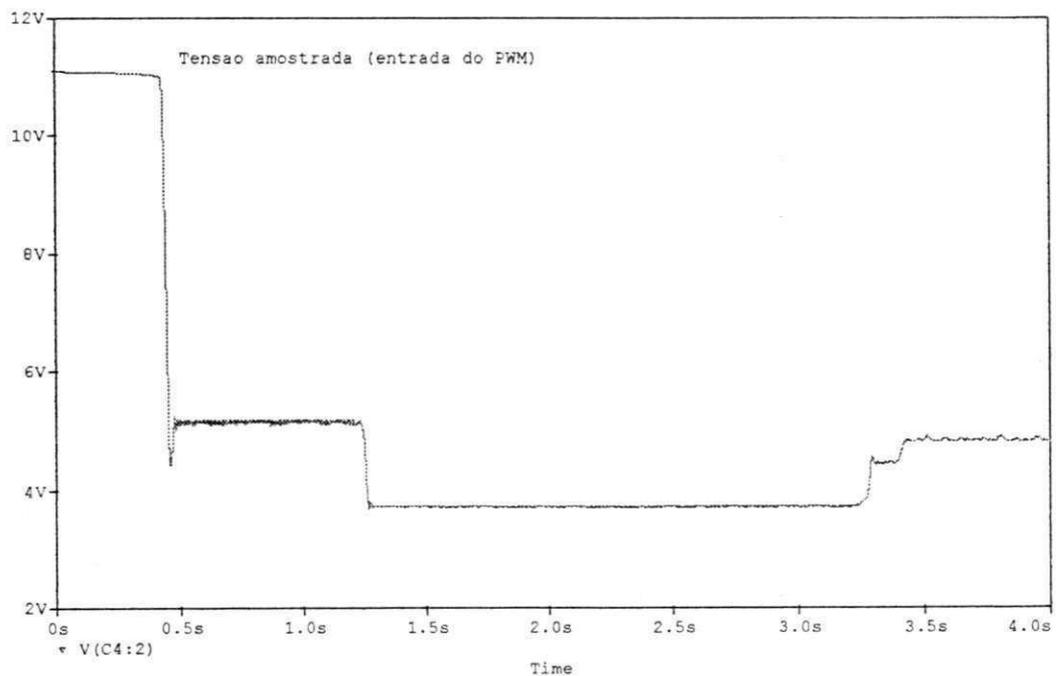


Figura 5.15: Gráfico da tensão de saída do amplificador operacional da figura 5.13

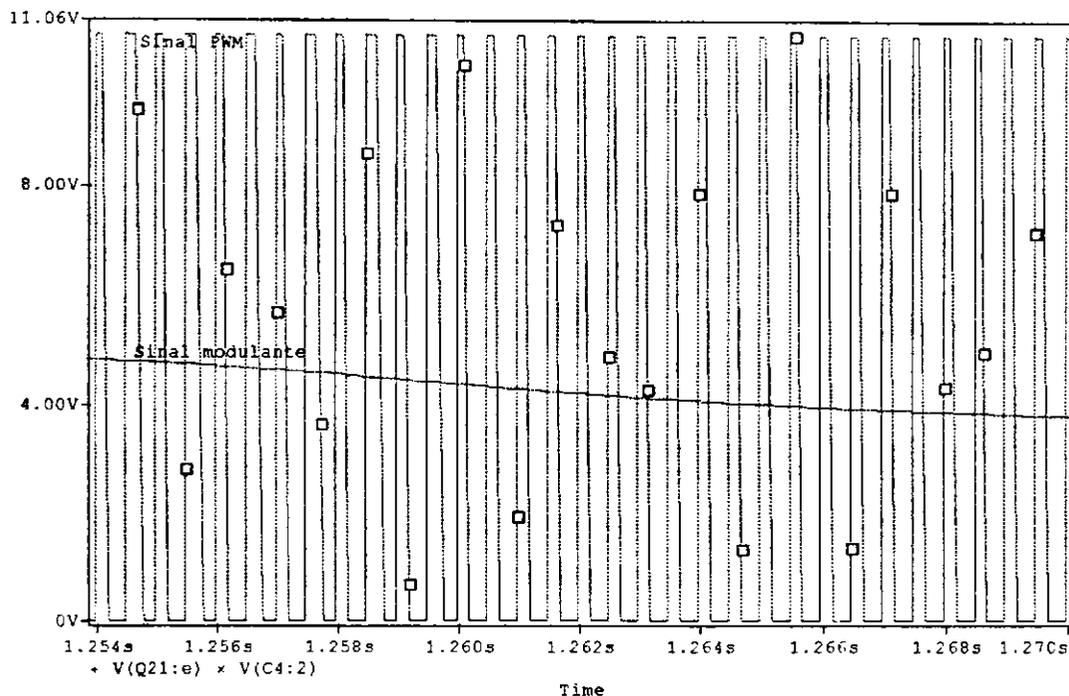


Figura 5.16: Gráfico do sinal modulado em largura de pulsos que excita a ponte de Wheatstone no circuito da figura 5.13.

Os circuitos das figuras 5.10 e 5.13, apresentaram um transitório para $t < 0,5$ s, atingindo a partir de então o regime permanente. A partir dos gráficos apresentados nas figuras 5.12 e 5.15, é possível perceber que o tempo de resposta dos circuitos em tempo discreto e tempo contínuo são muito próximas. Para tanto, deve-se observar nos instantes $t=1,2$ s e $t=3,2$ s, onde degraus de temperatura foram aplicados. Observa-se que o intervalo de tempo em que o circuito permanece em estado transitório é praticamente o mesmo para ambos os casos. A principal razão disto está no fato de que o período de amostragem (0.5 ms) utilizado no circuito da figura 5.13 é 700 vezes menor que a constante de tempo natural do sensor (0.35 s), reduzindo-se assim o efeito da amostragem. Outro ponto que contribui para as respostas parecidas é o fato de que a tensão de desvio do amplificador operacional aumenta o tempo de resposta do circuito realimentado, prevalecendo à discretização do sinal

Após ter comparado as estruturas de medição em tempo discreto e em tempo contínuo, nos próximos itens são apresentados circuitos digitais sintetizados em CPLDs para geração de largura de pulsos de sinal PWM.

5.3 Implementação de arquiteturas de medição em FPGA

As implementações descritas a partir daqui são baseadas no diagrama de blocos da figura 3.1, que é repetido nesta seção, na figura 5.17

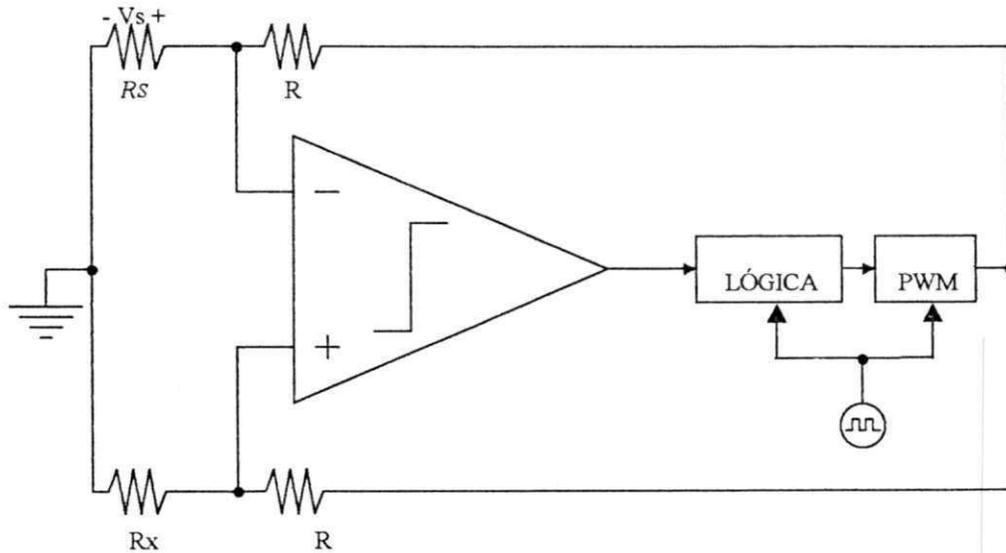


Fig.:5.17 Circuito com sensor em ponte, comparador, lógica de controle e PWM

Tomando como base a figura 5.17, implementou-se os módulos “PWM” e “lógica” digitalmente em Verilog HDL sintetizado para CPLD Altera® conforme descrito nos itens seguintes.

5.3.1 Módulo PWM

O módulo PWM é dividido em blocos conforme mostra a figura 5.18

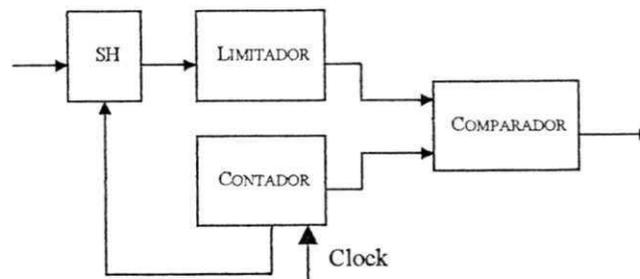


Fig. 5.18: Diagrama de blocos de modulador PWM

O bloco SH (“sample & hold”) é um circuito de amostragem e retenção que toma uma amostra do sinal após os vinte primeiros ciclos de sinal de relógio de um período do sinal PWM. O tempo de um ciclo do relógio utilizado é $0,1 \mu\text{s}$, o que significa que após a subida do sinal PWM, a amostragem do sinal modulante é feita em $2,0 \mu\text{s}$.

O sinal retido sofre a ação de um circuito limitador cuja função é garantir que o sinal PWM seja sempre pulsante, nunca chegando aos extremos “0” ou “1”. Este circuito limitador é projetado para que a menor largura de pulso do sinal PWM seja 5% de seu período e para que a maior largura de pulso não exceda 95% do período do sinal modulado.

O sinal de saída do contador de 10 bits, cujo início de contagem coincide com o início de período do sinal PWM, é comparado com o sinal de entrada retido e limitado, de forma que a saída do circuito comparador é levada para nível lógico “1” sempre que o sinal de saída do contador for menor que o sinal modulante e para nível lógico “0”, quando a contagem exceder o sinal de entrada.

Conclui-se então que o sinal modulado em PWM tem período de $102,4 \mu\text{s}$ e largura de pulso variando entre $5,1 \mu\text{s}$ e $97,5 \mu\text{s}$. Na figura 5.19 são mostradas formas de onda resultantes da implementação em Verilog HDL (apresentada no A) do diagrama de blocos mostrado na figura 5.11. Esta simulação foi feita no ambiente de desenvolvimento para CPLDs Altera®, MaxplusII.

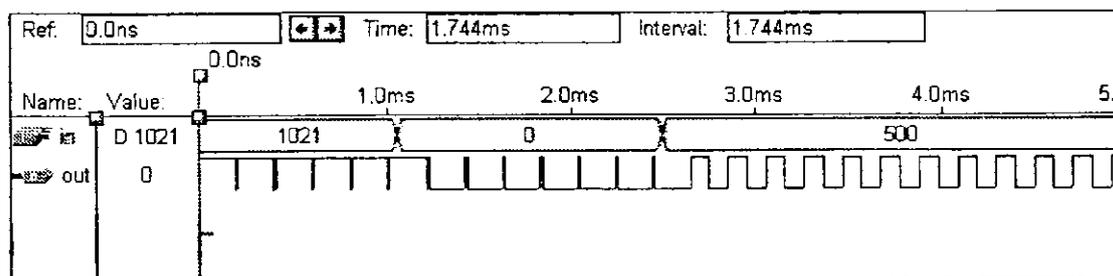


Figura 5.19: Resultados de simulação de modulador PWM

Nos resultados de simulação da figura 5.19 encontram-se dois sinais: “in” e “out”. O sinal “in” é a entrada do modulador PWM com 10 bits. Já o sinal “out” é a saída do modulador PWM com 1 bit de magnitude. Percebe-se a partir das formas de

onda que mesmo quando a entrada do modulador é “0”, a saída do modulador continua pulsante conforme já descrito acima.

5.3.2 Módulo Lógica

O módulo “Lógica” pode ser também considerado um controlador. Sua função é estabelecer uma estratégia de controle para geração de largura de pulso do sinal PWM. Esta é uma das vantagens de se utilizar a arquitetura abordada nesta dissertação, pois a um custo relativamente baixo, pode-se implementar digitalmente estratégias de controle que aproximam sua performance a de sistemas em tempo contínuo.

O bloco de lógica foi implementado de duas formas: uma utilizando modulador delta linear e uma outra um modulador delta-adaptativo.

5.3.2.1 Modulador delta-linear

O princípio de funcionamento de um modulador delta-linear já foi descrito no capítulo 3. Sua função no sistema de medição é de variar a largura de pulso do sinal PWM linearmente conforme o sinal de erro quantizado (saída do comparador).

Na figura 5.20 pode-se observar o diagrama em blocos completo do sistema de medição com sensor termo-resistivo com estratégia de geração de largura de pulsos definida por modulação delta-linear.

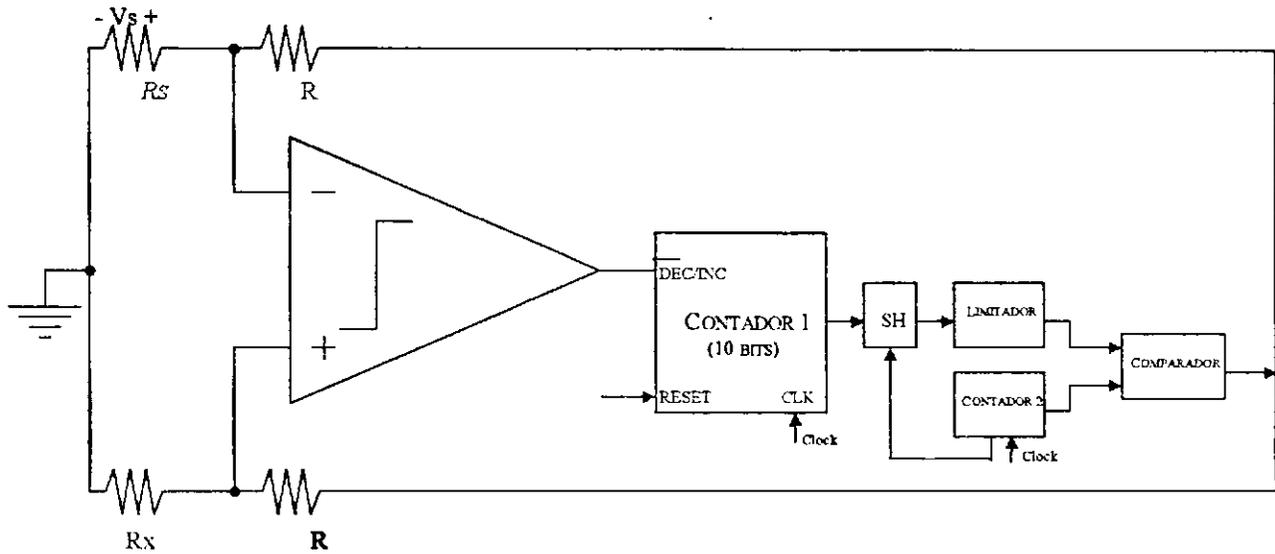


Figura 5.20: Diagrama de blocos de sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo excitado por sinal PWM com pulsos gerados a partir de modulador delta-linear

Simulações do circuito de geração de largura de pulsos foram feitas no ambiente MaxplusII. O circuito foi descrito em Verilog HDL®, cujo código encontra-se no apêndice A. Os resultados de simulação são mostrados na figura 5.21.

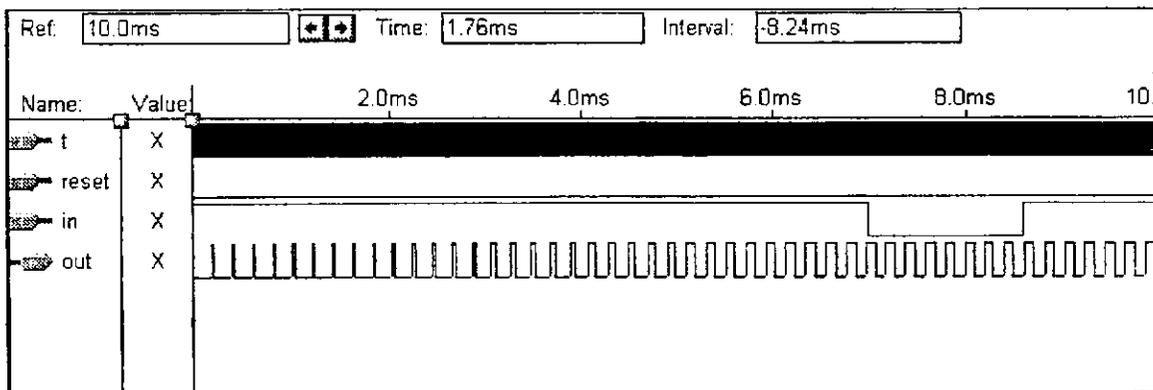


Figura 5.21: Resultado de simulação do modulador-delta da figura 5.20

5.3.2.2 Modulação delta-adaptativo

Como visto na seção anterior, a utilização do modulador delta-linear para geração de estratégias de largura de pulso tem alguns problemas quanto a resposta temporal e resolução.

Se for utilizado um modulador delta-adaptativo, tem-se melhor relação entre resposta temporal e a resolução. Seu princípio de funcionamento foi descrito no capítulo 3 e não será repetido aqui.

Na figura 5.22, é mostrado o circuito que mantém a temperatura do sensor constante utilizando modulador PWM e modulador delta-adaptativo para determinar a largura dos pulsos do sinal PWM. Nela pode se observar que há um bloco detetor de seqüência, cuja finalidade é gerar sinais para controle do sentido de deslocamento da palavra armazenada no registrador de deslocamento, assim como a operação a realizar com esta palavra e o acumulador.

Após o sinal do acumulador ser limitado e amostrado, seu valor é comparado com o sinal do contador mestre do sistema, gerando o sinal PWM que excita o sensor termo-resistivo.

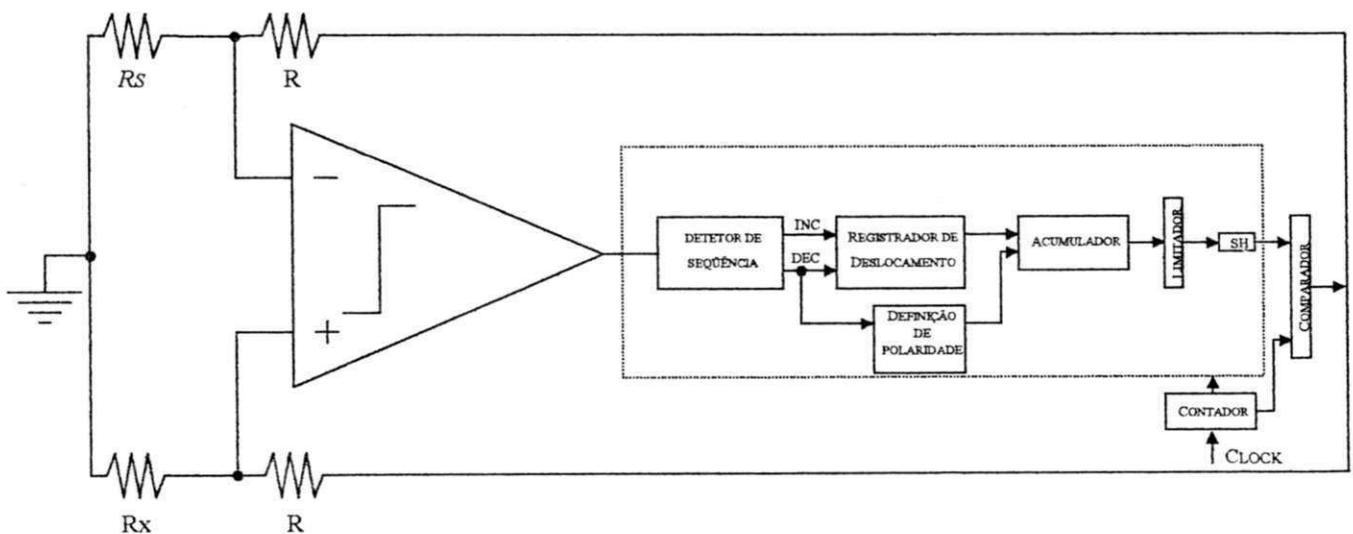


Figura 5.22: Diagrama de blocos de sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo excitado por sinal PWM com pulsos gerados a partir de modulador delta-adaptativo

Os blocos digitais do circuito da figura 5.22 foram implementados em Verilog HDL®, e podem ser encontrados no apêndice A. Na figura 5.23, é mostrada a máquina de estados que implementa o circuito detetor de seqüência. Sempre que houver uma mudança de estado do sinal de saída do comparador analógico, é gerado um sinal de decremento, “DEC = 1”, que fará com que haja um deslocamento a direita (divisão por 2) na palavra armazenada no registrador. Da mesma forma, quando há três ou mais repetições sucessivas de um mesmo valor na saída do comparador analógico, o sinal INC assume nível lógico “1”, indicando que haverá um deslocamento à esquerda (multiplicação por 2) na palavra armazenada no registrador de deslocamento.

O bloco ‘definição de polaridade’ tem a função de indicar a operação a ser efetuada entre a palavra armazenada no registrador de deslocamento e o acumulador. Para tanto, usa o sinal DEC que quando assume valor “1”, indica que haverá uma troca na operação a efetuar em relação a correntemente utilizada. Quando uma operação de subtração é escolhida, faz-se o complemento de dois na palavra armazenada no registrador e soma-se com o valor acumulado, efetuando-se uma subtração:

$$X - Y = X + \bar{Y} + 1.$$

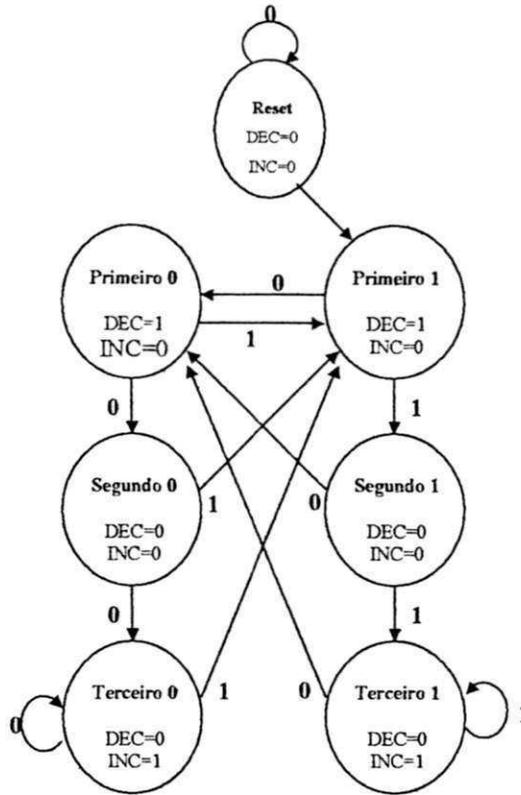


Figura 5.23 : Máquina de estados de circuito detetor de seqüência

O acumulador detém a palavra que determina a largura de pulso do sinal PWM, que por sua vez é linearmente proporcional à grandeza a medir.

Os resultados de simulação do circuito de geração de pulsos controlados por modulador delta-adaptativo são mostrados na figura 5.24. A simulação foi realizada em ambiente MaxplusII. Foram fixados valores para o sinal de entrada, “in” e obteve-se o sinal PWM, “out”, que como pode ser percebido, rapidamente alcança o valor máximo de largura de pulso.

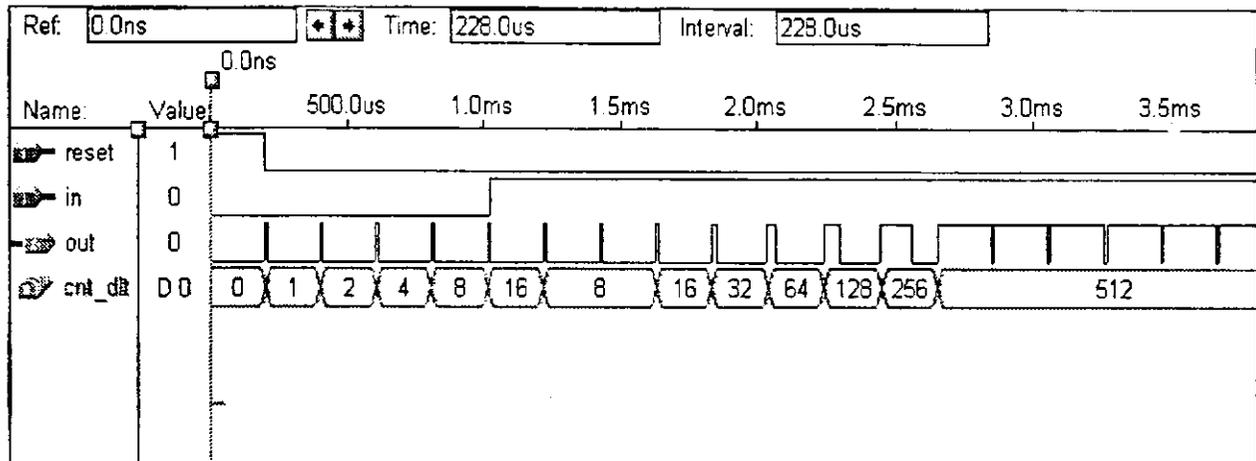


Figura 5.24: Resultados de simulação do circuito da figura 5.22

5.4 Conclusão

Neste capítulo mostrou-se como foi desenvolvido um modelo de sensor termo-resistivo para PSPICE. Simulações foram realizadas com o intuito de validar o modelo, cujos resultados foram comparados com resultados práticos apresentados em [18] demonstrando sua confiabilidade.

Foram também mostradas as implementações de circuitos de geração de largura de pulsos de sinal PWM com duas estratégias de controle. Para cada estratégia utilizada, foram mostrados resultados de simulações feitas no ambiente MaxplusII. Estes resultados deverão ser confrontados com resultados de experimentos práticos realizados em laboratório em trabalhos futuros, nos quais alguns parâmetros deverão ser ajustados a depender das características do sensor termo-resistivo utilizado. Os principais pontos a serem observados são: a relação entre constante de tempo intrínseca do sensor e a frequência do sinal PWM e constante dos moduladores delta.

Capítulo 6

Conclusões e trabalhos futuros

O objetivo deste trabalho foi de sintetizar em CPLDs, estratégias de geração de largura de pulsos para sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo com temperatura mantida constante.

Alguns autores tem apresentado estudos em sistemas baseados em sensores termo-resistivos que visam determinar os fatores que influenciam na sua resposta temporal. As constatações tem sido feitas de forma analítica, as simulações apresentadas são na maioria da vezes baseadas em equações matemáticas e em alguns casos, experimentos práticos são feitos. Estes fatos justificam o desenvolvimento de modelo comportamental do sensor termo-resistivo, para uso no simulador de circuitos PSPICE, apresentado. Esta contribuição fará com que se tenha resultados de simulação muito próximos dos resultados obtidos experimentalmente. Alguns resultados de simulação utilizando o modelo desenvolvido, foram comparados com resultados práticos que constam nas referência bibliográficas e foram apresentados ao longo do trabalho.

O uso de circuitos mistos com sensor termo-resistivo em um dos braços de uma ponte de Wheatstone, comparador, circuito digital de controle e modulador PWM digital, apresenta uma solução razoável para sistemas de medição de temperatura, radiação térmica ou velocidade do fluido. A possibilidade de realização de circuito misto sem conversores A/Ds rápidos e de alta-resolução, implica diretamente em menor custo do sistema, pois os circuitos digitais podem ser implementados facilmente em linguagem de descrição de hardware e sintetizados em CPLDs que são ferramentas populares hoje em dia.

Foram feitas simulações para avaliar a resposta temporal de circuito com sensor termo-resistivo excitado eletricamente por sinal PWM. Os resultados de simulação mostraram que o aumento de tempo de resposta causado pela tensão de desvio do

amplificador operacional mascara o fato de se estar usando sinal discreto para excitar o sensor.

Para geração de largura de pulsos, implementou-se duas versões de circuitos de controle, uma utilizando modulação delta-linear e outra utilizando-se modulação delta-adaptativo. Estes circuitos foram simulados e os resultados foram apresentados. A partir dos resultados, ficou claro que o modulador delta-adaptativo possibilita que o sistema do qual faz parte apresente melhor resposta temporal, visto que o sinal gerado pelo modulador se adapta mais rapidamente ao sinal de entrada.

Muito pode ser feito para continuar o trabalho desta dissertação. Um trabalho que pode ser feito imediatamente é o de comprovar experimentalmente os circuitos digitais implementados e simulados, utilizando-se placa de prototipagem desenvolvida em [28]. Com isto, pode-se fazer comparações entre os circuitos em tempo discreto e os circuitos em tempo contínuo.

Outro trabalho possível é desenvolver um circuito integrado misto dedicado (ASIC) para sistemas de medição baseados em sensor termo-resistivo. Este circuito deve permitir uma certa configurabilidade, para que seja possível ajustar seu ponto de operação.

Como mostrado em algumas das referências bibliográficas, as estruturas de medição que utilizam amplificador operacional tem seu ponto de operação dependente da tensão de desvio do amplificador operacional. Como trabalho futuro, deve-se investigar este fato para o caso em que se utiliza comparadores em vez de amplificadores operacionais.

- [9] F. Kreith, Princípios de transmissão de calor, São Paulo: Editora Edgard Blücher Ltda., p. 1-17, 1977.
- [10] H. Suehrcke, C.P. Ling, P.G. McCormick, The Dynamic Response of Instruments Measuring Instantaneous Solar Radiation, *Journal of Solar Energ*, Vol. 44, No. 3, pp. 145-148, 1990.
- [11] B. Shen, A.M. Robinson, Pyranometer frequency response measurement and general correction scheme for time response error, *Solar Energ*, Vol. 49, No. 4, pp. 315-320, 1992.
- [12] E.C. Itsweire, K.N. Helland, A high-performance low-cost constant-temperature hot-wire anemometer, *J.Phys. E: Sci. Instrum*, Vol. 16., pp. 549-553, 1983.
- [13] D. Patranabis, S. Gosh, C. Bakshi, Linearizing Transducer Characteristics, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, V. 37 p. 66- 69, 1988.
- [14] Y.T. Chew, B.C. Khoo, C.P. Lim, C.J. Teo, Dynamic response of a hot-wire anemometer. Part II: A flush-mounted hot-wire and hot-film probes for wall shear stress measurements, *Meas. Sci. Technol*. No. 9, pp. 764-778, 1998.
- [15] M. Yamada, T. Takebayashi, S. Notoyama, K. Watanabe, A sensor signal processor, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, pp. 400 - 403, 1992.
- [16] E.L. Jury, Y.A.Z. Tsytkin, On the theory of discrete systems, *Automatica*, Vol. 7, pp. 89 - 107, 1971.
- [17] A.F.P. Van Putten, A constant voltage constant current Wheatstone bridge configuration, *Sensors and Actuators*, Vol. 13, pp. 103 - 115, 1988.
- [18] R.P.C Ferreira, G.S. Deep , J. S. R. Neto, A. M. N. Lima, R. C. S. Freire, Anemômetro a fio quente compensado em temperatura com sensor único (artigo aceito para o CBA de 2000).
- [19] Math Work Inc., The Student Edition of Matlab - User Guide, *Math Work Inc.*, 1995.
- [20] Altera Corp., MAX+PLUS II - Verilog HDL. *Version 8.2*, 1998.
- [21] Altera Corp., *Altera Data Book*, 1998.
- [22] P.J. Asheden, The Student's guide to VHDL, *Morgan Kaufmann Publishers, Inc.*, 1998.
- [23] K. Sayood, Introduction to Data Compression, *Morgan Kaufmann Publishers, Inc.*,

1996.

[24] Anonimous, Exploring the nature of SPICE Convergence Problems, www.pspice.com.

[25] Anonimous, Analog Behavioral modeling applications, www.pspice.com.

[26] - D.F. Hoeschele, *Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Conversion Techniques*, John Wiley & Sons, Inc., N.Y., USA, 1994.

[27] - K. Nakamamura, M. Hotta, L.R. Carley, D.J. Allstot, *An 85 mW, 10b, 40 Msamples/s CMOS Parallel-Pipelined ADC*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 30, No 3, March 1995, pp. 173-183.

[28] M.R.A. Moraes, Sistema de prototipagem rápida dirigido ao processamento de imagens, Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, 1998. (Dissertação de mestrado na área de concentração: Processamento da Informação).

[29] Anonimous, National Semiconductor's Temperature Databook, www.national.com

Apêndice A-Programas em Verilog

Neste apêndice é mostrado o código em verilog utilizado para implementação dos circuitos digitais apresentados no capítulo 5.

Modulador delta-linear

```

`include "cnts.v"
module d_lin(in,out,t,reset);
input in;
input t,reset;
output out;
reg out,zero,aq;
reg [`MSB:0] sh_out,cnt_out,cnt_dlt;
wire [`MSB:0] lim_out;

assign lim_out = (sh_out > `MAX_IN) ? `MAX_IN :
                 (sh_out < `MIN_IN) ? `MIN_IN : sh_out;

always @(posedge aq)
    sh_out <= cnt_dlt;

always @(posedge zero)
begin
    if (reset)
        cnt_dlt <= 0;
    else
    begin
        if (in) begin
            if (cnt_dlt < (`MAX_V-`INC_CNT))
                cnt_dlt <= cnt_dlt + `INC_CNT;
        end
        else
            if (cnt_dlt > `INC_CNT)
                cnt_dlt <= cnt_dlt - `INC_CNT;
    end
end

always @(posedge t)
begin
    if (reset)
    begin
        cnt_out<=0;
        out<=0;
    end
    else
    begin
        cnt_out <= cnt_out +1;
        out <= (cnt_out < lim_out);
        aq <= (cnt_out == `AQ_TIME);
        zero <= (cnt_out == `AQ_TIME-5);
    end
end
endmodule

```

Modulador delta-adaptativo

```

`include "cnts.v"
module d_adap(in, out, t, reset);
input in;
input t, reset;
output out;

reg out, aq_sh, aq_dlt, aq_in, aq_add, sinal;
reg [ `MSB:0] sh_out, cnt_out, cnt_dlt, acumula, soma,
menos_cnt_dlt, menos_acumula;
reg [2:0] hist;

wire [ `MSB:0] lim_out;
wire DEC, INC;

assign DEC= ^hist[1:0];
assign INC= (~^hist[2:1])&(~^hist[1:0])&(hist[2]~^hist[0]);
assign lim_out = (sh_out > `MAX_IN) ? `MAX_IN :
                 (sh_out < `MIN_IN) ? `MIN_IN : sh_out;

always @(posedge aq_in)
begin
  if (reset)
    hist = 3'b100;
  else
    begin
      hist = (hist << 1);
      hist = hist | in;
    end
end

always @(posedge aq_dlt)
begin
  if (reset) begin
    cnt_dlt <= 1;
    sinal = ~hist[0];
  end
  else
  begin
    if (DEC)
    begin
      sinal = ~hist[0];
      if (cnt_dlt > 1)
        cnt_dlt<= cnt_dlt >> 1;
      else
        cnt_dlt<= 1;
    end
    if (INC)
    begin
      if (cnt_dlt == 0)
        cnt_dlt <=1;
      else begin
        if (cnt_dlt < `MAX_SHIFT)
          cnt_dlt<= (cnt_dlt << 1);
        else
          cnt_dlt<= `MAX_SHIFT;
      end
    end
  end
end

```

```

        end
    end
end

always @(posedge aq_add)
begin
    if (sinal)          // Negativo
    begin
        if (menos_acumula < soma)
            acumula <= (acumula + soma);
        else
            acumula <= 0;
    end
    else                // Positivo
    begin
        if (menos_acumula > soma)
            acumula <= (acumula + soma);
        else
            acumula <= `MAX_V;
    end
end

always @(posedge aq_sh)
    sh_out <= acumula;

always @(posedge t)
begin
    if (reset)
    begin
        cnt_out <= 0;
        out <= 0;
    end
    else
    begin
        cnt_out <= cnt_out + 1;
        out <= (cnt_out < lim_out);
        aq_in    <= (cnt_out == `AQ_IN);
        aq_dlt   <= (cnt_out == `AQ_DLT);
        aq_add   <= (cnt_out == `AQ_ADD);
        aq_sh    <= (cnt_out == `AQ_SH);
        soma <= (sinal) ? menos_cnt_dlt : cnt_dlt;
        menos_acumula <= (~acumula);
        menos_cnt_dlt <= (~cnt_dlt) + 1;
    end
end
endmodule

```

Arquivo de constantes

```
`define MSB 9
`define WIDTH 10
`define MAX_IN 975
`define MIN_IN 50
`define MAX_V 10'h 3ff
`define MAX_SHIFT 10'h 200
`define AQ_IN 10'd 43
`define AQ_DLT 10'd 45
`define AQ_ADD 10'd 47
`define AQ_SH 10'd 49
`define INC_CNT 15
```

Apêndice B - Modelo de sensor termo-resistivo

Neste apêndice é mostrada a descrição do modelo de sensor termo-resistivo em SPICE.

Descrição do modelo

```
SUBCKT PTC Rad_in Ta_in h_in R1_out R2_out $N18 $NRs $N16 PARAMS:
S_in=20e-6 Invmc_in=16.7 alfa_in=.9
+ Ralfa_in=.38 R0_in=102.4
```

```

VIS1      R1_out  R3_out  DC  0
Gptc      R3_out  R2_out  VALUE = {V(R1_out,R2_out)/V($NRs)}
*GIS1     $N1     0      VALUE = {V(R2_out,R1_out)/V($NRs)}
*VIS1     $N1     0      DC  0
HIS1      $N2     0      VIS1  1
EVs1      $N3     0      R1_out  R2_out  1
EPels     $N7     0      VALUE = {V($N2)*V($N3)}
EaSH      $N9     0      VALUE = {V(Rad_in)*alfa_in*S_in}
EhSTa     $N11    0      VALUE = {V(Ta_in)*V(h_in)*S_in}
Esum      $N13    0      VALUE = {V($N11)+V($N9)+V($N7)}
EhSTs     $N15    0      VALUE = {V($N18)*V(h_in)*S_in}
EdTs      $N14    0      VALUE = {V($N13,$N15)}
GInteg    $N16    0      0      $N14  1
CInteg    $N16    0      1
RInteg    $N16    0      10G
EInteg    $N17    0      $N16  0  1
Emc       $N18    0      VALUE = {V($N17)*Invmc_in}
ERtem     $N19    0      VALUE = {V($N18)*Ralfa_in}
ERout     $NRs    0      VALUE = {V($N19)+R0_in}
Rout      $NRs    0      10G

.ENDS

.end
```

Apêndice C - Programas em MATLAB

Resposta ao degrau de modulador delta-adaptativo

```
a=0;
t=0.01:0.01:1;
x(1:10)=zeros(1,10);
x(11:100)=ones(1,90);
%x=sin(2*pi.*t);
s=size(x);
passo=0;
sinal=1;
for(i=1:s(2))
    if(x(i) < a)
        l(i)=-1;
    else
        l(i)=1;
    end
    if (i > 1)
```