

Caracterização de Sensores Termo-Resistivos Utilizando Degrau de Potência Elétrica

Maria Bernadete de Moraes França

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

Área de Concentração: Processamento da Informação

Gurdip Singh Deep, PhD

Orientador

Raimundo Carlos Silvério Freire, PhD

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Maria Bernadete de Moraes França, 02 de Outubro de 1998

Caracterização de Sensores Termo-Resistivos Utilizando Degrau de Potência Elétrica

Maria Bernadete de Moraes França

Dissertação de Mestrado apresentada em 02 de Outubro de 1998

Gurdip Singh Deep, PhD

Orientador

Raimundo Carlos Silvério Freire, PhD

Orientador

Gurdip Singh Deep, Dr., UFPB

Componente da Banca

Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr., UFPB

Componente da Banca

Amauri Oliveira, Dr., UFBA

Componente da Banca

José Sérgio da Rocha Neto, Dr., UFPB

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, 02 de Outubro de 1998



F814c França, Maria Bernadete de Moraes.
Caracterização de sensores termo-resistivos utilizando degrau de potência elétrica / Maria Bernadete de Moraes França. - Campina Grande, 1998.
135 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1998.
"Orientação : Prof. Dr. Gurdip Singh Deep, Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire".
Referências.

1. Sensor Termo-Resistivo. 2. Radiação Solar. 3. Potência Elétrica. 4. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Deep, Gurdip Singh. II. Freire, Raimundo Carlos Silvério. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

CDU 621.3:681.586.6(043)

**CARACTERIZAÇÃO DE SENSOES TERMO-RESISTIVOS UTILIZANDO
DEGRAU DE POTÊNCIA ELÉTRICA**

MARIA BERNADETE DE MORAIS FRANÇA

Dissertação Aprovada em 02.10.1998

Raimundo Carlos Silvério Freire

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

Gurdip Singh Deep

PROF. GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB
Orientador

Jose Sergio da Rocha Neto

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

Amauri Oliveira

PROF. AMAURI OLIVEIRA, D.Sc., UFBA
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Outubro - 1998

Dedicatória

À Deus, por tudo que sou.

À meu padrinho, pelo apoio e dedicação, e também a meus pais.

Ao Alexandre, meu amigo e companheiro em tudo que faço a quase quatro anos.

Ao meu filho Tiago, um lindo presente em nossas vidas.

Agradecimentos

Aos professores Gurdip Singh Deep e Raimundo Carlos Silvério Freire, minha sincera gratidão pela paciência e compreensão nos momentos de "sumiços", que não foram poucos no início deste trabalho. Por terem me iniciado na pesquisa científica e pela dedicação durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor José Sérgio da Rocha Neto, pelos esclarecimentos que também contribuíram muito neste trabalho.

Ao Alexandre pelo apoio que sempre me deu desde o início do trabalho.

À todos os colegas dos laboratórios LIEC e LEIAM, pela amizade.

Em especial aos colegas Geovany, Gláucio, Pedro, André e Yuri pelo apoio técnico.

Aos amigos Gustavo, Anamaria, Ana Luísa e Ana Cláudia pela amizade durante os últimos 7 meses nesta cidade que tão bem me acolheu durante 8 anos.

Resumo

A caracterização dinâmica de um sensor termo-resistivo de radiação solar é importante para dimensionar instrumentos eletrônicos de medição que utilizam esse sensor. Esta caracterização implica na determinação da resposta no tempo desse sensor a uma excitação de energia térmica. A resposta ao degrau é monitorada em termos de temperatura ou resistência do sensor.

Métodos calorimétricos ou elétricos podem ser utilizados para determinar a constante de tempo do sensor. Em um método puramente elétrico, pode-se forçar uma mudança em degrau na corrente através do sensor, para produzir uma mudança na potência térmica dissipada no sensor (efeito Joule). A corrente através do sensor é também usada para monitorar a mudança resultante em sua resistência. Em outro método, o aquecimento no sensor é causado pela incidência de radiação, e a mudança em sua resistência é feita eletricamente. Nestes métodos, um erro é introduzido na resposta no tempo devido à mudança no aquecimento do sensor causada pela variação da resistência do sensor.

Este erro pode ser eliminado pela aplicação de um degrau de potência elétrica. Isto requer um ajuste constante da corrente do sensor para compensar a variação de sua resistência. A formulação deste método é discutida e uma configuração baseada em microcontrolador para a implementação prática deste método é apresentada. Resultados experimentais também são apresentados.

Abstract

The characterization of the dynamic response of a thermoresistive solar radiation sensor is important for adequately designing the radiation measuring instruments based on this sensor. This characterization implies the determination of the step-response of this sensor to thermal energy excitation. The step response is monitored in terms of the sensor's temperature or its resistance.

One can use calorimetric electrical methods for determining the time response of the sensor. In a purely electrical method one can force a step change in the current through the sensor to produce a sudden change in the thermal power (Joule effect) dissipated in the sensor. This current through the sensor is also used to monitor the resulting change in the sensor resistance. In another method the heating of the sensor is caused by incident radiation and the change in the sensor resistance is done electrically. In these methods an error is introduced in the time-response due to the change in the sensor heating caused by the varying sensor resistance.

This error can be eliminated by applying electrically a heat power step. This involves the constant adjustment of the sensor current to compensate for the variation in its resistance. A formulation of this method is discussed and a microcontroller based configuration for practical implementation of this method is presented. Experimental results are also presented.

Sumário

1	Introdução	1
2	Princípios de Medição de Radiação Solar	5
2.1	Princípio da Diferença de Temperatura	6
2.2	Princípio da Equivalência Elétrica	6
2.3	Radiômetros de Equivalência Elétrica	8
2.3.1	Radiômetros de Compensação Elétrica	8
2.3.2	Radiômetros de Substituição Elétrica	10
2.3.3	Características dos Radiômetros de Equivalência Elétrica	12
2.4	Sensores Termo-Resistivos em Estruturas Realimentadas	14
2.5	Conclusões	14
3	Sensores Termo-Resistivos	16
3.1	Característica R_xT do Sensor Termo-Resistivo	17
3.2	Medição da Radiação Solar	18
3.3	Medição de Temperatura	19
3.4	Caracterização dos Sensores Termo-Resistivos	20
3.5	Caracterização Estática	20
3.6	Caracterização Dinâmica	21
3.7	Determinação da Característica Dinâmica por Meios Elétricos	22
3.7.1	Excitação do Sensor com Degrau de Corrente Elétrica	23
3.7.2	Excitação do Sensor com Degrau de Radiação	27
3.7.3	Degrau de Potência Elétrica	33

3.8	Conclusões	34
4	Degrau de Potência Elétrica em Sensor Termo-Resistivo	35
4.1	Desenvolvimento das Equações	35
4.2	Possibilidades de Implementações	37
4.3	Arranjo Experimental	40
4.4	Implementações	44
4.4.1	Sinais do Temporizador	44
4.4.2	Auto-Cancelamento	47
4.4.3	Conversão A/D	49
4.4.4	Equação do Ajuste da Corrente	50
4.4.5	Fluxograma do Programa Principal	51
4.4.6	Aquisição dos Dados	57
4.4.7	Determinação da Constante de Tempo	58
4.5	Considerações do Circuito	59
4.5.1	Tensão de Referência	59
4.5.2	Excitação do Sensor Termo-Resistivo com Corrente Pulsada	60
4.5.3	Amostragem da tensão no sensor	64
4.5.4	Filtro Passa-Baixas	66
4.5.5	Subtração e Amplificação	69
4.5.6	Proteção e Sinalização	71
4.5.7	Comparador	71
4.5.8	Comando para Aplicação do Degrau de Potência	72
4.6	Conclusões	74
5	Resultados Experimentais	76
5.1	Testes com Degraus de Potência Elétrica	76
5.1.1	Condições dos Experimentos	76
5.1.2	Metodologia dos Testes	78
5.1.3	Resultados Obtidos	81
5.2	Testes com Degraus de Correntes Elétricas	89
5.3	Conclusões	94

6	Conclusões	96
A	Microcontrolador MC68HC11A8 da Motorola	99
A.1	Informações Gerais	100
A.2	Temporizador	103
A.2.1	Contador Autônomo	104
A.2.2	Entradas de Captura	104
A.2.3	Saídas de Comparação	105
A.2.4	Registrador de Máscara de Saída de Comparação-OC1M	105
A.2.5	Registrador de Dados de Saída de Comparação-OC1D	106
A.2.6	Registrador de Controle do Temporizador 1-TCTL1	106
A.2.7	Registrador de Controle do Temporizador 2-TCTL2	106
A.2.8	Registrador de Bandeiras de Interrupção do Temporizador 1- TFLG1	107
A.2.9	Registrador de Máscaras de Interrupção do Temporizador 1-TMSK1108	
A.2.10	Registrador de Máscaras de Interrupção do Temporizador 2-TMSK2108	
A.2.11	Registrador de Bandeiras de Interrupção do Temporizador 2- TFLG2	109
A.2.12	Registrador de Controle do Acumulador de Pulsos-PACTL	109
A.3	Interrupções	110
A.4	Conversor A/D	111
B	Programas Utilizados	114
	Referências	133

Lista de Símbolos e Abreviaturas

A	: Área do sensor termo-resistivo.
α	: Coeficiente de absorvidade e transmissividade do sensor.
B	: Constante do termistor NTC.
c	: Calor específico do sensor termo-resistivo.
ΔV_s	: Variação da tensão do sensor.
e^+	: Tensão de entrada positiva do amplificador operacional .
e^-	: Tensão de entrada negativa do amplificador operacional .
G	: Ganho de malha aberta do amplificador operacional.
GPIB	: <i>General Purpose Interface Bus</i> .
H	: Radiação incidente sobre o sensor.
HP	: Hewlett Packard.
IEEE	: <i>Institute of Electrical and Electronic Engineer</i> .
I_c, I_b, I_e	: Corrente elétrica do coletor, base e emissor do transistor.
I_{cf}	: Corrente elétrica eficaz.
I_z	: Corrente elétrica do zener.
$I_{z\max}$: Corrente elétrica máxima do zener.
I_s	: Corrente elétrica no sensor termo-resistivo.
$M(I_f)$: Constante de tempo aparente calculada para corrente final I_f .
m	: Massa do sensor.
mc	: Capacitância térmica.
$mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt}$: Taxa de variação da energia interna do sensor em relação ao tempo devido a sua capacidade térmica.

NTC	: <i>Negative Temperature Coefficient.</i>
PTC	: <i>Positive Temperature Coefficient.</i>
P_e	: Potência elétrica do sensor.
R_s	: Resistência do sensor.
R_0	: Resistência sensor na temperatura T_0
R_{eq}	: Resistência elétrica equivalente.
R_{s1}	: Resistência do sensor para a corrente I_{ef1} .
SCXI	: <i>Signal Conditioning eXtensions for Instrumentation.</i>
T	: Período de um sinal.
T_a	: Temperatura ambiente.
T_s	: Temperatura do sensor.
τ	: Constante de tempo intrínseca do sensor.
τ_i	: Largura de pulso do sinal ($i = 1, 2, 3$).
U	: Coeficiente global de transferência de calor.
UA	: Condutância térmica.
$UA(T_s - T_a)$: Energia térmica perdida pelo sensor para o meio ambiente por unidade de tempo.
V_d	: Tensão de desvio.
V_s	: Tensão no sensor.
V_{ref}	: Tensão de referência.
VRH	: Tensão de referência alta do A/D.
VRL	: Tensão de referência baixa do A/D.

Lista de Figuras

1.1	Esboço do Comportamento do Sensor para Degraus de Excitações Elétricas. (a) Variação da Resistência do Sensor Termo-Resistivo, (b) Variação de sua Potência Elétrica para Degraus de (b.1) Corrente Elétrica e (b.2) Potência Elétrica.	4
2.1	Configuração de um Radiômetro de Compensação Elétrica - Sensores em Paralelos.	9
2.2	Configuração de um Radiômetro de Compensação Elétrica - Sensores em Série.	10
2.3	Configuração de um Radiômetro de Substituição Elétrica.	11
3.1	Arranjo com um Sensor Termo-Resistivo Excitado por Corrente Elétrica e Radiação Incidente.	23
3.2	Diagrama de Blocos Excitação-Amostragem da Tensão no Sensor.	27
3.3	Circuito para Aplicação de Degrau de Radiação no Sensor Termo-resistivo.	28
3.4	Circuito para Acionamento do Laser.	30
3.5	Circuito da Fonte de Corrente do Laser.	31
3.6	Geração do Clock para o Flip-Flop 4013.	31
3.7	Curvas Experimentais da Variação da Tensão no Sensor Termo-Resistivo Para Degrau de Radiação. (a) Com Corrente de Excitação de 30 mA, (b)14,55 mA e (c) 4,25 mA.	32
4.1	Diagrama de Blocos do Sistema Implementado para Aplicação do Degrau de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.	38

4.2	Diagrama de Blocos do Sistema do Experimento de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.	41
4.3	Diagrama de Blocos - Implementação de Degrau de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.	42
4.4	Diagrama Esquemático para a Aplicação de um Degrau de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.	45
4.5	Sinais das Portas de Saída PA4 e PA6 do Temporizador.	46
4.6	Diagrama do Auto-Cancelamento.	47
4.7	Resposta do Comparador.	48
4.8	Diagrama de Tempo do Cálculo e Ajuste da Corrente.	50
4.9	Resultados de Simulação para a Equação do Ajuste da Corrente Elétrica do Sensor Considerando Constantes Hipotéticas e Variável Exponencial. (a) Variação da Largura de Pulso da Corrente através do Sensor. (b) Variação da Tensão no Sensor.	51
4.10	Fluxograma do Programa Principal.	52
4.11	Fluxograma da Geração do Sinal de PA5 por Aproximações Sucessivas.	54
4.12	Fluxograma da Sub-Rotina da Conversão A/D.	55
4.13	Tensão de Referência.	60
4.14	Geração de Tensão Elétrica Pulsada.	61
4.15	Sinais X, Y, Z e W da Figura 4.14.	62
4.16	Excitação Elétrica do Sensor Termo-Resistivo.	63
4.17	Amostragem da Tensão do Sensor Termo-Resistivo.	64
4.18	Filtro Passa-Baixas Butterworth de 2ª ordem.	67
4.19	Filtro Passa-Baixas Butterworth de 4ª Ordem.	68
4.20	Resposta no Tempo para a Simulação do Filtro Passa-Baixas de Butterworth de 4ª Ordem Implementado: (a) Sinal de Entrada e (b) Sinal de Saída.	68
4.21	Simulação da Resposta na Frequência do Filtro Passa-Baixas de Butterworth de 4ª Ordem Implementado.	69
4.22	Circuito de Subtração de Sinais Utilizado.	70
4.23	Circuito de Subtrator.	71

4.24	Circuito de Proteção.	72
4.25	Circuito de Sinalização.	73
4.26	Comparador LM311.	74
4.27	Comando da Mudança do Ciclo de Trabalho do Sinal em PA4.	74
5.1	Determinação Automática da Tensão Inicial no Sensor.	78
5.2	Resultados Experimentais para o Degrau de Potência Elétrica de 0,687 para 24,75 mW no Sensor Termo-Resistivo. (a) Variação da Resistência do Sensor. (b) Variação da Temperatura do Sensor.	82
5.3	Resultados Experimentais para o Degrau de Potência Elétrica de 0,687 para 49,48 mW no Sensor Termo-Resistivo. (a) Variação da Resistência do Sensor. (b) Variação da Temperatura no Sensor.	83
5.4	Resultados Experimentais para o Degrau de Potência Elétrica de 0,687 para 99 mW no Sensor Termo-Resistivo. (a) Variação da Resistência do Sensor. (b) Variação da Temperatura do Sensor.	84
5.5	Resultados Experimentais da Potência Elétrica no Sensor para Corrente Inicial de (a) 15 mA (b) 21,21 mA e (b) 30 mA.	86
5.6	Ampliação de Escala dos Resultados Experimentais da Potência Elétrica no Sensor para Corrente Inicial de (a) 15 mA, (b) 21,21 mA e (b) 30 mA.	87
5.7	Variação da (a) Resistência, (b) Temperatura e (c) Potência Elétrica do Sensor Termo-Resistivo para Degrau de Corrente Elétrica de 2,5 para 15 mA.	90
5.8	Variação da (a) Resistência, (b) Temperatura e (c) Potência Elétrica do Sensor Termo-Resistivo para Degrau de Corrente Elétrica de 2,5 para 21,21 mA.	91
5.9	Variação da (a) Resistência, (b) Temperatura e (c) Potência Elétrica do Sensor Termo-Resistivo para Degrau de Corrente Elétrica de 2,5 para 30 mA.	92
A.1	Mapas de Memórias do Microcontrolador.	101
A.2	Registradores do Microcontrolador.	102
A.3	Registrador de Código e Condição (CCR).	103

A.4	Registrador OC1M.	105
A.5	Registrador OC1D.	106
A.6	Registrador TCTL1	106
A.7	Registrador TCTL2	107
A.8	Registrador TFLG1.	107
A.9	Registrador TMSK1.	108
A.10	Registrador TMSK1	108
A.11	Registrador TFGL2.	109
A.12	Registrador PACTL.	110
A.13	Registrador ADCTL	112
A.14	Temporização de 4 Conversões Sucessivas do A/D.	113

Lista de Tabelas

5.1	Valores do Ganho G_4 Utilizados para Testes de Degrau de Potência Diferentes.	77
5.2	Resultados das Estimações das Constantes de Tempo e Coeficientes da Equação 4.16, Considerando os Dados dos Testes com Degraus de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.	85
5.3	Variâncias Encontradas para as Estimações da Constantes de Tempo Intrínsecas do Sensor Termo-Resistivo Determinadas com Degrau de Potência Elétrica.	86
5.4	Valores da Condutância Térmica para os Testes com Degraus de Potência Elétrica.	88
5.5	Resultados das Estimações das Constantes de Tempo e Coeficientes da Equação 4.16, Considerando os Dados dos Testes com Degraus de Corrente Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.	93

Capítulo 1

Introdução

Segundo o Centro de Estudos da Energia Solar, CENSOLAR: *“O Sol, fonte de vida e origem das demais formas de energia que o Homem vem utilizando desde os primórdios da História, pode satisfazer todas as nossas necessidades, se aprendermos como aproveitar de forma racional a luz que continuamente incide sobre nosso planeta”* [1]. A energia solar é uma forma de energia gratuita, limpa e inesgotável, em contraposição ao petróleo e a outras formas alternativas, pouco seguras ou simplesmente contaminantes. Por isso, é importante o desenvolvimento de tecnologia de captação da energia solar, como também a acumulação e distribuição de outras formas de energia derivadas da solar.

Diante desta realidade, estudos vêm sendo feitos para o desenvolvimento de tecnologias de conversão da energia solar, como também a respeito da própria energia, como suas características, seus efeitos sobre a vida terrestre, sua forma de transmissão e armazenamento [2], [3]. Esta preocupação vem crescendo à medida que o homem descobre que as fontes de energia mais utilizadas como o petróleo, o carvão, o gás natural, e até mesmo o potencial das hidrelétricas, estão esgotando.

Os estudos sobre a energia solar podem ser aplicados em diversas áreas, dentre elas pode-se citar a climatologia e a hidrologia [4]. Na climatologia, os estudos a respeito do efeito estufa estão ligados às medições do saldo de radiação, que corresponde à diferença entre as radiações recebida e emitida pela Terra. Na hidrologia, este saldo de radiação é um parâmetro importante no processo de evaporação de água. Na agricultura irrigável,

o consumo da água é função da velocidade do vento, umidade, tipo de colheita e da temperatura, conseqüentemente da radiação solar, e o modelo que descreve esta função é utilizado para escalonar as irrigações. Estes são apenas duas dentre as inúmeras aplicações da radiação solar.

Pode-se dizer que a radiação solar apresenta duas parcelas: a vinda diretamente do Sol (radiação direta) e a difusa no céu (radiação difusa). A soma destas duas parcelas resulta na radiação global, que tem comprimentos de onda compreendidos entre 0,3 e 3 μm [5]. Usa-se, geralmente, os piranômetros para medir a radiação global e o piro-heliômetro para medir a radiação direta.

Os piranômetros podem ser constituídos por sensores ópticos ou térmicos. Os sensores ópticos apresentam uma resposta dinâmica mais rápida que os térmicos, entretanto sua resposta não é uniforme em todo o espectro solar. Contrariamente, os sensores térmicos apresentam uma resposta espectral ampla e uma resposta temporal lenta.

Dentre os sensores térmicos estão os sensores termo-resistivos que variam sua resistência elétrica com a variação da temperatura. Eles podem ser utilizados como sensores de radiação solar, bem como em medidores de potência de microondas [6] e velocidade de fluidos [7]. Dentre os sensores termo-resistivos mais utilizados estão os termistores e os resistores metálicos.

A caracterização estática e dinâmica dos sensores termo-resistivos é importante para elaboração das especificações de um medidor de radiação (radiômetro), pois, determinando-se alguns parâmetros, pode-se conhecer seu ponto de operação, sua resposta temporal ou sua frequência de corte [8]. A caracterização dinâmica pode ser feita monitorando-se a variação temporal de resistência elétrica do sensor termo-resistivo, devido a aplicação de um degrau de energia térmica. Com os dados desta variação, pode-se calcular a constante de tempo intrínseca do sensor e assim caracterizá-lo.

Em estudos anteriores [9], foram desenvolvidas duas técnicas de aplicação de energia térmica ao sensor, que foram degraus de correntes elétricas e de radiação. Entretanto o resultado encontrado para a constante de tempo do sensor para estas técnicas dependia do valor da corrente elétrica no sensor após a aplicação do degrau. Pois o aquecimento por efeito Joule não era constante, devido a variação da resistência do sensor. Mesmo nos testes com degrau de radiação, existia uma parcela de erro, devido a corrente

elétrica de medição necessária na monitorização da variação da tensão no sensor e conseqüentemente de sua resistência.

Para eliminar esta parcela de erro, uma nova técnica para caracterizar o sensor é proposta nesta dissertação, a de **degrau de potência dissipada por efeito Joule**, chamado no decorrer do texto, de **degrau de potência elétrica**. Aplicando-se um degrau de potência elétrica no sensor, a parcela de aquecimento variável por efeito Joule é eliminada, pois a corrente através do sensor é ajustada à medida que sua resistência elétrica varia. Na Figura 1.1 é apresentado um esboço do comportamento da variação da resistência do sensor e de sua potência para os testes com degrau de corrente elétrica e potência.

Para apresentar o desenvolvimento dos testes com degrau de potência elétrica sobre o sensor, a fim de caracterizá-lo, este trabalho é dividido da seguinte forma:

No capítulo 2, são discutidos alguns princípios de medição de radiação solar e também algumas considerações a respeito dos radiômetros. No capítulo 3, é apresentado um breve relato sobre os sensores termo-resistivos, seu comportamento, suas aplicações e um estudo sobre a caracterização estática e dinâmica desse tipo de sensor. Também são apresentadas as técnicas de determinação da constante de tempo do sensor com degraus de corrente elétrica e de radiação. No capítulo 4, apresenta-se a técnica com degrau de potência elétrica, sua implementação e considerações. No capítulo 5 são apresentados os testes realizados, os resultados, conclusões e sugestões para trabalhos futuros. Ainda são apresentados dois apêndices: um sobre os subsistemas do microntrolador da Motorola MC68HC11, e outro, com os programas utilizados para a aplicação do degrau de potência elétrica no sensor e para a estimação da sua constante de tempo.

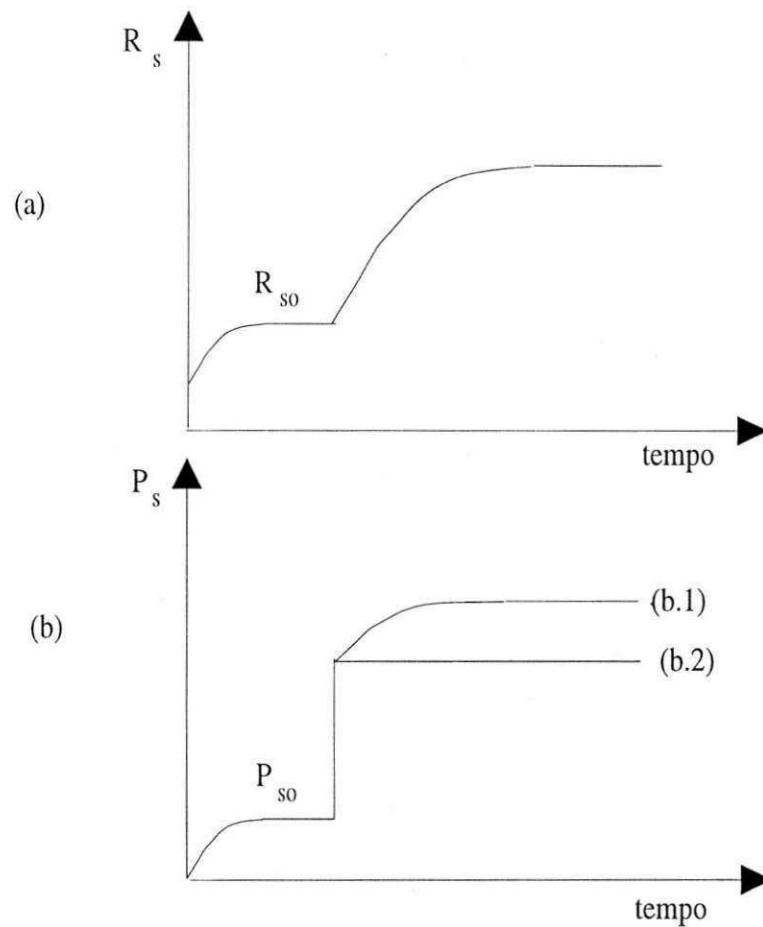


Figura 1.1: Esboço do Comportamento do Sensor para Degraus de Excitações Elétricas. (a) Variação da Resistência do Sensor Termo-Resistivo, (b) Variação de sua Potência Elétrica para Degraus de (b.1) Corrente Elétrica e (b.2) Potência Elétrica.

Capítulo 2

Princípios de Medição de Radiação Solar

A necessidade de conhecer o que nos cerca e aproveitar seu potencial levou o homem às medições. Mede-se quase tudo no mundo, e equipamentos cada vez mais sofisticados são inventados com a finalidade de medição. A energia solar radiante é uma dessas grandezas da natureza que o homem busca conhecer para melhor aproveitá-la em sua vida, pois a mesma possui muitas aplicações. Para isso, foram desenvolvidos dispositivos, cujas propriedades variam em função desta energia, e que são chamados de sensores de radiação.

O calor armazenado em um sensor é função de diversos parâmetros, dentre os quais a radiação incidente sobre o mesmo e a perda para o ambiente. Quando a radiação incidente aumenta, o calor armazenado aumenta até que haja um equilíbrio entre o calor absorvido e o perdido para o ambiente. A medição desta quantidade de calor absorvida corresponde proporcionalmente a radiação solar incidente no sensor, podendo-se desta maneira medi-la. A radiação pode então ser medida utilizando-se os princípios da diferença de temperatura e da equivalência elétrica.

2.1 Princípio da Diferença de Temperatura

No princípio da diferença de temperatura, uma quantidade de calor desconhecida é comparada com uma conhecida, como por exemplo, nos primeiros piranômetros ou calorímetros de vazão de água. Nesses, uma quantidade de água com temperatura inicial conhecida, é submetida a uma determinada quantidade de calor, que eleva sua temperatura. A diferença entre as duas temperaturas corresponde à medida do calor [10]. Um outro exemplo é o piranômetro de Eppley, cuja superfície receptora consiste de dois anéis de prata concêntricos, o anel interior é revestido de preto e o de fora de branco. A diferença de temperatura entre os dois anéis é medida por termopares, que estão em contato térmico com as superfícies inferiores dos anéis, mas eletricamente isolados deles.

O princípio da diferença de temperatura foi empregado nos primeiros piranômetros. Hoje, os mais modernos utilizam termopilhas para medir a diferença de temperatura, pois apresentam boa estabilidade e resposta dinâmica aceitável [11].

2.2 Princípio da Equivalência Elétrica

Quando um sensor é submetido a uma grandeza a ser medida, alguns de seus parâmetros podem ser alterados. Conseguindo-se os mesmos efeitos no mesmo sensor a partir de uma excitação elétrica, diz-se então que a variação da grandeza a medir é equivalente a variação da excitação elétrica. Por exemplo, em instrumentos de medição de radiação baseados neste princípio, a potência térmica produzida pela radiação incidente no sensor é equivalente à redução na potência dissipada por efeito Joule. De acordo com a variação da radiação no sensor, a corrente elétrica que o atravessa é ajustada, para que sua temperatura seja mantida constante. Este ajuste é feito no sentido contrário ao da variação da radiação. Conhecendo-se então a variação da corrente elétrica no sensor, pode-se determinar o valor da radiação absorvida. Como essa corresponde à radiação incidente corrigida pelo fator de absorção do material do sensor, pode-se determinar a radiação incidente na área geográfica onde o medidor encontra-se. É importante observar as condições em que o sensor se encontra, para que

outras grandezas não provoquem alterações na temperatura do sensor.

O princípio de equivalência elétrica pode ser implementado por métodos de compensação e de substituição. No método da compensação, são utilizados dois sensores geométrica e termicamente idênticos. Um dos sensores é exposto a radiação que deseja-se medir, sensor de absorção, e o outro não, sensor de compensação. Enquanto o sensor de absorção é exposto à radiação, o de compensação é aquecido eletricamente para manter-se na mesma temperatura do sensor de absorção. Quando o sistema é realimentado, a resistência do sensor de compensação deve ser muito maior que a do sensor de radiação, (se os dois estão em série), para que sua potência elétrica dissipada seja maior e possa ser ajustada (neste caso, diminuída) até se igualar à potência absorvida pelo sensor de radiação. Ou seja, a energia dissipada por efeito Joule no sensor de compensação é proporcional à energia radiante incidente no sensor de radiação [11]. A corrente elétrica que mantém os dois sensores na mesma temperatura possui a informação da radiação absorvida pelo sensor de radiação.

No método da substituição, uma das possibilidades de implementação utiliza apenas um sensor. Com a incidência da radiação solar, a temperatura deste sensor varia, e conseqüentemente sua resistência. A corrente elétrica que o atravessa é ajustada, a fim de compensar esta variação através da potência dissipada por efeito Joule no sensor. Daí, medindo-se a variação da corrente elétrica no sensor e seu valor para uma radiação conhecida, tem-se uma medida da variação da radiação solar [12]. Esta radiação conhecida pode ser a radiação nula. O processo consiste em submeter o sensor à falta de radiação e medir sua corrente. Depois, incide-se radiação, e a diferença entre as potências dissipadas para a radiação incidente e para a radiação nula corresponde a uma medida da radiação absorvida pelo sensor.

Uma outra possibilidade é utilizar dois sensores geométrica e termicamente idênticos em estruturas distintas, porém mantidas sob a mesma temperatura. Um sensor deve ser sensível à radiação e à temperatura, e o outro, somente à temperatura, para que sejam compensadas variações na temperatura ambiente.

Com relação aos princípios de medição de radiação apresentados nesta seção, pode-se dizer que o radiômetro mais rápido é o que utiliza o princípio da substituição com dois sensores. Porém, o mais acurado é o por substituição, com apenas um sensor,

mas este método é satisfatório somente para medição de radiação constante ou de variação lenta [13], devido à esta implementação ter que ser submetida primeiro à falta de radiação, para depois ser exposta a ela, o que a torna lenta.

2.3 Radiômetros de Equivalência Elétrica

Utilizando o princípio da equivalência elétrica, foram desenvolvidos vários radiômetros. Alguns deles foram implementados em ponte de Wheatstone com realimentação negativa. O uso dessa realimentação negativa, além de outras coisas, possibilita uma diminuição considerável na constante de tempo do radiômetro, em relação a constante de tempo térmica do sensor em malha aberta [9].

A seguir serão apresentadas algumas possibilidades de implementação de radiômetros de equivalência elétrica em ponte de Wheatstone realimentada, utilizando os princípios da compensação, e da substituição.

2.3.1 Radiômetros de Compensação Elétrica

Uma proposta para um radiômetro de compensação elétrica foi apresentada em 1985 [14]. Nesta proposta são utilizados dois sensores termo-resistivos em uma ponte de Wheatstone, um é o sensor de radiação, R_r , e o outro, o sensor de compensação, R_c . O sensor de radiação é aquecido pela radiação incidente a uma temperatura de equilíbrio com o meio em que ele se encontra, enquanto que o de compensação acompanha esta temperatura através de aquecimento elétrico, controlado por um circuito de realimentação.

Dois sensores termo-resistivos, geométrica e termicamente idênticos, mas com resistências diferentes são colocados em uma ponte de Wheatstone com os demais resistores invariantes com a temperatura. O sensor de radiação absorve a energia térmica incidente e a acumula, elevando sua temperatura até atingir o equilíbrio térmico, em que as perdas térmicas para o meio equivalem à energia absorvida pelo sensor de radiação. O sensor de compensação, isolado da radiação, é aquecido eletricamente até a mesma temperatura do sensor de radiação através da corrente elétrica da ponte, pro-

duzida pelo amplificador realimentado. A relação das resistências dos sensores deve ser tal, que quase todo o aquecimento do sensor de radiação seja devido à radiação incidente, e toda a energia a ser dissipada pelos resistores físicos, seja dissipada no sensor de compensação. Para isso, a resistência do sensor de radiação deve ser muito maior que a do sensor de compensação, no caso dos sensores em paralelos, como é apresentado na Figura 2.1, e menor que este, no caso dos sensores em série, como é mostrado na Figura 2.2.

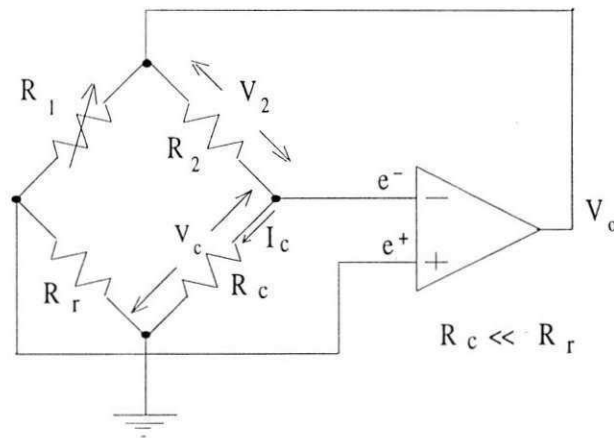


Figura 2.1: Configuração de um Radiômetro de Compensação Elétrica - Sensores em Paralelos.

Na montagem mostrada na Figura 2.1, a corrente através de R_c é dada por:

$$I_c = \frac{V_2}{R_2}$$

e a potência elétrica dissipada no sensor de compensação, que equivale à medição da radiação incidente, é dada por:

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{V_2}{R_2} V_c, \\ \Rightarrow H &\propto \frac{V_2}{R_2} V_c. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Na montagem da Figura 2.2, um resistor de precisão, R_p , deve ser colocado na malha de realimentação e a radiação incidente nesse caso é dado por,

$$H \propto \frac{V_p}{R_p} V_c. \quad (2.2)$$

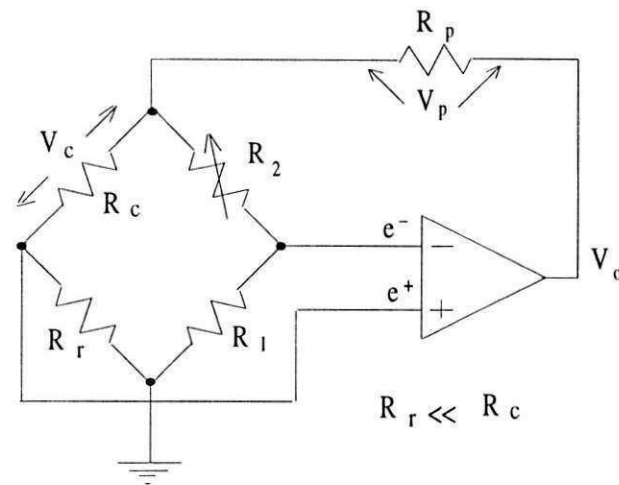


Figura 2.2: Configuração de um Radiômetro de Compensação Elétrica - Sensores em Série.

Inicialmente, com radiação nula, a ponte é balanceada para uma corrente baixa, ajustando-se o resistor de balanceamento, que pode ser R_2 (para a montagem com sensores em série) ou R_1 (para a montagem em paralelo). Em seguida, durante a medição, a radiação incidente absorvida aumenta a temperatura do sensor de radiação e conseqüentemente a sua resistência, desbalanceando a ponte. A tensão equivalente ao desbalanço da ponte é amplificada e realimentada, aumentando a corrente pelo sensor de compensação, fazendo sua temperatura e resistência crescer, levando a ponte ao equilíbrio. Atingido o equilíbrio da ponte, pode-se utilizar a equação (2.1) ou (2.2) para se determinar a radiação absorvida pelo sensor de radiação.

2.3.2 Radiômetros de Substituição Elétrica

Uma configuração usada na implementação de um radiômetro de substituição elétrica é mostrada na Figura 2.3. Nessa configuração, são utilizadas duas estruturas em ponte, em uma delas usa-se um sensor de radiação pintado de preto (R_p), com coeficiente de absorvidade e transmissividade, α_p . Na outra estrutura em ponte usa-se um sensor pintado de branco (R_b), com o coeficiente de absorvidade e transmissividade, α_b . No caso ideal, ou seja, $\alpha_p = 1$ e $\alpha_b = 0$, o sensor preto é sensível a radiação e à temperatura

ambiente, enquanto o branco é sensível somente à temperatura ambiente, logo, este é usado também para compensar possíveis variações na temperatura ambiente.

Na estrutura apresentada na Figura 2.3, idealmente, as duas pontes estão inicialmente equilibradas. Com a incidência de radiação, o sensor preto varia sua resistência elétrica desbalanceando a ponte, mas a tensão de saída, V_p , reage contra esta variação fazendo que a corrente pelo sensor seja tal que mantenha a temperatura constante, equilibrando a ponte. A diferença entre as potências elétricas nos dois sensores corresponde à radiação absorvida pelo sensor preto.

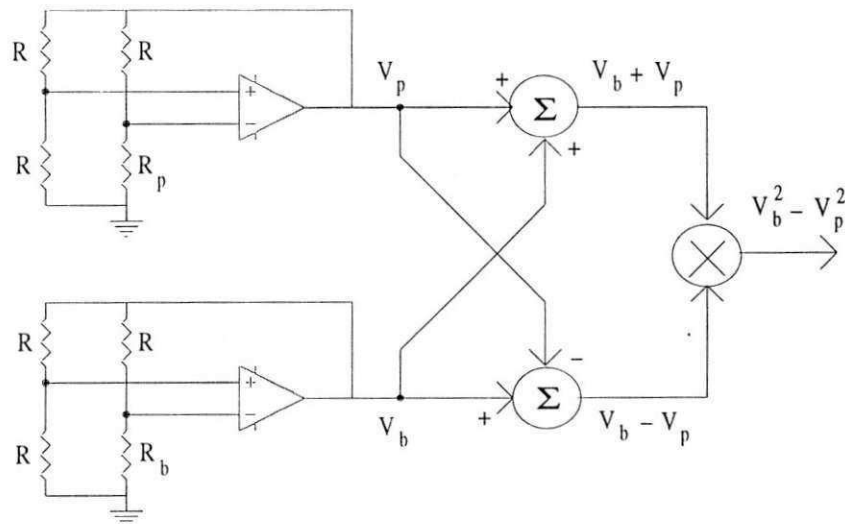


Figura 2.3: Configuração de um Radiômetro de Substituição Elétrica.

Como os sensores são térmica e geometricamente idênticos, para esta estrutura de radiômetro, pode-se dizer inicialmente que:

$$P_b = P_p.$$

A potência em um sensor é dada por:

$$P = \alpha AH + P_e + P_T,$$

sendo: αAH a parcela de potência devido à incidência de radiação no sensor com área A e coeficiente de absorção α , P_e a potência elétrica por efeito Joule e P_T a potência

devido à temperatura ambiente. Então para o radiômetro de equivalência elétrica da Figura 2.3, nas condições ideais, pode-se dizer que:

$$\alpha_b AH + P_{eb} + P_{Tb} = \alpha_p AH + P_{ep} + P_{Tp}.$$

Como os sensores são idênticos, estão no mesmo ambiente e a estrutura impõe suas temperaturas serem iguais, então $P_{Tb} = P_{Tp}$. Ainda, tem-se que $R_{sp} = R_{sb}$, logo:

$$\begin{aligned} AH(\alpha_b - \alpha_p) &= \frac{V_p^2}{R_s} - \frac{V_b^2}{R_s} \\ H &= \frac{(V_p^2 - V_b^2)}{AR_s(\alpha_b - \alpha_p)}, \end{aligned}$$

então

$$H = k (V_p^2 - V_b^2),$$

já que $\frac{1}{AR_s(\alpha_b - \alpha_p)}$ é uma constante.

Esta configuração de radiômetros de equivalência elétrica pode ser implementada de diversas maneiras, utilizando circuitos analógicos ou ainda microcontroladores. As características, vantagens e desvantagens de cada circuito foram discutidas em um trabalho de dissertação de mestrado realizado no LIEC (Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle) [13].

2.3.3 Características dos Radiômetros de Equivalência Elétrica

Algumas características dos radiômetros estão relacionadas às características dos seus sensores. Os sensores mais utilizados para se medir radiação são os sensores termorresistivos, cujas relações resistência \times temperatura e resistência \times corrente elétrica são importantes na escolha do seu ponto de polarização. As características mais importantes de um radiômetro são:

Resposta Temporal

Quão rápido ou lento responde um instrumento medidor de radiação é uma informação importante na sua escolha. É claro que, dependendo da aplicação do instrumento, uma ou outra situação é desejada. O tempo de resposta de um radiômetro

depende, dentre outras coisas, da constante de tempo térmica do sensor. Em outros casos, como já foi mencionado, a constante de tempo do radiômetro pode ser muito menor que do sensor utilizado, como por exemplo o radiômetro de equivalência elétrica com realimentação negativa, que apresenta constante de tempo muito menor em relação à constante de tempo térmica do sensor em malha aberta [15].

Os radiômetros que utilizam sensores ópticos apresentam resposta temporal rápida, enquanto os baseados em sensores térmicos são lentos.

Sensibilidade

Uma outra característica importante do radiômetro é sua sensibilidade em relação à radiação, que é definida como a saída do instrumento por unidade de radiação incidente [14]. Esta característica é preponderante na escolha de um radiômetro.

Resolução

A resolução de um instrumento de medição é a característica expressa pela menor variação da grandeza a medir ou fornecer, que pode ser obtida sem interpolação [16].

Resposta Espectral

A resposta espectral está diretamente ligada ao elemento sensor do radiômetro, pois, de acordo com a seletividade do sensor, pode-se determinar a resposta espectral do instrumento. Para medidores que utilizam sensores ópticos, esta resposta espectral é limitada, pois este tipo de sensor apresenta uma alta seletividade. Já os medidores com sensores térmicos possuem uma ótima resposta espectral, e quase todas as frequências são percebidas igualmente por eles, não existindo uma seletividade.

2.4 Sensores Termo-Resistivos em Estruturas Realimentadas

Os sensores termo-resistivos podem ser utilizados em estruturas realimentadas para fins de medições de temperatura, radiação incidente ou ainda velocidade de fluidos. Os seguintes métodos podem ser aplicados: temperatura constante, corrente constante e tensão constante. Nestes métodos uma grandeza é fixada enquanto que a informação da grandeza a ser medida é retirada da outra, como corrente ou tensão. Os três métodos são apresentados em [8], em que também é feita uma comparação qualitativa entre eles usando como parâmetros analisados as características de sensibilidade, constante de tempo e linearidade. O método mais utilizado entre esses três é o da temperatura constante, por apresentar menor tempo de resposta.

No LIEC, foi desenvolvido um trabalho com uma estrutura em ponte realimentada com um sensor termo-resistivo em um dos seus braços [15]. O resultado encontrado para a constante de tempo dessa estrutura foi:

$$\tau_e = \tau \frac{1}{1 + \frac{\beta R_0}{U_A} \frac{1}{R_1} \frac{[V_{so}(1+G-kG)-GV_d]^2 [2(1+G-kG)V_{so}-GV_d]}{G(kG-1)^2 V_d}}$$

sendo $\tau = \frac{mc}{UA}$ a constante de tempo intrínseca do sensor, R_1 o resistor adjacente ao sensor na ponte, V_{so} a tensão inicial do sensor, V_d a tensão de desvio do amplificador operacional, G o ganho de malha aberta do amplificador (considerado constante) e k a relação dos resistores do divisor de tensão da entrada e^+ do amplificador.

De acordo com os resultados de simulações e experimentais para esta estrutura, foi concluído que os parâmetros que mais influenciam na constante de tempo deste radiômetro a temperatura constante são: a tensão de polarização do sensor, V_{so} e a tensão de desvio do amplificador operacional, V_d .

2.5 Conclusões

Neste capítulo, foi mostrado que a radiação solar incidente pode ser medida utilizando-se sensores, cujas resistências variam em função da radiação. Esta medição pode ser

feita com base nos métodos da diferença de temperatura ou da equivalência elétrica, que podem ser implementados com circuitos eletrônicos, como foi apresentado. Também foi mostrada uma expressão para a constante de tempo, deduzida para uma estrutura em ponte realimentada, com um sensor termo-resistivo em um dos seus braços. Este parâmetro é importante no projeto de um radiômetro, baseado nesse tipo de estrutura.

É importante lembrar que o objetivo deste trabalho é determinar a constante de tempo do sensor termo-resistivo isolado, por meios elétricos, eliminando os erros causados pelo aquecimento elétrico variável devido à variação da resistência do sensor, como foi apresentado na introdução desta dissertação.

Capítulo 3

Sensores Termo-Resistivos

Chamam-se *sensores*, aos elementos que podem alterar consideravelmente uma de suas propriedades com a variação de alguma grandeza física. Diz-se então que eles são sensíveis a essa grandeza. O sensor termo-resistivo, por exemplo, varia sua resistência elétrica com uma variação da sua temperatura, seja esta decorrente de radiação incidente, de movimento de fluidos, da passagem de corrente elétrica ou da própria variação da temperatura ambiente.

Atualmente, os processos físicos das mais diversas áreas científicas, industriais, médicas, etc, dependem muito do conhecimento e/ou monitorização de grandezas físicas a eles associados. Dentre as grandezas mais monitoradas estão a temperatura, radiação e a velocidade dos fluidos. Para tais aplicações, os sensores termo-resistivos são os mais utilizados [8].

Com o avanço da tecnologia de integração, estes sensores estão, cada vez mais, fazendo parte de equipamentos com funções inteligentes, que detectam várias condições e provêm informações a computadores para controlar e monitorar diversas situações. São exemplos de aplicações, o controle da temperatura ambiente de uma sala de trabalho, o projeto de irrigação de um plantio em uma determinada área, ou ainda fornecimento de dados importantes para estudos atmosféricos.

Os sensores termo-resistivos podem ser de dois tipos: os que variam sua resistência ôhmica em uma proporção inversa com a variação da temperatura, chamados de NTC's (*Negative Temperature Coefficient- Coeficiente de Temperatura Negativo*) e os PTC's

(*Positive Temperature Coefficient- Coeficiente de Temperatura Positivo*) que variam numa proporção direta de sua temperatura.

3.1 Característica RxT do Sensor Termo-Resistivo

Dentre os sensores termo-resistivos mais utilizados estão o sensor termo-resistivo metálico e o termistor. Duas equações regem o comportamento desses sensores termo-resistivos. A primeira relaciona a sua resistência elétrica com a sua temperatura, que dependendo do tipo de sensor, pode ser linear ou não. Na literatura encontra-se várias equações que descrevem estas relações ([17] e [18]), porém as equações (3.1) e (3.2) são as mais utilizadas [17] para o caso dos termistores e os sensores termo-resistivos metálicos respectivamente.

$$R_s = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}, \quad (3.1)$$

$$R_s = R_0[1 + \alpha_1(T_s - T_0) + \alpha_2(T_s - T_0)^2 + \dots + \alpha_n(T_s - T_0)^n] \quad (3.2)$$

na qual: R_s e R_0 os valores da resistência do sensor para as temperaturas T_s e T_0 , e B e α_i ($i = 1 \dots n$) são coeficientes de temperatura dos sensores NTC e PTC respectivamente.

Dependendo do material do sensor e da faixa de temperatura, a equação para o sensor termo-resistivo metálico pode ser aproximada por:

$$R_s = R_0[1 + \alpha_1(T_s - T_0)]. \quad (3.3)$$

A segunda equação que rege o comportamento dos sensores termo-resistivos em relação ao seu meio é baseada na primeira lei da termodinâmica, que é a equação de equilíbrio das energias. Ela relaciona as energias térmicas por unidade de tempo entregue a um corpo, perdida para o meio que o envolve e a variação da energia acumulada na forma de calor por unidade de tempo. Considerando um sensor termo-resistivo submetido a uma radiação solar H , na temperatura ambiente T_a , constante, esta equação é dada por:

$$\alpha AH = UA(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt}, \quad (3.4)$$

em que: αAH é a energia absorvida pelo sensor devido à radiação incidente por unidade de tempo;

$UA(T_s - T_a)$ é a energia térmica perdida pelo sensor para o meio ambiente por unidade de tempo e;

$mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt}$ é a taxa de variação da energia interna do sensor por unidade de tempo.

Na equação (3.4), dois parâmetros são muito importantes, o produto UA , chamado de condutância térmica, ou ainda constante de dissipação [19] e mc , chamado de capacidade térmica. Destes dois parâmetros depende a constante de tempo intrínseca do sensor termo-resistivo.

Dependendo da aplicação do sensor, o parâmetro U não é constante, ele pode variar com a temperatura do sensor, do meio ambiente e ainda com a velocidade do fluido que o envolve. As condições na qual a condutância térmica é medida devem ser então especificadas. A variação de U com a temperatura, depende da geometria do sensor e sua dedução é muito complexa [17].

3.2 Medição da Radiação Solar

Em regime permanente, a derivada da equação (3.4) é zero. Desse modo, se para uma dada radiação H_1 , incidida no sensor termo-resistivo, obtém-se a temperatura T_{s_1} e, para H_2 , obtém-se T_{s_2} , pode-se então encontrar H_2 conhecendo-se os parâmetros U , α , T_a e H_1 . Os valores de T_{s_1} e T_{s_2} podem ser determinados a partir dos valores medidos da resistência do sensor R_{s_1} e R_{s_2} .

O sensor termo-resistivo mais utilizado para medição de radiação é do tipo metálico depositado em substrato [20]. O metal preferido para projetos de sensores termo-resistivos é a platina, que reúne características importantes como: sensibilidade, linearidade e estabilidade.

Os requisitos básicos para um sensor de radiação solar são: robustez, estabilidade e resistência em ambientes ao ar livre. Em áreas de pesquisas climáticas e testes de eficiência de painéis solares, por exemplo, um outro requisito é a alta precisão das medições. Entretanto, cada tipo de sensor possui vantagens e desvantagens. Desse

modo, desde 1993 os instrumentos de medição de radiação vêm sendo caracterizados e classificados pelo padrão ISO 9060. Este padrão atua como um guia de especificações para instrumentos e sensores de radiação [4].

Os radiômetros de equivalência elétrica apresentados no Capítulo 2 podem ser implementados com sensores termo-resistivos de platina [13].

3.3 Medição de Temperatura

Os sensores termo-resistivos podem ser usados também para medição de temperatura, e dependendo do campo de aplicação, eles podem ser uma alternativa razoável. Os sensores termo-resistivos metálicos podem ser feitos de diversos tipos de metais e possuir diferentes resistências nominais, porém os mais utilizados são os de platina que têm resistência nominal de 102Ω (na temperatura $0^{\circ}C$). Entretanto, a razão variação de resistência com a temperatura é muito baixa (menor que $0,4 \Omega/^{\circ}C$), mas, comparados a outros dispositivos de medição de temperatura, eles apresentam uma saída relativamente linear com a temperatura [21].

Ao contrário dos sensores termo-resistivos metálicos, os termistores apresentam uma variação resistência x temperatura altamente não linear, mas têm como principal vantagem a sua alta sensibilidade. Outra grande vantagem do termistor é sua resistência alta, que diminui o efeito da resistência inerente dos fios, que podem causar erros significativos em sensores de baixa resistência, como os metálicos [18].

Atualmente, existem cartões de aquisição de dados que podem ser acoplados a um PC, para monitorização de temperatura de certos ambientes, utilizando vários sensores termo-resistivos. Para a interface entre esses sensores e a placa de aquisição é necessário um estágio de condicionamento do sinal, que também é responsável pela fonte de alimentação do sensor, amplificação do sinal de saída, filtragem e ainda isolação. Todo este condicionamento é também disponível no mercado na forma de módulos, conhecidos por SCXI (*Signal Conditioning eXtensions for Instrumentation*) [22].

Esses módulos podem ser encontrados para diversas configurações desejadas, como por exemplo, vários canais de entradas isoladas com fontes de corrente ou tensão independentes, amplificadores com ganhos selecionáveis e filtros passa-baixas com frequências

de corte diferentes.

3.4 Caracterização dos Sensores Termo-Resistivos

A caracterização estática e dinâmica dos sensores termo-resistivos é importante para dimensionamento das especificações e projeto de um radiômetro, pois, determinando-se alguns de seus parâmetros, pode-se conhecer seu ponto de operação, sua resposta temporal ou sua frequência de corte [8]. Como já foi mencionado, as relações resistência elétrica do sensor \times temperatura e resistência \times corrente elétrica, auxiliam na determinação do ponto de polarização do sensor.

3.5 Caracterização Estática

Os termistores têm a seguinte equação que relaciona sua resistência elétrica à sua temperatura,

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

em que R_s e R_0 são os valores da resistência do sensor para as temperaturas T_s e T_0 , e B o coeficiente de temperatura do sensor NTC.

Os sensores termo-resistivos metálicos também relacionam sua resistência elétrica com sua temperatura pela seguinte equação:

$$R_s = R_0[1 + \alpha_1(T_s - T_0) + \alpha_2(T_s - T_0)^2 + \dots + \alpha_n(T_s - T_0)^n], \quad (3.5)$$

em que R_s e R_0 são os valores da resistência do sensor para as temperaturas T_s e T_0 , e α_i ($i = 1 \dots n$) o coeficiente de temperatura do sensor PTC.

Como já foi dito, para o sensor termo-resistivo metálico a equação (3.5) pode ser aproximada por:

$$R_s = R_0[1 + \alpha_1(T_s - T_0)]. \quad (3.6)$$

A caracterização estática consiste na determinação dos parâmetros R_0 e B para os termistores e R_0 e α_1 para o sensor termo-resistivo metálico. Caso o sensor metálico esteja no ar, em ambiente que propicie a convecção forçada, um outro parâmetro também

deve ser determinado na caracterização estática. Este parâmetro é o coeficiente global de transferência de calor U , ou ainda o termo UA que pode ser chamado de condutância térmica [8] ou constante de dissipação [19]. A determinação deste parâmetro é bastante complexa, pois o mesmo depende da temperatura, que por sua vez depende da geometria do sensor e do ambiente.

Com ensaios elétricos, pode-se determinar o valor da condutância térmica do sensor através do seu aquecimento por efeito Joule. No regime permanente, para um sensor sem incidência de radiação e aquecido eletricamente, tem-se que:

$$\begin{aligned} P_e &= UA(T_s - T_a) \\ \Rightarrow UA &= \frac{P_e}{T_s - T_a}, \end{aligned}$$

sendo P_e a potência elétrica dissipada no sensor, T_s a sua temperatura e T_a a temperatura ambiente.

A determinação dos parâmetros R_0 e α_1 (ou R_0 e B , para o termistor) pode ser feita utilizando-se métodos numéricos (regressão linear, não-linear e iterativos) em conjuntos de dados de R_s e T_s correspondentes, coletados em ensaios térmicos, que podem ou não usar padrões primários de temperatura (temperaturas de fusão e de ebulição) [8].

3.6 Caracterização Dinâmica

Nos radiômetros, é importante conhecer a capacidade de monitorar variações bruscas de radiação, o que implica em conhecer o comportamento dinâmico do elemento sensor para uma excitação em degrau de potência térmica. Esta informação é importante na determinação da dinâmica do instrumento. Conhecer a constante de tempo do sensor, implica em saber quanto tempo o sensor leva para responder a esta entrada em degrau. Esta constante de tempo pode ser deduzida a partir da lei de conservação de energia aplicada a um sensor térmico, considerando a radiação como excitação [7]. Da equação 3.4, como a temperatura T_a é constante, tem que:

$$\begin{aligned} \alpha AH(t) - UA(T_s - T_a) &= mc \frac{d(T_s)}{dt} \\ \frac{d(T_s)}{dt} + \frac{UA}{mc} T_s &= \frac{\alpha A}{mc} H(t) + \frac{UA}{mc} T_a, \end{aligned} \quad (3.7)$$

aplicando a transformada de Laplace em (3.7),

$$\begin{aligned} sT_s(s) + \frac{1}{\tau}T_s(s) &= k_1H(s) + \frac{1}{\tau}T_a \\ T_s\left(s + \frac{1}{\tau}\right) &= k_1H(s) + k_2. \end{aligned}$$

A função de transferência da temperatura no sensor com relação à radiação incidente pode ser dada por:

$$\frac{T_s}{H}(s) = \frac{k}{\tau s + 1}$$

sendo

$$\tau = \frac{mc}{UA}, \quad (3.8)$$

e

$$k = \tau k_1 = \tau \frac{\alpha A}{mc},$$

ou seja, a constante de tempo intrínseca do sensor é definida em termos de sua massa (m), calor específico (c), coeficiente global de transferência de calor (U) e área (A).

3.7 Determinação da Característica Dinâmica por Meios Elétricos

Métodos calorimétricos ou eletro-térmicos podem ser usados na determinação da constante de tempo intrínseca do sensor, τ . A determinação a partir de m , c , U e A pode ser mais laboriosa, se não forem conhecidos esses parâmetros.

O comportamento dinâmico do sensor pode ser observado aplicando-lhe um degrau de excitação térmica, ou seja, uma excitação que possa variar sua temperatura, como radiação, corrente elétrica ou potência elétrica. Monitorando-se a variação da resistência do sensor resultante da variação de sua temperatura, pode-se determinar a constante de tempo da curva resistência x tempo. A determinação dessa constante de tempo do sensor, utilizando degrau de corrente elétrica e radiação, foi apresentada em um trabalho de tese de doutorado [9].

O trabalho ora apresentado é complemento dessa tese, portanto é conveniente mostrar o desenvolvimento das equações que foram deduzidas para a constante de tempo

do sensor, determinada a partir do seu comportamento, na aplicação de degraus de corrente elétrica e radiação. Esse desenvolvimento é mostrado a seguir.

3.7.1 Excitação do Sensor com Degrau de Corrente Elétrica

Na Figura 3.1 é mostrado um sensor exposto a uma radiação solar $H(t)$ e a uma corrente elétrica $I_s(t)$ que o atravessa.

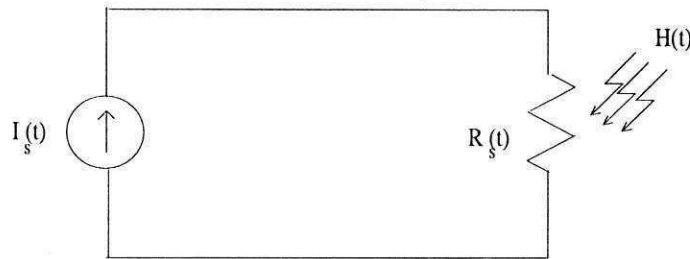


Figura 3.1: Arranjo com um Sensor Termo-Resistivo Excitado por Corrente Elétrica e Radiação Incidente.

Escrevendo-se a equação de equilíbrio térmico (primeira lei da termodinâmica) para o processo de variação da resistência do sensor, devido à passagem de corrente elétrica e à radiação incidente, com a temperatura ambiente T_a , constante, tem-se que

$$\alpha AH(t) + R_s(t)I_s^2(t) = UA(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt}, \quad (3.9)$$

sendo, $R_s(t)I_s^2(t)$ a potência dissipada por efeito Joule no sensor, devido à passagem da corrente elétrica.

Para um sensor termo-resistivo metálico de platina, considerando-se a temperatura $T_0 = 0^\circ C$, a equação (3.6) pode ser escrita na forma:

$$R_s(t) = R_0(1 + \beta T_s) \quad \text{com } \beta = \alpha_1. \quad (3.10)$$

Derivando-se a equação (3.10) tem-se:

$$\frac{dR_s(t)}{dt} = \beta R_0 \frac{dT_s}{dt}. \quad (3.11)$$

Da equação (3.9), tem-se que:

$$\begin{aligned}\alpha AH(t) + R_s(t)I_s^2(t) &= UA(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s)}{dt} \\ \frac{d(T_s)}{dt} &= \frac{1}{mc} [\alpha AH(t) + R_s(t)I_s^2(t) - UA(T_s - T_a)],\end{aligned}\quad (3.12)$$

e que:

$$\begin{aligned}R_a &= R_0(1 + \beta T_a) \\ \Rightarrow R_0 &= \frac{R_a}{(1 + \beta T_a)}.\end{aligned}\quad (3.13)$$

Substituindo-se a equação (3.13) na equação (3.10) obtém-se:

$$\begin{aligned}R_s &= \frac{R_a}{(1 + \beta T_a)}(1 + \beta T_s) \\ R_s(1 + \beta T_a) &= R_a(1 + \beta T_s) \\ R_s(1 + \beta T_a) - R_a &= R_a \beta T_s \\ T_s &= \frac{R_s(1 + \beta T_a)}{\beta R_a} - \frac{1}{\beta}.\end{aligned}\quad (3.14)$$

Substituindo as equações (3.14) e (3.12) em (3.11), tem-se:

$$\begin{aligned}\frac{dR_s(t)}{dt} &= \frac{\beta R_0}{mc} \left[\alpha AH(t) + R_s I_s^2 - UA \frac{R_s(1 + \beta T_a)}{\beta R_a} - \frac{1}{\beta} + UA T_a \right] \\ \frac{dR_s(t)}{dt} &= \frac{\beta R_0}{mc} R_s \left[I_s^2 - \frac{UA(1 + \beta T_a)}{\beta R_a} \right] + \frac{\beta R_0}{mc} \left[\alpha AH(t) + UA \left(T_a + \frac{1}{\beta} \right) \right] \\ \frac{dR_s(t)}{dt} &= \frac{\beta R_0 R_s}{mc} I_s^2 - \frac{\beta UA R_0 (1 + \beta T_a) R_s}{mc \beta R_a} + \frac{\beta R_0}{mc} \alpha AH(t) + \frac{R_0}{mc} UA (1 + \beta T_a) \\ \frac{dR_s(t)}{dt} &= \frac{\beta R_0 R_s}{mc} I_s^2 - \frac{UA R_s}{mc} + \frac{\beta R_0}{mc} \alpha AH(t) + \frac{UA}{mc} R_a \\ \frac{dR_s(t)}{dt} + R_s \left[\frac{UA}{mc} - \frac{\beta R_0 I_s^2}{mc} \right] &= \frac{\beta R_0}{mc} \alpha AH(t) + \frac{UA}{mc} R_a \\ \frac{dR_s(t)}{dt} + R_s \left[\frac{UA - \beta R_0 I_s^2}{mc} \right] &= \frac{\beta R_0}{mc} \alpha AH(t) + \frac{UA}{mc} R_a \\ \frac{dR_s(t)}{dt} + R_s \left[\frac{1}{\frac{mc}{UA - \beta R_0 I_s^2}} \right] &= \frac{\beta R_0}{mc} \alpha AH(t) + \frac{UA}{mc} R_a \\ \frac{dR_s(t)}{dt} + \frac{R_s}{M} &= \frac{\beta R_0}{mc} \alpha AH(t) + \frac{UA}{mc} R_a\end{aligned}$$

sendo

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{mc}{UA - \beta R_0 I_s^2} = \frac{\frac{mc}{UA}}{1 - \frac{\beta R_0 I_s^2}{UA}} \\
 \Rightarrow M &= \frac{mc}{UA} \frac{1}{1 - \frac{\beta R_0 I_s^2}{UA}} = \tau \frac{1}{1 - \frac{\beta R_0 I_s^2}{UA}}.
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Esta constante de tempo foi deduzida em um trabalho feito no LIEC, e foi chamada de constante de tempo aparente [23].

Como pode ser observado, a constante de tempo dada pela equação (3.15), depende da corrente elétrica do sensor após a aplicação do degrau. Com $I_s = 0$, a constante de tempo aparente é exatamente igual a constante de tempo intrínseca ($M = \tau$). Na caracterização dinâmica do sensor por meios elétricos, isso não é possível, pois a corrente através do sensor não pode ser nula. Determinou-se então, uma relação para a constante de tempo intrínseca do sensor (equação 3.8), a partir de duas constantes de tempo aparentes, determinadas para dois testes de degraus de correntes diferentes. Sejam duas constantes aparentes $M(I_{f1})$ e $M(I_{f2})$, de:

$$M(I_{f1}) = \frac{mc}{UA} \frac{1}{1 - \frac{\beta R_0 I_{f1}^2}{UA}},$$

tem-se que:

$$\begin{aligned}
 M(I_{f1}) &= \frac{mc}{UA - \beta R_0 I_{f1}^2} \\
 \Rightarrow mc &= M(I_{f1}) (UA - \beta R_0 I_{f1}^2).
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

De,

$$\begin{aligned}
 M(I_{f2}) &= \frac{mc}{UA} \frac{1}{1 - \frac{\beta R_0 I_{f2}^2}{UA}} \\
 M(I_{f2}) &= \frac{mc}{UA - \beta R_0 I_{f2}^2} \\
 \Rightarrow UA &= \frac{mc}{M(I_{f2})} + \beta R_0 I_{f2}^2.
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Substituindo (3.16) em (3.17) tem-se que:

$$UA = \frac{M(I_{f1})}{M(I_{f2})} (UA - \beta R_0 I_{f1}^2) + \beta R_0 I_{f2}^2$$

$$\begin{aligned}
UA &= nUA - \beta R_0 (nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2) \\
UA(n-1) &= \beta R_0 (nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2) \\
\Rightarrow UA &= \frac{\beta R_0 (nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}{n-1}.
\end{aligned} \tag{3.18}$$

sendo

$$n \Delta \frac{M(I_{f_1})}{M(I_{f_2})}.$$

Substituindo (3.18) em (3.16) tem-se que:

$$\begin{aligned}
mc &= M(I_{f_1}) \left[\left(\frac{\beta R_0 (nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}{n-1} \right) - \beta R_0 I_{f_1}^2 \right] \\
mc &= M(I_{f_1}) \beta R_0 \left[\frac{nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2 - nI_{f_1}^2 + I_{f_1}^2}{n-1} \right] \\
mc &= M(I_{f_1}) \beta R_0 \frac{(I_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}{n-1}.
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Finalmente, substituindo-se as equações (3.18) e (3.19) em (3.8) tem-se a seguinte relação:

$$\begin{aligned}
\tau &= M(I_{f_1}) \beta R_0 \frac{(I_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}{n-1} \cdot \frac{n-1}{\beta R_0 (nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)} \\
\tau &= M(I_{f_1}) \frac{(I_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}{(nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}.
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Então, a partir de duas constantes de tempo aparentes determinadas experimentalmente para dois degraus de corrente elétrica (I_{i_1} para I_{f_1} e I_{i_2} para I_{f_2}), pode-se determinar a constante de tempo intrínseca do sensor. Estas constantes de tempo aparentes, podem ser determinadas aplicando-se algoritmos de ajuste de curvas nos conjuntos de dados resistência x tempo de cada experimento.

O degrau de corrente pode ser de corrente elétrica contínua ou na forma pulsada. Entretanto, para corrente contínua alguns problemas foram encontrados, dentre eles, a relação sinal/ruído baixa para os testes com degraus negativos, em que a corrente final era muito pequena. Para resolver este problema, foram realizados testes utilizando

degrau de corrente pulsada, com amostragem síncrona da tensão no sensor [24]. Assim, independente do tipo de degrau de corrente (positivo ou negativo), a tensão no sensor foi amostrada sempre para o mesmo valor de corrente (ver Figura 3.2).

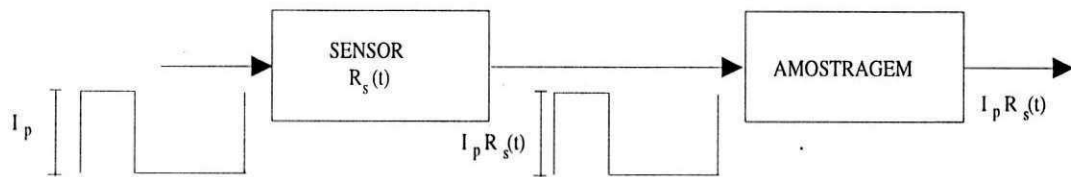


Figura 3.2: Diagrama de Blocos Excitação-Amostragem da Tensão no Sensor.

Em um trabalho de doutorado [9], foram calculadas várias constantes de tempo aparentes para diversos conjuntos de dados de simulações, realizadas para valores finais de degraus de corrente diferentes. Essas constantes de tempo aparentes foram, em seguida, combinadas duas a duas e uma tabela foi montada com os valores encontrados para os parâmetros n , τ , U e c . Dessa tabela observou-se que:

- para minimizar o erro na determinação de τ , o valor de n deve ser o mais afastado possível da unidade;
- para que n seja máximo, $M(I_{f1})$ deve ser o maior possível e $M(I_{f2})$ o menor;

A partir da equação 3.15, pode-se deduzir que, para $I_{f1} = \sqrt{\frac{UA}{\beta R_0}}$, $M(I_{f1})$ tende para o infinito. Logo, para obter-se $M(I_{f1})$ máximo, a corrente elétrica I_{f1} deve ser menor que $\sqrt{\frac{UA}{\beta R_0}}$ e tal que respeite as especificações em relação a corrente máxima suportada pelo sensor, que é em média de 40 mA. Para $M(I_{f2})$ ter valor mínimo, a corrente elétrica I_{f2} deve ser nula, entretanto isto não é possível, desde que uma corrente elétrica é necessária para a monitorização da variação da resistência elétrica do sensor. Logo, esta corrente deve ser a menor possível, mas não nula.

3.7.2 Excitação do Sensor com Degrau de Radiação

Para a excitação do sensor com degrau de radiação, a análise de sua constante de tempo é a mesma apresentada na seção 3.7.1, ou seja, para um sensor com uma corrente

I_s , aplicado um degrau de radiação de H_1 para H_2 sua resistência varia com a constante de tempo, dada pela equação (3.15). Sabe-se que essa constante de tempo depende da corrente elétrica através do sensor durante a variação de sua resistência, e que a partir de duas dessas constantes, encontradas para testes com correntes diferentes, pode-se calcular a constante intrínseca do sensor. Fazendo-se então vários testes para valores de correntes elétricas diferentes, combinam-se os resultados de dois testes para se determinar o valor da constante de tempo intrínseca do sensor, utilizando-se a equação (3.20). A corrente elétrica I_s é necessária para a monitorização da variação da tensão no sensor. A Figura 3.3 apresenta um circuito que pode ser utilizado para os testes de degraus de radiação.

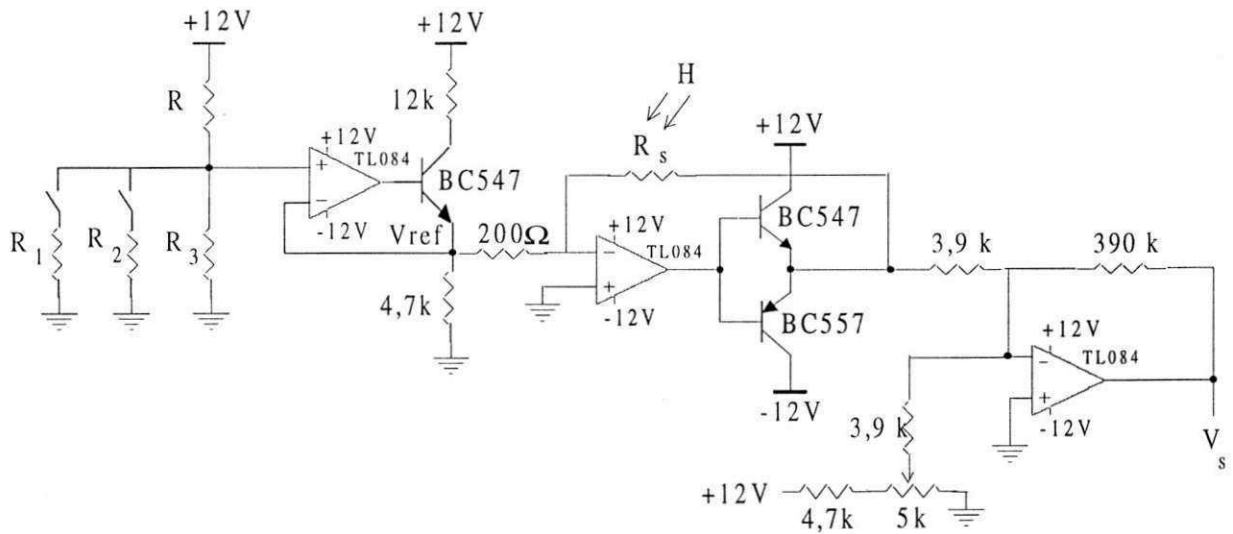


Figura 3.3: Circuito para Aplicação de Degrau de Radiação no Sensor Termo-resistivo.

Este circuito é composto de três partes, que são: a geração de uma tensão de referência, a excitação em corrente do sensor e um estágio de cancelamento da tensão inicial no sensor e amplificação. A tensão de referência V_{ref} é resultado do divisor de tensão dado pelo resistor R e o equivalente dos resistores R_1 , R_2 e R_3 . Ou seja,

$$V_{ref} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R} \times 12,$$

e a corrente através do sensor é dada por:

$$I_s = \frac{V_{ref}}{200}.$$

Escolhendo-se então, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ e $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ para as seguintes situações, tem-se que:

$$R_{eq} = R_3 = 10 \text{ k} \Rightarrow V_{ref} = 6 \text{ V} \Rightarrow I_s = 30 \text{ mA},$$

$$R_{eq} = R_2 // R_3 \Rightarrow V_{ref} = 2,91 \text{ V} \Rightarrow I_s = 14,55 \text{ mA},$$

$$R_{eq} = R_1 // R_2 // R_3 \Rightarrow V_{ref} = 0,849 \text{ V} \Rightarrow I_s = 4,25 \text{ mA}.$$

Os transistores BC547 e BC557 na saída dos amplificadores operacionais servem como amplificadores de corrente, já que o amplificador usado (TL084) não fornece corrente suficiente.

Inicialmente, com radiação nula, quando o circuito é ligado, o sensor termo-resistivo tem uma tensão inicial, V_{s0} , que deve ser anulada. Isto deve ser feito, para que a tensão de saída V_s , após a aplicação do degrau de radiação, corresponda diretamente à variação da tensão no sensor devido à esta radiação. Este cancelamento é conseguido utilizando-se um potenciômetro, como mostra a Figura 3.3.

Após a aplicação do degrau de radiação, a variação da tensão no sensor (correspondente à variação de sua resistência) é amplificada e adquirida por um multímetro e enviado a um computador através da interface GPIB. Os dados são armazenados em arquivos que podem ser manipulados por programas, para calcular a constante de tempo do sensor, bem como outros parâmetros.

A aplicação do degrau de radiação pode ser feita utilizando-se um diodo laser, que tem como vantagem o seu alto grau de convergência, ou seja, o feixe de radiação atinge somente o sensor, impedindo que o ambiente que o envolve seja aquecido pela radiação. O degrau de radiação, com o diodo laser, pode ser conseguido utilizando-se a estrutura mostrada na Figura 3.4.

Na montagem do circuito da Figura 3.4, utilizou-se um diodo laser com potência de 5 mW , excitação de corrente de 40 mA e tensão de $2,1 \text{ V}$. Com estas especificações,

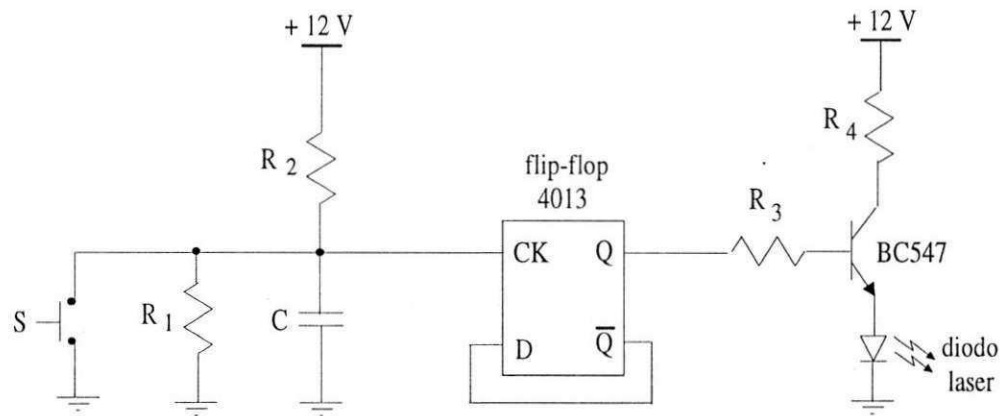


Figura 3.4: Circuito para Acionamento do Laser.

os resistores da fonte de corrente ligada na saída do flip-flop podem ser calculados. Observando a Figura 3.5, quando a saída do flip-flop estiver em nível alto, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 I_c &= I_e = 40 \text{ mA} \\
 12 - I_c R_4 - V_{CE} - 2,1 &= 0 \\
 12 - 40 \times 10^{-3} R_4 - V_C &= 0 \\
 R_4 &= \frac{12 - V_C}{40 \times 10^{-3}};
 \end{aligned}$$

escolhendo-se $V_C = 4 \text{ V}$, então $R_4 = 200 \Omega$. Também

$$\begin{aligned}
 12 - I_b R_3 - 0,7 - 2,1 &= 0 \\
 I_b R_3 &= 9,2
 \end{aligned}$$

escolhendo-se $R_3 = 100 \text{ k}$ tem-se então $I_b = 92 \mu\text{A}$.

O flip-flop utilizado no circuito da Figura 3.4 é um 4013, do tipo D. Ele é utilizado para proporcionar a tensão que liga e desliga o diodo laser. Este flip-flop fornece em sua saída Q o mesmo nível lógico do pino de entrada D a cada subida do relógio. A geração do sinal do relógio, CK , é feita pelo circuito mostrado na Figura 3.6.

Inicialmente, quando a chave S é pressionada, o capacitor C descarrega-se. Em seguida, a chave S é solta e o capacitor carrega-se, gerando descida e subida do sinal do relógio, fazendo com que a saída Q do flip-flop seja levada ao nível lógico "1" e o

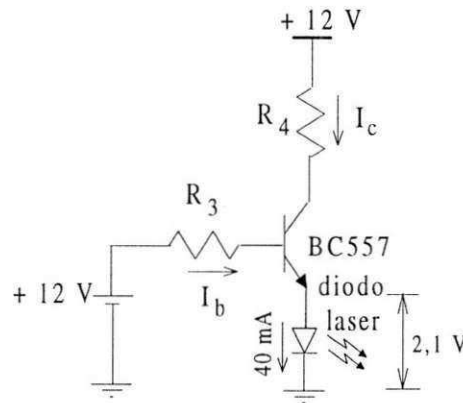


Figura 3.5: Circuito da Fonte de Corrente do Laser.

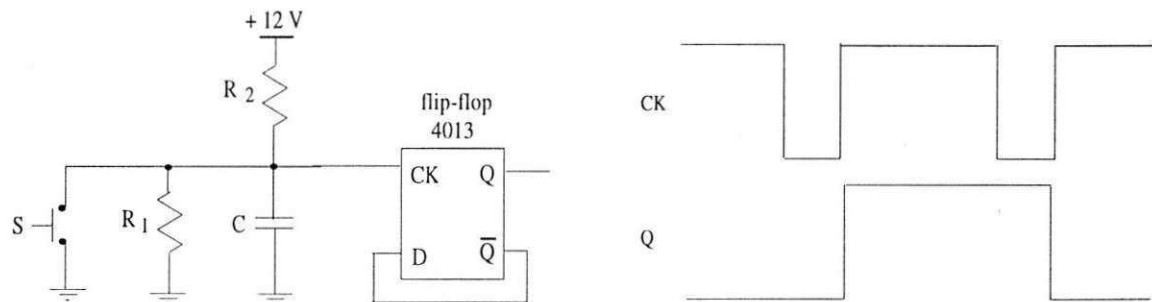


Figura 3.6: Geração do Clock para o Flip-Flop 4013.

diodo laser seja acionado. Desta forma o degrau de radiação é aplicado. Para desligar o diodo laser, pressiona-se novamente a chave.

O diodo laser e o sensor são dispostos dentro de um ambiente fechado, separados por uma pequena distância, e o feixe de luz do diodo laser é direcionado para o sensor.

A variação da tensão do circuito da Figura 3.3, devido à aplicação do degrau de radiação, é adquirida até o sensor chegar à estabilização térmica. Para estes testes, o nível da tensão final no sensor após o equilíbrio térmico depende do valor de sua corrente elétrica e da radiação incidente no mesmo, pois são estas excitações que fazem sua resistência variar. A contribuição da corrente elétrica para a variação da resistência do sensor deve-se ao aquecimento variável por efeito Joule.

Da mesma forma, como foi apresentado para os testes com degrau de corrente elétrica, a constante de tempo do sensor termo-resistivo determinada por degraus de

radiação é dada pela equação 3.15, pois, nos mesmos, o sensor termo-resistivo tem uma corrente elétrica passando através dele. Sendo assim, fazendo dois testes e determinando suas constantes de tempo aparentes, pode-se calcular a constante de tempo intrínseca.

Resultados Experimentais

Para fins ilustrativos, foram realizados alguns testes com degrau de radiação de 5 mW (potência do diodo laser) para os valores de corrente elétrica apresentados anteriormente, que são 30 , $14,55$, e $4,25\text{ mA}$. Os resultados são apresentados na Figura 3.7.

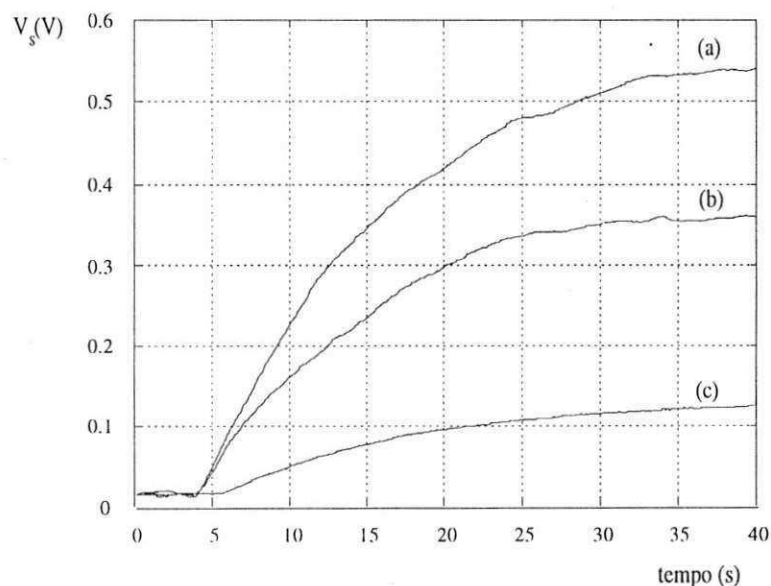


Figura 3.7: Curvas Experimentais da Variação da Tensão no Sensor Termo-Resistivo Para Degrau de Radiação. (a) Com Corrente de Excitação de 30 mA , (b) $14,55\text{ mA}$ e (c) $4,25\text{ mA}$.

Os resultados obtidos para a montagem da Figura 3.3, não foram utilizados para o cálculo da constante de tempo do sensor, pois os mesmos apresentaram-se ruidosos. Para fins de comparação com os resultados encontrados pelo método proposto por este trabalho foram realizados testes com degraus de corrente elétrica.

3.7.3 Degrau de Potência Elétrica

Na equação (3.9), considerando a radiação nula, a temperatura ambiente, T_a , e a potência dissipada por efeito Joule, P_e , constantes, pode-se explicitar $\frac{dT_s}{dt}$ como sendo:

$$\frac{dT_s}{dt} = \frac{1}{mc} [P_e - UAT_s + UAT_a],$$

e substituindo-se em (3.11), tem-se que:

$$\frac{dR_s(t)}{dt} = \frac{\beta R_0}{mc} [P_e - UAT_s + UAT_a].$$

De (3.10) pode-se dizer que:

$$T_s = \frac{1}{\beta R_0} [R_s(t) - R_0],$$

que, substituindo-se em (3.11) tem-se que:

$$\begin{aligned} \frac{dR_s(t)}{dt} &= \frac{\beta R_0}{mc} \left[P_e - \frac{UA}{\beta R_0} [R_s(t) - R_0] + UAT_a \right] \\ \frac{dR_s(t)}{dt} &= \frac{\beta R_0}{mc} P_e - \frac{UA}{mc} R_s(t) + \frac{UA}{mc} R_0 + \frac{\beta R_0 U A T_a}{mc} \\ \frac{dR_s(t)}{dt} + \frac{R_s(t)}{\frac{mc}{UA}} &= \frac{\beta R_0}{mc} P_e + \frac{UA}{mc} R_0 (1 + \beta T_a) \\ \frac{dR_s(t)}{dt} + \frac{R_s(t)}{\frac{mc}{UA}} &= \frac{\beta R_0}{mc} P_e + \frac{UA}{mc} R_a. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Da equação (3.21) conclui-se que o sensor termo-resistivo possui o comportamento de um sistema de primeira ordem, cuja constante de tempo é igual à constante de tempo intrínseca, dada por (3.8), caso a potência elétrica sobre o mesmo seja mantida constante, ou seja,

$$\tau = \frac{mc}{UA}.$$

Mantendo-se então a potência dissipada por efeito Joule sobre o sensor constante, ou seja, aplicando-se um de grau de potência elétrica no sensor, pode-se determinar sua constante de tempo intrínseca com um único teste.

3.8 Conclusões

A constante de tempo do sensor termo-resistivo pode ser determinada por meios calorimétricos ou elétricos. Por meios elétricos, excitando o sensor com corrente elétrica, pode-se aplicar o degrau de corrente elétrica, radiação ou potência dissipada por efeito Joule e monitorar a variação de sua resistência elétrica, a fim de se determinar sua constante de tempo. Para os degraus de corrente elétrica e radiação são necessários dois testes para determinação dessa constante dada pela equação (3.20). Com degrau de potência elétrica, um único teste possibilita essa determinação, como é mostrado na Seção 3.7.3. No capítulo seguinte, são apresentadas as possíveis implementações para os testes com degrau de potência elétrica e também o desenvolvimento e implementação de uma dessas maneiras. Os resultados e conclusões são apresentados em capítulos posteriores.

Capítulo 4

Degrau de Potência Elétrica em Sensor Termo-Resistivo

Como já foi apresentado na Seção 3.7.3, excitando-se um sensor termo-resistivo com um degrau de potência elétrica, determina-se sua constante de tempo intrínseca, τ , com um único experimento. Este degrau de potência elétrica pode ser conseguido aplicando ao sensor termo-resistivo um degrau de corrente elétrica pulsada, cujo ciclo de trabalho seja ajustado de acordo com a variação da resistência elétrica do sensor (Modulação em Largura de Pulsos).

4.1 Desenvolvimento das Equações

Supondo-se que um sensor termo-resistivo é alimentado por pulsos de corrente elétrica, e que a frequência de repetição desses pulsos é muito maior do que a frequência de corte da sua resposta térmica, então o sensor vai responder ao valor eficaz dessa corrente, que é dada por:

$$I_{ef} = I\sqrt{\frac{l}{T}}, \quad (4.1)$$

em que I é a amplitude dos pulsos, l sua largura e T seu período.

Mudando-se abruptamente a largura de pulso de l_1 para l_2 , obtém-se uma mudança brusca de corrente eficaz de I_{ef1} para I_{ef2} .

Com a corrente elétrica pulsada de valor eficaz I_{ef1} passando através do sensor, e tendo este atingido o equilíbrio térmico, a potência elétrica dissipada por efeito Joule no sensor é dada por:

$$P_{e1} = R_{s1} I_{ef1}^2, \quad (4.2)$$

sendo R_{s1} a resistência inicial do sensor, na condição de equilíbrio térmico com corrente I_{ef1} , ou seja, a resistência do sensor antes da aplicação do degrau. No instante da aplicação do degrau de corrente (de I_{ef1} para I_{ef2}), a potência passa a ser:

$$\begin{aligned} P_{e2} &= R_{s1} I_{ef2}^2 \\ &= R_{s1} I^2 \frac{l_2}{T}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Como a resistência do sensor varia devido ao aumento no valor eficaz da corrente elétrica, a largura do pulso, l_2 , precisa ser ajustada para que P_{e2} permaneça constante, já que a corrente eficaz aplicada ao sensor varia somente com l_2 . Reescreve-se então a equação (4.3) como:

$$\begin{aligned} P_{e2} &= (R_{s1} + \Delta R_s) I^2 \frac{l_2 + \Delta l}{T} \\ P_{e2} &= R_{s1} I^2 \frac{l_2}{T} + R_{s1} I^2 \frac{\Delta l}{T} + \Delta R_s I^2 \frac{l_2}{T} + \Delta R_s I^2 \frac{\Delta l}{T} \\ P_{e2} - R_{s1} I^2 \frac{l_2}{T} &= R_{s1} I^2 \frac{\Delta l}{T} + \Delta R_s I^2 \frac{l_2}{T} + \Delta R_s I^2 \frac{\Delta l}{T} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Substituindo (4.3) em (4.4) tem-se que:

$$\begin{aligned} R_{s1} I^2 \frac{l_2}{T} - R_{s1} I^2 \frac{l_2}{T} &= R_{s1} I^2 \frac{\Delta l}{T} + \Delta R_s I^2 \frac{l_2}{T} + \Delta R_s I^2 \frac{\Delta l}{T} \\ 0 &= R_{s1} \Delta l + \Delta R_s l_2 + \Delta R_s \Delta l \\ 0 &= \Delta l (R_{s1} + \Delta R_s) + \Delta R_s l_2, \end{aligned}$$

logo,

$$\Delta l = -\frac{\Delta R_s}{R_{s1} + \Delta R_s} l_2. \quad (4.5)$$

Após a aplicação do degrau de potência, é feito o cálculo do ajuste da corrente utilizando a equação (4.5). O novo valor da largura de pulso é dado por:

$$l_i = l_2 + \Delta l$$

$$\begin{aligned}
 l_i &= l_2 - \frac{\Delta R_s}{R_{s1} + \Delta R_s} l_2 \\
 l_i &= l_2 \left(1 - \frac{\Delta R_s}{R_{s1} + \Delta R_s} \right) \\
 l_i &= l_2 \left(\frac{R_{s1} + \Delta R_s - \Delta R_s}{R_{s1} + \Delta R_s} \right) \\
 \Rightarrow l_i &= l_2 \left(\frac{R_{s1}}{R_{s1} + \Delta R_s} \right). \tag{4.6}
 \end{aligned}$$

Utilizando-se a equação (4.6) para ajustar a corrente I_{ef2} , a potência elétrica P_{e2} torna-se constante, e a aplicação do degraú de potência elétrica no sensor termo-resistivo (P_{e1} para P_{e2}) é realizada. Com os dados da variação da resistência elétrica do sensor, determina-se então a constante de tempo térmica intrínseca do sensor termo-resistivo, sem o erro mencionado nos testes com degraú de corrente elétrica e radiação. O sinal negativo na equação (4.5) indica que uma variação da corrente eficaz deve se contrária à variação da resistência elétrica do sensor.

4.2 Possibilidades de Implementações

Para a aplicação do degraú de potência elétrica no sensor termo-resistivo, precisa-se de uma excitação de corrente pulsada, cujo ciclo de trabalho seja variável de acordo com os cálculos de ajuste (equação 4.6), para compensar o efeito da variação da resistência do sensor. É preciso, também, monitorar a variação da resistência no sensor para implementação desta equação, e para determinação do comportamento dinâmico do sensor, ou seja, sua constante de tempo. Para isso, várias implementações podem ser realizadas. De forma genérica, essas possibilidades podem ser representadas pelo diagrama da Figura 4.1.

Dependendo dos recursos utilizados, alguns dos blocos da Figura 4.1 podem ser representados por um único equipamento. Serão citados a seguir algumas possibilidades de implementação desses blocos.

1. **Geração de PWM**, representa o subsistema que fornece os sinais desejados para a corrente pulsada e para a amostragem da tensão no sensor. Este bloco

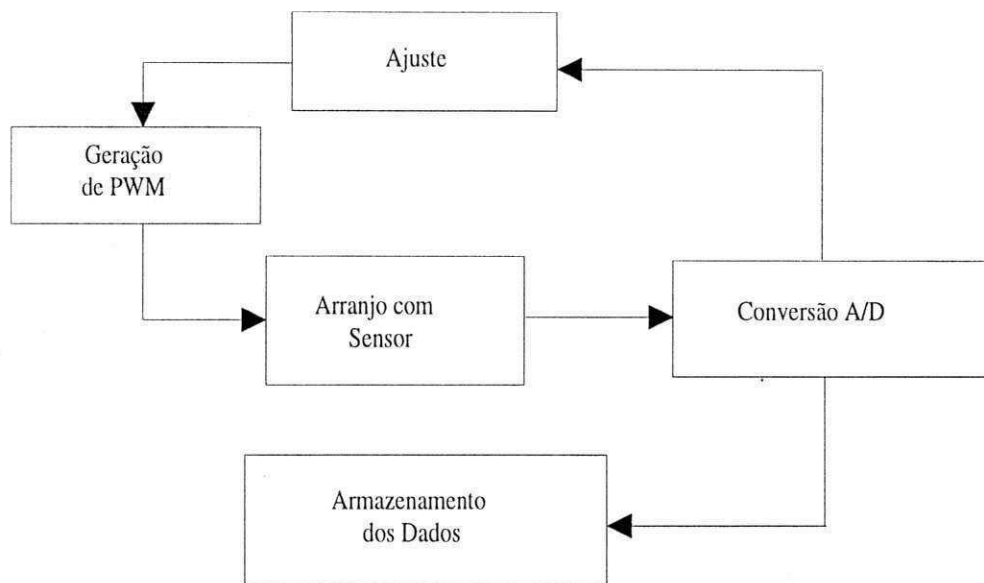


Figura 4.1: Diagrama de Blocos do Sistema Implementado para Aplicação do Degrau de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.

pode ser implementado por geradores de sinais da HP, que possuem barramento de comunicação padrão IEEE-488, possibilitando sua programação e controle. Pode também ser implementado por temporizadores, que podem ser de placas de aquisição de dados, DAS800 da Keithley Metrabyte por exemplo, ou de microcontroladores, como o MC68HC11 da Motorola.

2. **Arranjo com Sensor**, representa o circuito implementado para a aplicação do degraude potência elétrica no sensor. Este circuito apresenta vários estágios de condicionamento para o sensor termo-resistivo que são: excitação do sensor, amplificação de sinais, amostragem de tensão para detecção síncrona, geração de sinal de referência, subtração de tensões e eliminação de ruído. Ele pode ainda ter, dependendo da implementação, filtragem, proteção e sinalização.
3. **Conversão A/D**, representa o subsistema responsável pela conversão A/D da tensão (resistência) inicial no sensor e sua variação, para serem utilizadas na implementação da equação do ajuste da corrente através do sensor, e na determinação de sua constante de tempo. Estas funções podem ou não ser implementa-

das pelo mesmo equipamento. A conversão A/D, realizada para a implementação da equação de ajuste da corrente, deve ser feita por conversor A/D adequado que disponibilize o resultado para posterior utilização num tempo que respeite a temporização dos sinais. Podem ser utilizadas também placas de aquisição de dados (DAS800) ou microcontroladores (MC68HC11). A conversão A/D realizada para a aquisição de dados, correspondentes à variação da resistência do sensor, pode ser feita por um instrumento de medição que possua memória, para guardar os dados da aquisição, ou enviar estes dados para um PC. Este instrumento pode ser um osciloscópio, um multímetro ou uma placa de aquisição de dados, como a DAS800. Também pode ser utilizado o microcontrolador para guardar os resultados da conversão A/D da variação da tensão (resistência) no sensor.

4. **Ajuste**, representa a implementação da lei de controle deduzida para o ajuste da corrente elétrica no sensor, o qual mantém sobre o mesmo uma potência constante, dissipada por efeito Joule. Este bloco pode ser implementado por uma unidade de aritmética um computador ou de um microcontrolador. Este controle deve ser feito dentro de um período da corrente pulsada.
5. **Armazenamento dos Dados**, representa o dispositivo de armazenamento dos dados adquiridos da variação da resistência do sensor, para serem utilizados na determinação de sua constante de tempo intrínseca. Este bloco pode ser implementado por computador, equipado com placa de barramento de comunicação padrão IEEE-488, para controlar os demais instrumentos, e com programa matemático para manipulação dos dados a fim de se determinar a constante de tempo.

Pode-se, por exemplo, utilizar uma placa de aquisição de dados, como a DAS800 [25], instalada em um computador, para desempenhar algumas das funções mostradas na Figura 4.1. A placa DAS800 possui 8 canais de entrada para um único A/D de 12 bits, que pode ser utilizado para a conversão A/D da variação da tensão no sensor. Os dados da conversão são enviados para o computador, para implementação do cálculo do ajuste, e também para serem armazenados em arquivos. A placa também possui um temporizador que pode gerar os sinais necessários para o bloco **Arranjo com Sensor**.

Uma outra possibilidade é utilizar um microcontrolador e um instrumento de medição com barramento de comunicação padrão IEEE-488, que permite a comunicação entre os equipamentos e um computador. O microcontrolador possui temporizador, conversor A/D e unidade lógica e aritmética, que possibilitam a implementação dos blocos **Geração de PWM, Ajuste e Conversão A/D** mostrados na Figura 4.1. A aquisição dos dados pode ser feita por um programa dedicado de um instrumento de medição, que pode ser um osciloscópio digital ou um multímetro, interligados a um computador via barramento IEEE-488.

A maioria dos osciloscópios digitais possuem A/D de 8 bits, mas os multímetros podem ser encontrados com resolução maior, que implica em melhores resultados de medição. Os da série 34401 da HP, por exemplo, possuem A/D de 10 bits e resolução de 6 e 1/2 dígitos [26]. Porém, os multímetros são mais lentos que os osciloscópios, mas, para essa aplicação (monitorização da variação da tensão no sensor termo-resistivo), eles são satisfatórios.

Também pode-se utilizar um microcontrolador, interligado ao computador pelo cabo de comunicação serial, para implementar a conversão A/D, o ajuste e a temporização dos sinais utilizados pelo bloco **Sensor**. Os dados resultantes da conversão A/D podem ser armazenados em forma de tabela em sua memória e enviados ao computador pelo cabo serial.

4.3 Arranjo Experimental

Na Figura 4.2 é apresentado um diagrama de blocos da montagem escolhida para os experimentos de degraú de potência elétrica no sensor. As funções representadas pelos blocos **Gerador de PWM, Conversão A/D e Ajuste** da Figura 4.1, são realizadas pelo microcontrolador MC68HC11 da Motorola. Os dados referentes à variação da resistência do sensor são convertidos pelo A/D de oito bits do microcontrolador, utilizado-se soma discreta, a fim de se obter uma melhor resolução, e são armazenados na sua memória RAM. Estes dados são enviados para o computador via comunicação serial e são armazenados em arquivos que podem ser utilizados por programas matemáticos para análise.

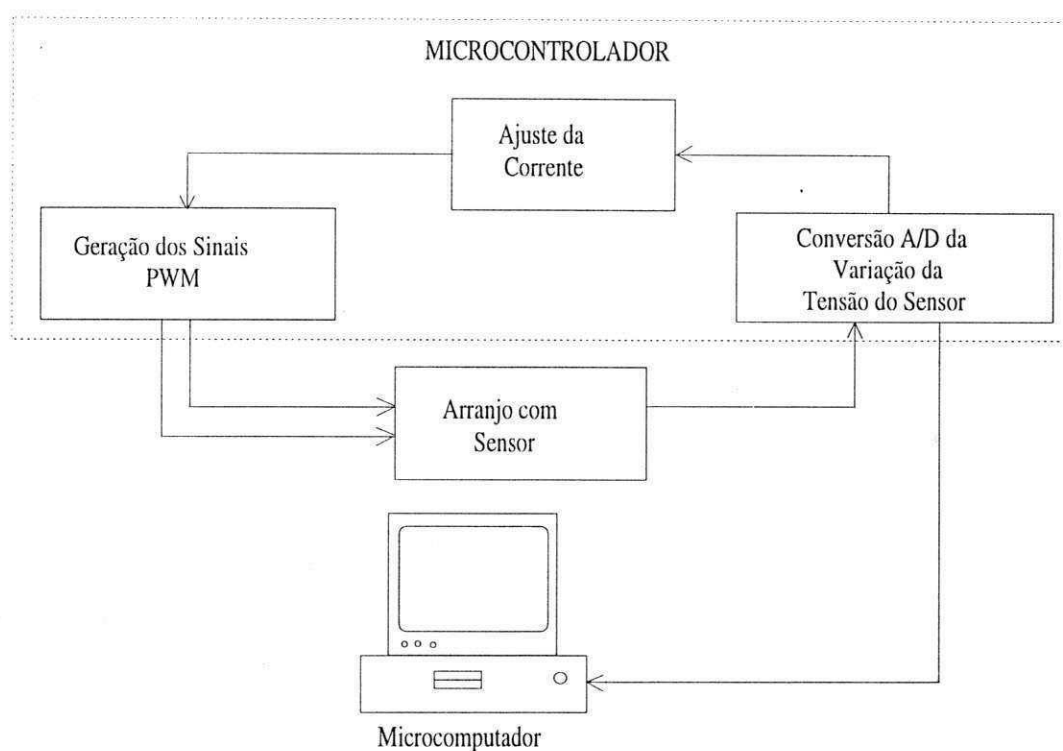


Figura 4.2: Diagrama de Blocos do Sistema do Experimento de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.

Na Figura 4.3, apresenta-se um diagrama em blocos, que pode ser utilizado para os testes do sensor termo-resistivo com um degraude potência elétrica. Ele é uma representação do circuito implementado para o bloco **Arranjo com Sensor**, apresentado na Figura 4.2. O microcontrolador é utilizado para fazer o acionamento das chaves responsáveis respectivamente pela excitação em degraude corrente elétrica no sensor, amostragem da sua tensão e geração do sinal pulsado, cujo valor médio é igual à tensão inicial no sensor. Ele também é utilizado para a conversão A/D da variação da tensão no sensor e implementação da equação do ajuste da corrente elétrica.

Antes da aplicação do degraude potência, a tensão V_0 (Figura 4.3) deve ser nula, para que o microcontrolador meça somente a variação da tensão correspondente à variação de resistência do sensor. Para isso, gera-se no microcontrolador o sinal pulsado em $PA5$, cuja largura de pulso é ajustada com resolução de 16 bits. A largura é ajustada de maneira tal que o valor médio deste sinal corresponda à tensão inicial no sensor,

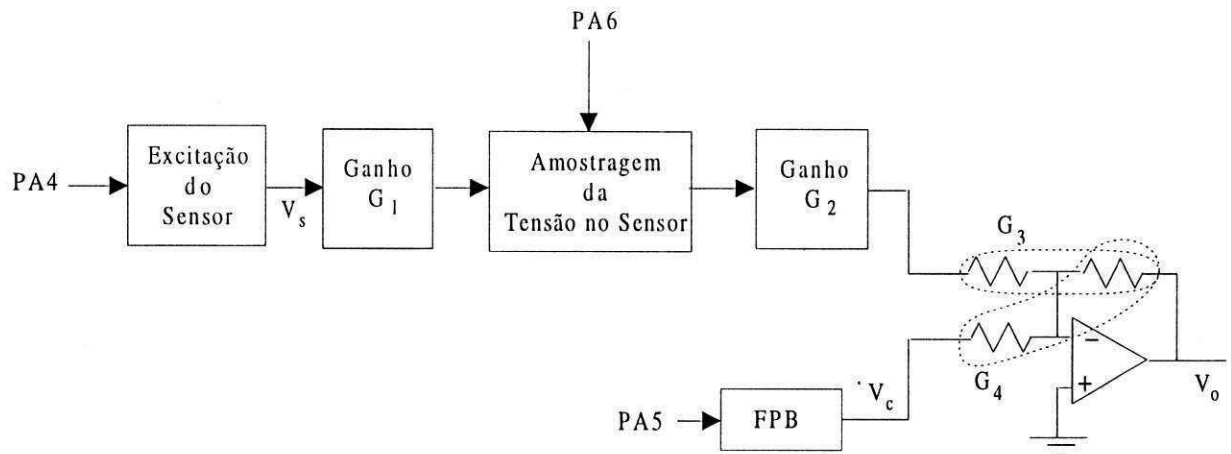


Figura 4.3: Diagrama de Blocos - Implementação de Degrau de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.

V_{s1} . Este processo é chamado de auto-cancelamento e é mostrado na Seção 4.4.2.

A tensão V_o (Figura 4.3) é dada por:

$$V_o = -(G_1 G_2 G_3 V_s + G_4 V_c),$$

sendo V_s a tensão sobre R_s (sensor) e V_c o valor médio do sinal pulsado na saída $PA5$ do microcontrolador, usado para o auto-cancelamento. Os blocos G_1 , G_3 e G_4 representam ganhos, e o G_2 uma atenuação, que são condicionamentos necessários ao sinal de tensão no sensor. Sendo G_1 , G_2 e V_s negativos, tem-se que:

$$V_o = G_1 G_2 G_3 V_s - G_4 V_c, \quad (4.7)$$

Antes da aplicação do degraú de potência, a tensão de saída V_o é cancelada. Entretanto um resíduo, y_0 , pode ocorrer devido à conversão A/D da tensão inicial do sensor, V_{s1} , não ser perfeita. Pode-se então dizer que, antes da aplicação do degraú de potência elétrica no sensor, a tensão V_o é dada por:

$$\begin{aligned} y_0 &= G_1 G_2 G_3 V_{s1} - G_4 V_c \\ G_4 V_c &= G_1 G_2 G_3 V_{s1} - y_0 \\ V_c &= \frac{G_1 G_2 G_3 V_{s1}}{G_4} - \frac{y_0}{G_4} \end{aligned} \quad (4.8)$$

e

$$\begin{aligned}\frac{G_1 G_2 G_3 V_{s_1}}{G_4} &= V_c + \frac{y_0}{G_4} \\ V_{s_1} &= \frac{G_4}{G_1 G_2 G_3} V_c + \frac{1}{G_1 G_2 G_3} y_0.\end{aligned}\quad (4.9)$$

Logo após a aplicação do degraú de potência, a resistência do sensor começa a variar, e a tensão V_o da equação (4.7) é dada por:

$$v = G_1 G_2 G_3 V_s - G_4 V_c. \quad (4.10)$$

Substituindo (4.8) em (4.10) tem-se que:

$$\begin{aligned}v &= G_1 G_2 G_3 V_s - G_4 \left(\frac{G_1 G_2 G_3 V_{s_1}}{G_4} - \frac{y_0}{G_4} \right) \\ v &= G_1 G_2 G_3 V_s - G_1 G_2 G_3 V_{s_1} + y_0 \\ v &= G_1 G_2 G_3 (V_s - V_{s_1}) + y_0 \\ v &= G_1 G_2 G_3 \Delta V_s + y_0 \\ \Delta V_s &= \frac{v - y_0}{G_1 G_2 G_3}.\end{aligned}\quad (4.11)$$

A equação (4.6) pode ser reescrita como:

$$l_i = l_2 \frac{1}{1 + \frac{\Delta V_s}{V_{s_1}}}. \quad (4.12)$$

Utilizando-se as equações (4.9) e (4.11), tem-se que:

$$\begin{aligned}\frac{\Delta V_s}{V_{s_1}} &= \frac{\frac{v - y_0}{G_1 G_2 G_3}}{\frac{G_4}{G_1 G_2 G_3} V_c + \frac{1}{G_1 G_2 G_3} y_0} \\ &= \frac{v - y_0}{G_1 G_2 G_3} \times \frac{G_1 G_2 G_3}{G_4 V_c + y_0} \\ \frac{\Delta V_s}{V_{s_1}} &= \frac{v - y_0}{G_4 V_c + y_0}.\end{aligned}\quad (4.13)$$

Substituindo (4.13) em (4.12) tem-se que:

$$\begin{aligned}l_i &= l_2 \frac{1}{1 + \frac{v - y_0}{G_4 V_c + y_0}} \\ &= l_2 \frac{G_4 V_c + y_0}{G_4 V_c + y_0 + v - y_0} \\ l_i &= \frac{G_4 V_c + y_0}{G_4 V_c + v} l_2.\end{aligned}\quad (4.14)$$

A implementação da equação 4.14 depende da montagem utilizada para o diagrama de blocos da Figura 4.3. Este diagrama pode ser implementado pelo circuito apresentado na Figura 4.4, com $G_1 = \frac{R_4}{R_3}$, $G_2 = \frac{R_6}{R_5}$, $G_3 = \frac{R_9}{R_7}$ e $G_4 = \frac{R_2}{R_8}$ e $V_c = V_{ref} \frac{l}{T}$, sendo l a largura e T o período do sinal em $PA5$. A equação 4.14 é então dada por:

$$l_i = \frac{G_4 V_{ref} \frac{l}{T} + y_0}{G_4 V_{ref} \frac{l}{T} + v} l_2. \quad (4.15)$$

Esta é a equação que deve ser implementada no microcontrolador para ajustar a largura da corrente elétrica no sensor, a fim de manter sua potência elétrica constante.

4.4 Implementações

O microcontrolador utilizado é o MC68HC11 da Motorola com 2 MHz de relógio, que equivale a ciclos de 0,5 μs . Ele possui um contador de 16 bits que vai de 0000_H à $FFFF_H$, totalizando um período de 32,77 ms , um conversor A/D de 8 bits que faz conversões a cada 32 ciclos do relógio, por aproximação sucessiva, e ainda um conjunto de instruções que possibilitam a implementação de operações diversas (Ver Apêndice A).

O microcontrolador, neste trabalho, é utilizado para gerar os comandos de controle das chaves S_1 , S_2 e S_3 , que são responsáveis respectivamente pela excitação de corrente no sensor, amostragem síncrona da tensão no sensor e geração do sinal cujo valor médio corresponde à tensão inicial no sensor. Ele também faz a conversão A/D da variação da tensão no sensor, para implementação do ajuste da corrente e para a determinação da constante de tempo do sensor.

4.4.1 Sinais do Temporizador

Os sinais $PA4$, $PA5$ e $PA6$ (Figura 4.4) são oriundos de saídas do microcontrolador. Eles são gerados por um temporizador de 16 bits, e repetem-se com uma periodicidade de 32,77 ms (frequência de 30,5 Hz). A subida desses sinais é sincronizada pelo contador do microcontrolador, cada vez que este passa de $FFFF_H$ à 0000_H . O sinal em

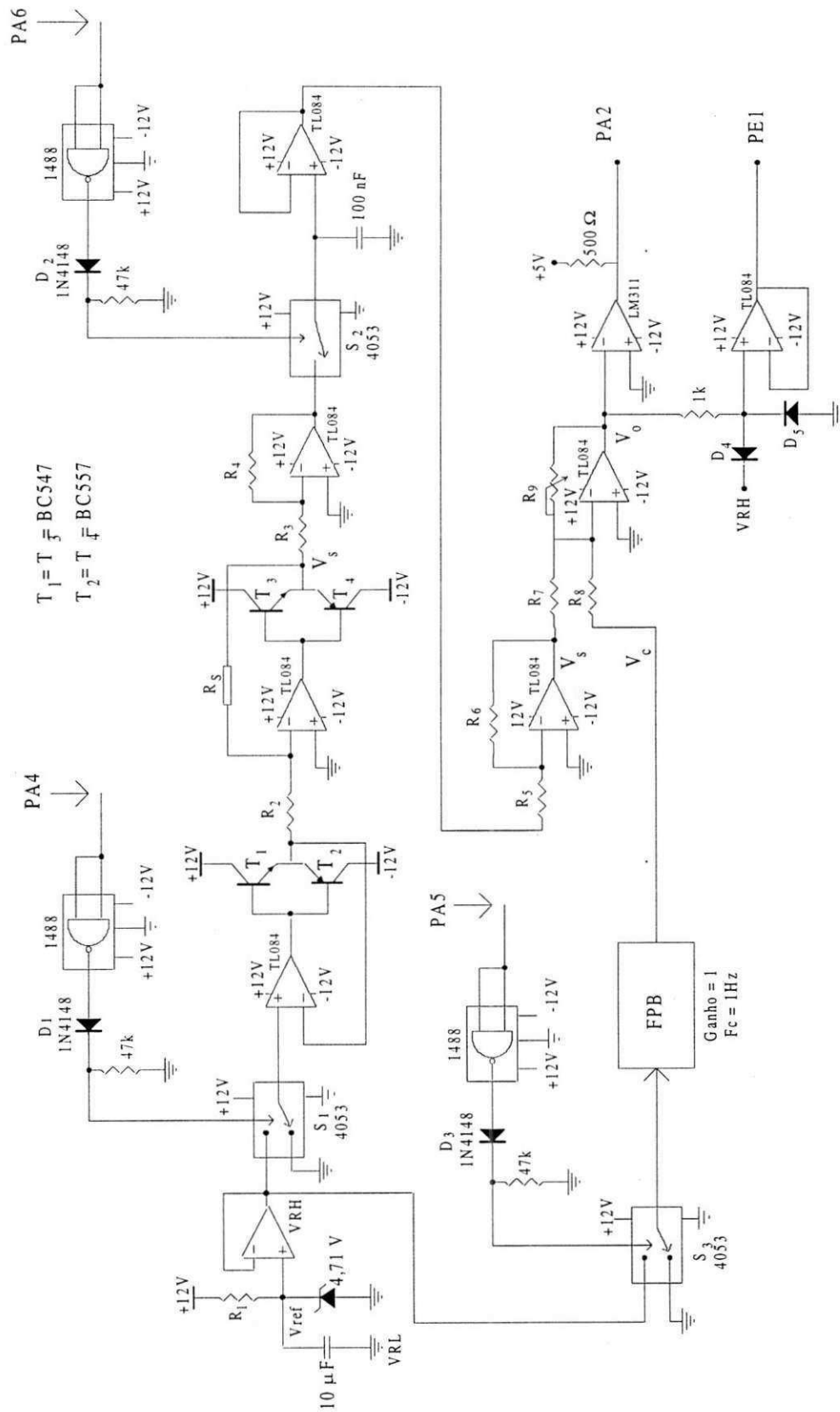


Figura 4.4: Diagrama Esquemático para a Aplicação de um Degrau de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.

PA4 é responsável pela corrente pulsada que passa através do sensor, e varia seu ciclo de trabalho para aplicação do degraú de potência elétrica, de acordo com um sinal de comando. A largura de pulso do sinal em PA4 varia de l_1 para l_2 , como é apresentado na Figura 4.5 e depois é ajustada para valores de largura de pulso calculados para manter o degraú de potência. O sinal em PA6 é responsável pela amostragem da tensão no sensor e é gerado como na Figura 4.5. Sua permanência em nível alto é de $64 \mu s$, tempo suficiente para ser feita a amostragem do sinal.

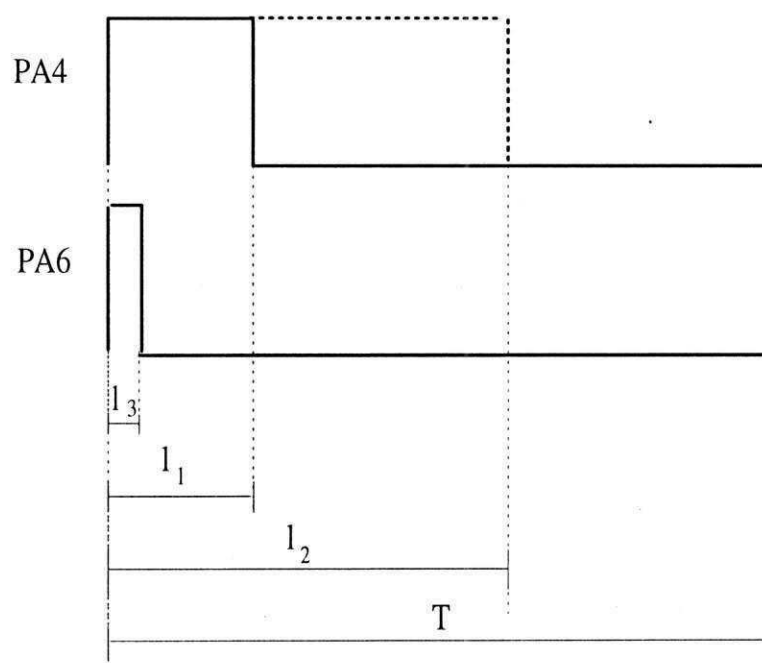


Figura 4.5: Sinais das Portas de Saída PA4 e PA6 do Temporizador.

A largura do pulso do sinal no pino PA5 é ajustada por aproximação sucessiva, e após 16 iterações, sua largura de pulso corresponde a uma representação digital da tensão inicial no sensor. Este processo é mostrado a seguir e é chamado de auto-cancelamento. O valor desta conversão é utilizado na implementação da equação do ajuste da corrente elétrica no sensor.

4.4.2 Auto-Cancelamento

A Figura 4.6 apresenta um diagrama em blocos do sistema de auto-cancelamento da tensão inicial no sensor. Este auto-cancelamento é realizado utilizando-se o algoritmo de aproximações sucessivas.

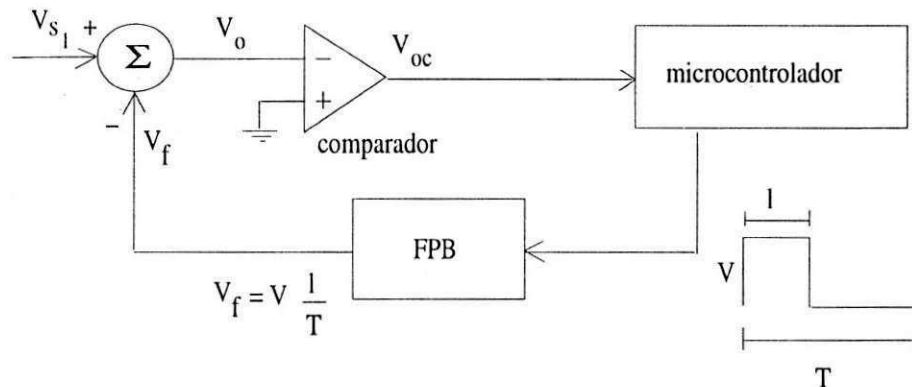


Figura 4.6: Diagrama do Auto-Cancelamento.

A tensão V_f da Figura 4.6 corresponde ao valor médio do sinal gerado pelo temporizador do microcontrolador em PA5. Este sinal varia sua largura de pulso por aproximação sucessiva, de acordo com o nível lógico de saída do comparador, até alcançar a melhor conversão para a tensão inicial no sensor e, conseqüentemente anular a saída do somador.

Alcançada a igualdade entre as tensões V_f e V_s , o temporizador do microcontrolador mantém a geração do sinal responsável por este cancelamento e abre a malha que contém o comparador. Depois pode-se realizar o restante do experimento. A informação da tensão inicial no sensor fica disponível no microcontrolador, para ser utilizada no cálculo do ajuste da corrente elétrica. Esta informação está na largura do pulso gerado para o auto-cancelamento, pois pode-se fazer uma equivalência entre largura de pulso e valor médio da tensão de um sinal.

Algoritmo de Aproximações Sucessivas

Na implementação do algoritmo de aproximações sucessivas, uma porta de entrada (PA2) do temporizador do microcontrolador ligada à saída de um comparador (Figura

4.6) é testada. De acordo com o resultado deste teste, a largura do sinal em *PA5* é alterada. Utilizando-se um comparador cuja resposta seja semelhante à da Figura 4.7 e analisando a Figura 4.6 tem-se que:

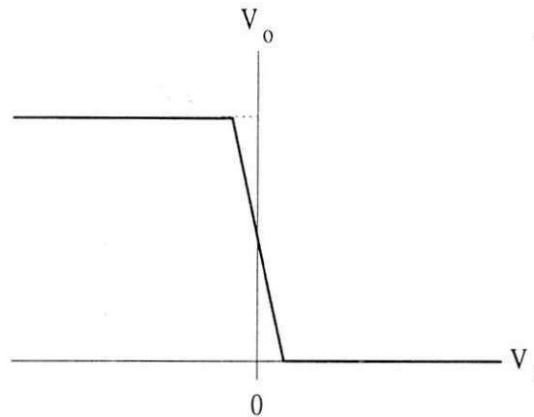


Figura 4.7: Resposta do Comparador.

V_{oc} é “0”, quando V_o for maior que zero. Isto acontecerá sempre que $V_s > V_f$; e

V_{oc} é “1”, quando V_o for menor que zero, ou seja, sempre que $V_s < V_f$.

A largura dos pulsos gerados para o auto-cancelamento em *PA5* deve então aumentar, sempre que a porta de teste, *PA2*, estiver em nível baixo, e diminuir quando *PA2* for alto. A informação da largura dos pulsos em *PA5* é guardada em uma variável de 16 bits e é alterado da seguinte maneira:

para aumentar, desloca-se os 16 bits para a direita e leva-se o primeiro bit para “1”;

para diminuir, desloca-se os 16 bits para a direita e apaga-se o primeiro bit.

Após alterada a largura em *PA5*, espera-se um tempo equivalente a 5 vezes o tempo de resposta do filtro passa-baixas, para ser feito um novo teste e outra alteração em *PA5*. Este processo termina ao final de 16 iterações quando um sinal é gerado indicando que o experimento pode prosseguir, ou seja, pode-se aplicar o degrau de potência elétrica ao sensor. O circuito responsável por isso é apresentado na Seção 4.5.6.

4.4.3 Conversão A/D

Uma conversão A/D deve ser realizada na tensão no sensor, para que ela seja utilizada pelo microcontrolador. A conversão A/D é um processo muito importante em sistemas que necessitam utilizar informações analógicas em algum sistema digital, como por exemplo um sistema de controle por computador. Nele, a variável a ser controlada deve primeiro ser convertida para digital e enviada ao computador, para que algum algoritmo de controle seja realizado e o sinal de controle seja aplicado ao processo. Neste sistema, deve-se também realizar o processo inverso, a conversão D/A (digital/analógica), antes do sinal de controle chegar ao processo.

A resolução de um conversor A/D depende do número de bits que este conversor utiliza para representar um valor digital. Nos conversores A/D de 8 bits, a faixa de tensão de referência do A/D ($VRH - VRL$) é dividida em 2^8 níveis, ou seja, 256 níveis. Então a resolução do A/D é dada por $(VRH - VRL) / 256$. No caso da faixa ser 5 V, a resolução é de 19,5 mV.

O conversor A/D do microcontrolador utilizado é de 8 bits e possui 8 canais de entrada de sinais, cujos valores devem estar entre os níveis VRL e VRH (nível de referência baixa e alta respectivamente) do A/D. Ele faz uma conversão a cada 32 ciclos, e coloca o resultado em um dos registradores $ADR1$, $ADR2$, $ADR3$ ou $ADR4$ [27]. O preenchimento dos registradores é feito de forma seqüencial e cíclica (*round robin*).

Para aumentar a resolução da conversão A/D, implementa-se uma soma discreta de 256 amostras de conversões resultando em um valor de 16 bits. Leva-se 16,384 ms para realizar esta conversão de 16 bits, que corresponde aproximadamente a um ciclo de 60 Hz, e isto é desejável, pois assim atenua-se o ruído da rede elétrica nas medições.

O conversor A/D do microcontrolador é programado para fazer conversões sucessivas do sinal na porta $PE1$. No entanto, a conversão em 16 bits (soma discreta de 256 amostras) só é solicitada um pouco antes da aplicação do degraú de corrente elétrica no sensor, para a conversão do resíduo y_0 , e depois, para fazer a conversão da variação da tensão no sensor, v , devido à variação abrupta da corrente através do sensor.

A resolução desse conversor A/D é de $\frac{VRH - VRL}{2^8}$ e, no caso da montagem prática

utilizada na configuração da Figura 4.4, em que a tensão de referência é a mesma da referência VRH do A/D, 4,71 V, o passo de conversão é de 18,40 mV. Isto implica que variações de até 18,4 mV podem não ser notadas pelo conversor A/D do microcontrolador.

4.4.4 Equação do Ajuste da Corrente

Para implementar o ajuste da corrente elétrica (equação 4.15), o microcontrolador utiliza as informações previamente determinadas, que são: o valor da tensão de referência em 16 bits, $FF00_H$ ($FF_H \times 256$), o valor do período do sinal de PA5, $FFFF_H$, a conversão da tensão inicial no sensor, que corresponde a l (largura de pulso do sinal do pino PA5), o resíduo entre a tensão inicial sobre o sensor e o valor médio do sinal em PA5, y_0 , a variação da tensão no sensor, v , o ganho G_4 e o valor inicial da largura do sinal em PA4, após sua mudança do ciclo de trabalho, l_2 .

O cálculo da nova largura de pulso é feito após a solicitação da conversão A/D e a atualização do mesmo a cada período de tensão pulsada sobre o sensor, como é mostrado na Figura 4.8.

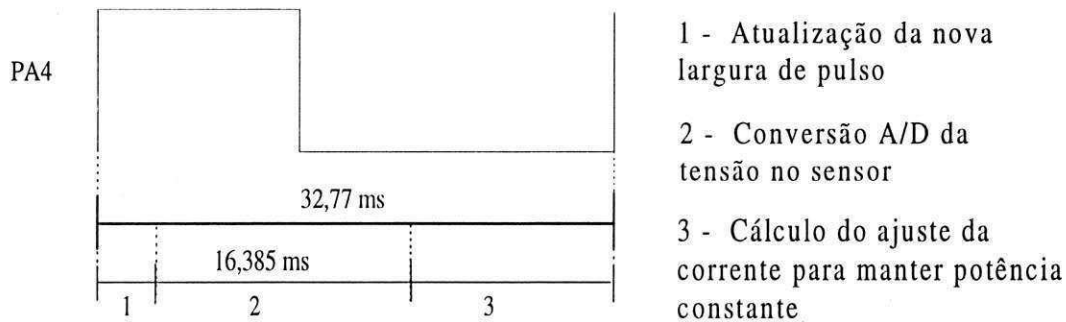


Figura 4.8: Diagrama de Tempo do Cálculo e Ajuste da Corrente.

Dos termos citados anteriormente, que são utilizados na implementação da equação do ajuste (4.15), o único que não é de 16 bits é o ganho G_3 , que é representado por uma palavra de 8 bits. Então reescrevendo a equação (4.15) considerando apenas a representação em bits das variáveis tem-se que:

$$\frac{(((16 \times 16)/16 \text{ bits}) \times 8) \text{ bits} + 16 \text{ bits}}{((16 \times 16)/16 \text{ bits}) \times 8) \text{ bits} + 16 \text{ bits}} = \frac{24 \text{ bits} \times 16 \text{ bits}}{24 \text{ bits} + 16 \text{ bits}} = \frac{40 \text{ bits}}{24 \text{ bits}} = 16 \text{ bits.}$$

Logo as rotinas aritméticas utilizadas foram:

- 1 - multiplicações de 8 por 16 bits, 16 por 16 bits e 24 por 16 bits;
- 2 - soma de 24 com 16 bits e;
- 3 - divisões de 32 por 16 bits e 40 por 24 bits.

Como pode ser observado, o resultado do cálculo do ajuste é obtido em 16 bits. Este valor é realimentado no temporizador, para que seja gerado o sinal pulsado no pino *PA4* com o ciclo de trabalho corrigido. Todas as rotinas aritméticas utilizadas nesse trabalho foram previamente executadas utilizando valores hipotéticos.

De acordo com a equação do ajuste (4.15), sua evolução deve seguir a forma da variação da tensão no sensor. Para mostrar isso, foi feita uma simulação simples da equação do ajuste para alguns valores hipotéticos das constantes G_3 , y_0 , l , l_2 e um sinal exponencial para a variável v . O resultado é apresentado na Figura 4.9.

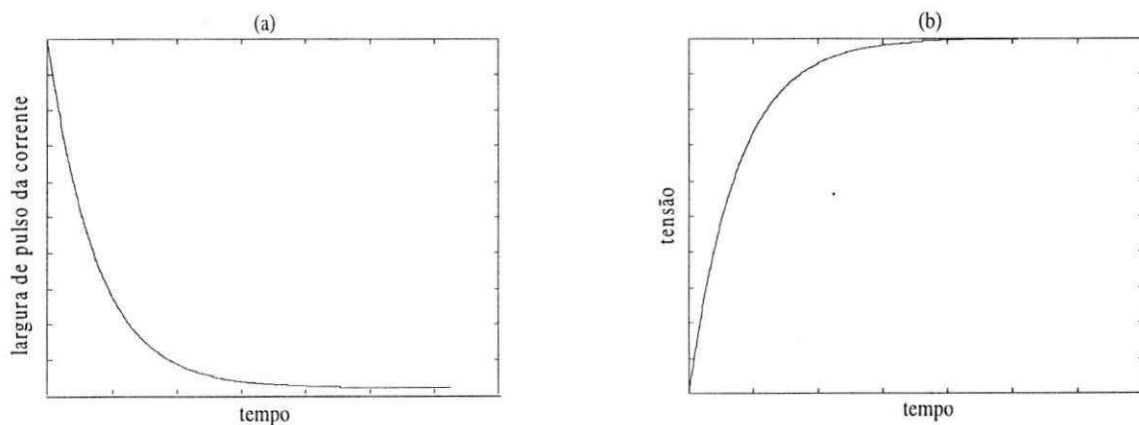


Figura 4.9: Resultados de Simulação para a Equação do Ajuste da Corrente Elétrica do Sensor Considerando Constantes Hipotéticas e Variável Exponencial. (a) Variação da Largura de Pulso da Corrente através do Sensor. (b) Variação da Tensão no Sensor.

4.4.5 Fluxograma do Programa Principal

O programa principal feito no microcontrolador MC68HC11, para implementação da aplicação do degraú de potência elétrica no sensor, obedece o fluxograma mostrado na Figura 4.10.

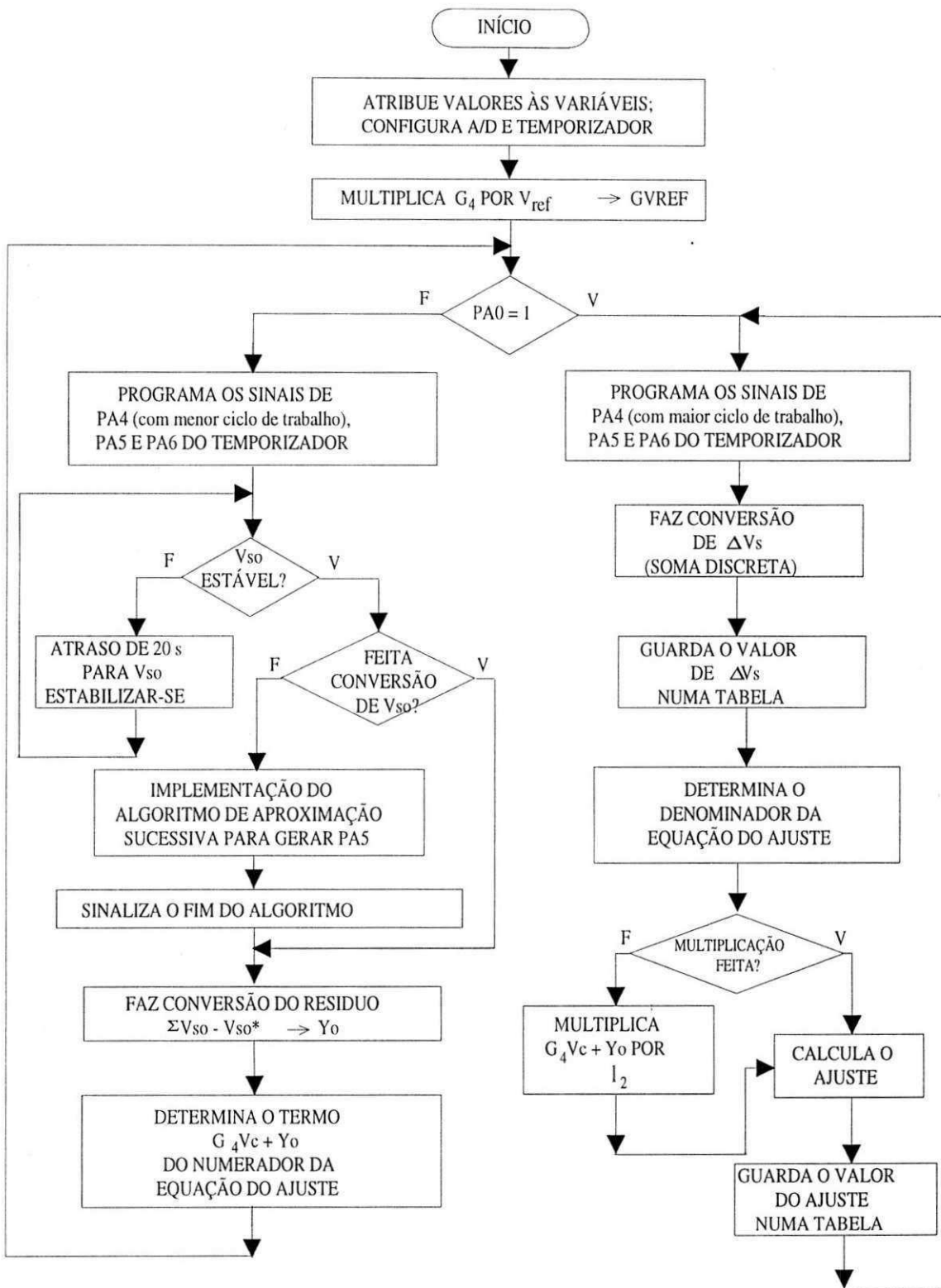


Figura 4.10: Fluxograma do Programa Principal.

Inicialmente, o programa atribui valores a algumas variáveis e configura os subsistemas A/D e temporizador do microcontrolador para geração dos sinais nos pinos $PA4$, $PA5$ e $PA6$ da Figura 4.4. Em seguida, o programa realiza a multiplicação do ganho G_4 com a tensão de referência V_{ref} , cujo valor em 16 bits é $FF00_H$. Depois é feito um teste em uma das portas de entrada do temporizador ($PA0$). Caso esta seja nula, o comando para a aplicação do degraú de potência não foi dado (veja Seção 4.5.8). O programa, então, entra em um laço (*loop*) em que são gerados os sinais em $PA4$, $PA5$ e $PA6$. A geração desses sinais é sincronizada quando o contador geral ($TCTN$) do microcontrolador passar pelo zero, ou seja, quando este contar de $FFFF_H$ para 0000_H . Neste momento, a subida dos sinais é realizada, pois o contador iguala-se ao registrador $TOC1$, que vale zero, e está relacionado à subida dos sinais.

As variáveis responsáveis pela largura dos sinais em $PA4$, $PA5$ e $PA6$ são atribuídas aos respectivos registradores: $TOC4$, $TOC3$ e $TOC2$. Quando o contador igualar-se a um desses registradores, o sinal da respectiva porta baixará, subindo novamente na próxima passagem pelo zero do contador. Nesta parte do programa, o valor atribuído às larguras de pulsos do sinal em $PA4$ é fixo, e impõe ao sensor a potência elétrica. O sinal em $PA6$ também é fixo, de $64 \mu s$, que comanda a amostragem da tensão no sensor. Em $PA5$, as larguras de pulsos são determinadas por aproximações sucessivas.

É implementado um atraso de aproximadamente 20 s, para esperar a tensão no sensor se estabilizar após a excitação inicial.

Após o tempo de espera da estabilização da tensão inicial no sensor, o sinal em $PA5$ tem suas larguras de pulsos determinadas por aproximações sucessivas, como foi mostrado na Seção 4.4.2, de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 4.11.

A porta de entrada $PA2$ do microcontrolador é testada, e de acordo com o resultado, a largura do pulso aumenta ou diminui. Após a mudança da largura do pulso em $PA5$, mais um atraso é implementado para esperar pela resposta do filtro passa-baixas, que retira o valor médio desse sinal, e pela comparação com a tensão inicial, cujo resultado afeta a entrada $PA2$, que é novamente testada. Este laço continua até serem feitas 16 iterações na largura de pulso em $PA5$.

Terminado o laço da aproximação sucessiva, a porta $PB1$ é levada para "1", sinalizando o fim do algoritmo. É solicitada, então, uma conversão A/D do resíduo, y_0 ,

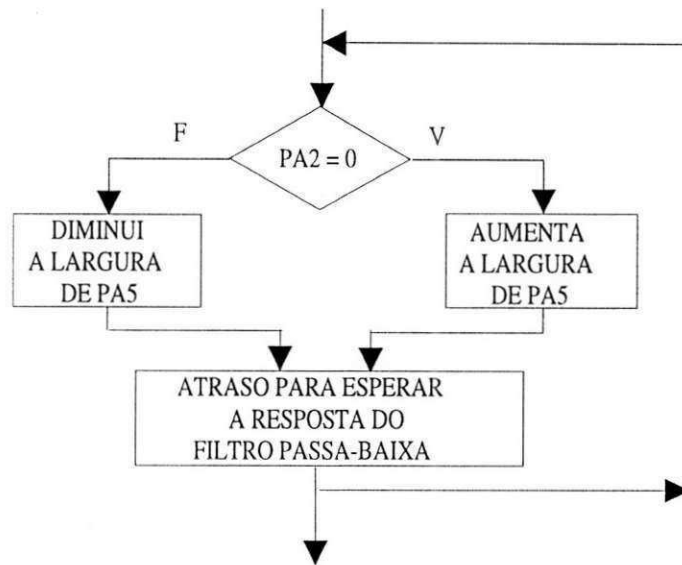


Figura 4.11: Fluxograma da Geração do Sinal de PA5 por Aproximações Sucessivas.

entre a tensão inicial no sensor e o valor médio do sinal em $PA5$, cuja largura de pulso corresponde à sua conversão A/D de 16 bits. A conversão A/D do resíduo é feita por uma sub-rotina, cujo fluxograma é mostrado na Figura 4.12. A entrada do A/D utilizada é a $PE1$ (Figura 4.4).

Nesta sub-rotina (conversão A/D), é utilizado o registrador $TOC5$ para sincronizar as 256 conversões. Como foi dito na Seção 4.4.3, cada conversão do A/D do microcontrolador é realizada em 32 ciclos ($16 \mu s$), ou seja, cada registrador de conversão é atualizado nesse tempo. Por serem quatro registradores de conversão, a cada 128 ciclos ($64 \mu s$) os resultados das conversões estão disponíveis nos quatro registradores. Logo, a sincronização é feita tal que a cada 128 ciclos é acumulado um valor de conversão em uma variável de 16 bits. Esta acumulação termina, quando são totalizadas 256 conversões na variável acumuladora. Tem-se então uma conversão A/D, em 16 bits, do sinal colocado na porta de entrada do conversor. Como mostra a Figura 4.8 da Seção 4.4.4, a conversão é realizada em $16,38 ms$.

Após a conversão do resíduo, é calculado o termo $G_4 V_c + y_0$ do numerador da equação do ajuste (4.14). Como o termo V_c corresponde a $V_{ref} \frac{I}{T}$, então é utilizado o resultado da multiplicação realizada anteriormente ($G_4 \times V_{ref}$) e é feita mais uma multiplicação

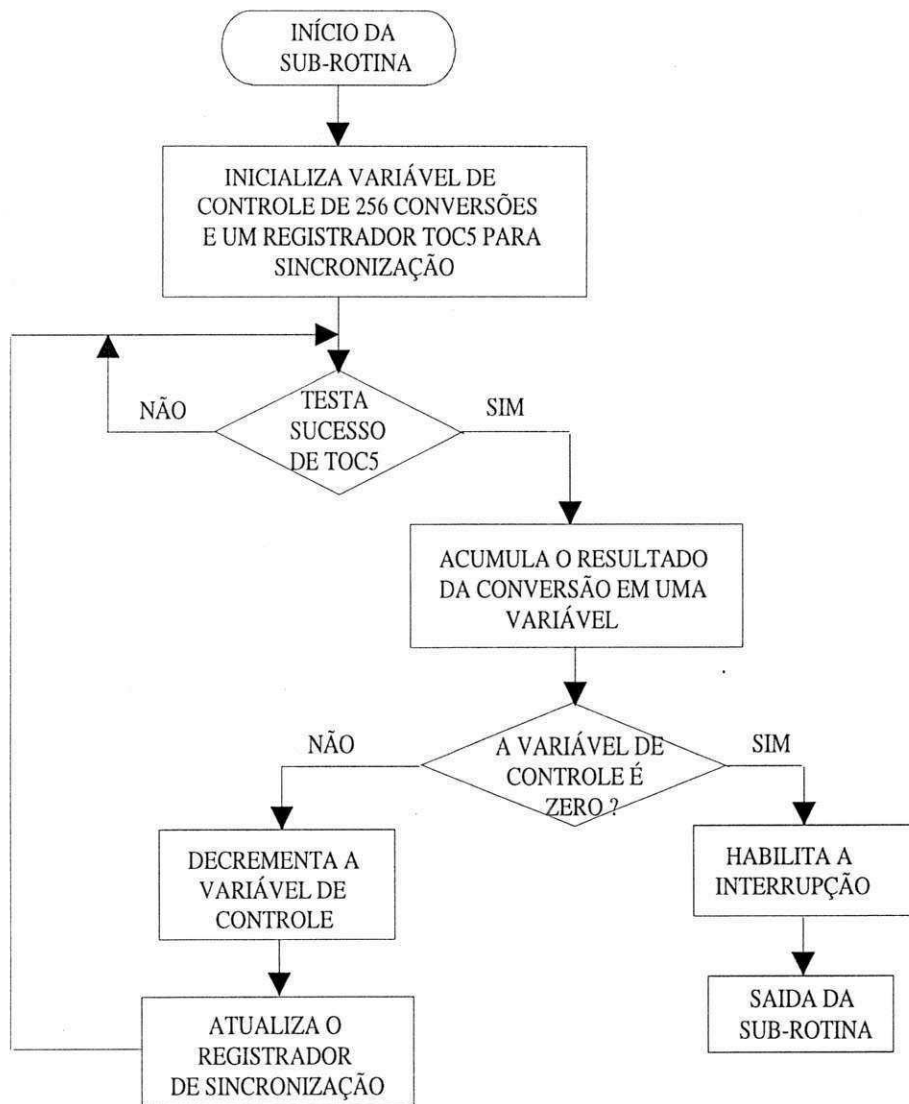


Figura 4.12: Fluxograma da Sub-Rotina da Conversão A/D.

desse termo pela largura do sinal em $PA5$ (16 bits), l , e uma divisão pelo período do sinal em $PA5$ ($FFFF_H$). Este resultado é armazenado na variável $G4_VC$. Depois, $G4_VC$ (24 bits) é somado com o valor da conversão do resíduo (16 bits). O resultado em 24 bits é armazenado em uma variável, AGR , e o programa volta para o teste da porta $PA0$. O atraso para esperar pela estabilização da tensão inicial do sensor e o algoritmo de aproximações sucessivas para geração do sinal de $PA5$ é realizado uma única vez, como pode ser visto no fluxograma da Figura 4.10.

Mudando a entrada $PA0$ para nível alto, como é mostrado na Seção 4.5.8, é aplicado o degraú de potência, ou seja, a variável da largura de $PA4$ é alterada para um valor inicial, l_2 , de acordo com o valor eficaz de corrente que deseja-se excitar o sensor termo-resistivo (ver Seção 4.5.2). É solicitada então uma conversão A/D da tensão ligada a $PE1$, que corresponde à variação da tensão no sensor após aplicação do degraú de corrente elétrica. Os valores encontrados pela conversão A/D, a cada 32,77 ms, são armazenados em uma tabela alocada na memória RAM do microcontrolador. A tabela ocupa as posições de $C000_H$ até $FFFF_H$, que equivale a 8.192 bytes. Como o valor correspondente a conversão A/D é em 16 bits, então obtém-se 4.096 dados de tensão. A rotina de conversão A/D é a mesma apresentada anteriormente.

Depois é calculado o denominador da equação (4.15), somando o valor da conversão A/D da variação da tensão no sensor ao termo $G4_VC$, e o resultado é guardado na variável $DENOMINADOR$. É feita a multiplicação do termo AGR com a largura de pulso de $PA4$ inicial, l_2 , e o resultado, em 40 bits, é dividido pela variável $DENOMINADOR$. O resultado, em 16 bits, atualiza a variável que define a largura do sinal em $PA4$, e uma nova conversão é solicitada, repetindo todo o processo. Os valores encontrados para o ajuste do sinal em $PA4$ também são guardados em uma tabela, sendo esta um pouco menor, devido às limitações de memória do microcontrolador (ver Apêndice A). A tabela com os dados do ajuste ocupa as posições de 6600_H até $7FFF_H$, que equivale a 6.655 bytes, ou seja, 3.327 dados.

Para cada período do sinal da corrente ($PA4$) é feita uma conversão A/D da variação da tensão no sensor e um ajuste na largura da corrente, ajuste este adequado para manter a potência elétrica no sensor constante.

O programa em linguagem *Assembly*, que implementa o fluxograma da Figura 4.10,

é apresentado no Apêndice B.

Sub-rotinas Aritméticas

Como foi apresentado na Seção 4.4.4 são necessárias algumas operações aritméticas:

- 1 - multiplicação de 16 por 16 bits;
- 2 - divisão de 32 por 16 bits e;
- 3 - multiplicação de 8 por 16 bits;
- 4 - soma de 24 com 16 bits;
- 5 - multiplicação de 16 por 24 bits;
- 6 - divisão de 40 por 24 bits.

No conjunto de instruções do microcontrolador da Motorola MC68HC11, existe somente uma instrução de multiplicação, que opera com dois registradores de 8 bits, e uma de divisão de 16 por 8 bits. Para somar, existem várias instruções que operam com registradores de 8 ou 16 bits. Utilizando estas instruções, as sub-rotinas aritméticas foram implementadas aplicando-se um método similar ao usado quando se faz essas operações normalmente.

Todas as sub-rotinas implementadas operam com números inteiros e seus resultados também são inteiros. A única variável que representa um número que pode não ser inteiro é o ganho G_4 , mas, para minimizar erros de arredondamentos dessa variável, multiplica-se seu valor real e os demais termos da equação 4.15 pelo mesmo fator, de tal forma que o valor atribuído a G_4 seja uma melhor representação de seu valor real.

4.4.6 Aquisição dos Dados

Os dados da variação da tensão no sensor são adquiridos pelo A/D do microcontrolador e armazenados em uma tabela, como foi mostrado na Seção 4.4.5. O período entre cada amostra guardada na tabela é de 32,77 ms, e, como são adquiridos 4.096 pontos, o período total de aquisição é de aproximadamente 135 s. Os dados da tabela são enviados para o computador via comunicação serial e armazenada em arquivo com extensão .MAT. Dois programas são executados para realizar esta tarefa, um no microcontrolador (em linguagem *Assembly*), que fica esperando por um sinal do compu-

tador para enviar os dados da tabela, previamente definida, pelo cabo serial, e o outro no computador (em linguagem C), que envia o sinal ao microcontrolador e recebe os dados pela RS-232, armazenando-os em arquivos de dados que podem ser utilizados posteriormente.

Os dados da tabela correspondentes à variação de tensão no sensor são convertidos em valores de tensão, dividindo-os por 65 535 e multiplicando-os pela tensão de referência alta (VRH) do microcontrolador.

Também são adquiridos dados correspondentes a variação do ajuste da corrente através do sensor, para que seja possível verificar se sua potência elétrica permanece constante durante o experimento.

Os programas utilizados para transferência de dados entre o microcontrolador e o computador são apresentados no Apêndice B.

4.4.7 Determinação da Constante de Tempo

A curva obtida para a variação da tensão (resistência) no sensor termo-resistivo é exponencial, e a determinação da equação que a aproxima pode ser feita utilizando-se algoritmos de estimação dos parâmetros da curva. No caso da exponencial,

$$y = C_0 + C_1 e^{-t/\tau_1} + \dots + C_n e^{-t/\tau_{n-1}} \quad (4.16)$$

as constantes estimadas são: as constantes de tempo τ_i , e os coeficientes C_j .

A partir dos dados de tempo e variação de resistência elétrica do sensor, utilizando-se uma função do MATLAB chamada *fmins*, pode-se ajustar a curva obtida experimentalmente à uma função estimada por minimização de curvas a partir de um vetor de estimação inicial. Esta função utiliza um método de ajuste de curvas conhecido como método Simplex [28], que interpola os pontos da curva experimental e determina a sua melhor aproximação. Esta função recebe como parâmetros, além do arquivo de dados de resistência e tempo, o vetor de estimação inicial, e um vetor de parâmetros de controle, em que são especificados os critérios de parada, as tolerâncias entre os valores estimados e os experimentais, o número de passos de iterações, etc.

Esta função retorna os coeficientes da curva ajustada à curva experimental e ainda

apresenta um índice de variância entre a curva real e a estimada. Com esta informação pode-se analisar se uma estimativa está boa ou não.

Com os dados obtidos experimentalmente, pode-se fazer estimativa de qualquer ordem utilizando o programa implementado no MATLAB. Entretanto, para o caso do sensor termo-resistivo de platina utilizado neste trabalho, as estimativas a partir da 3ª ordem não apresentaram resultados melhores em relação aos encontrados na estimativa de 2ª ordem. Teoricamente, apesar do sensor ser de 1ª ordem, os resultados para a constante de tempo estimada por 2ª são válidos, desde que a segunda constante de tempo seja distante da constante predominante.

O programa implementado para a determinação da constante de tempo do sensor termo-resistivo é apresentado no Apêndice B.

4.5 Considerações do Circuito

O circuito proposto para a aplicação do degraú de potência elétrica no sensor termo-resistivo, mostrado na Figura 4.4, apresenta várias partes que podem ser apresentadas separadamente. São elas: geração da tensão de referência, excitação do sensor, amostragem da tensão no sensor, filtragem, subtração e amplificação, proteção e comparação e geração do comando para a aplicação do degraú de potência. Cada função destas é apresentada a seguir.

4.5.1 Tensão de Referência

Uma tensão de referência é necessária para a fonte de corrente que excita o sensor termo-resistivo. Ela também é utilizada como tensão de referência alta (V_{RH}) do A/D do microcontrolador e ainda como amplitude do sinal, cujo valor médio anula a tensão de saída V_o do circuito da Figura 4.4. Esta tensão de referência pode ser obtida a partir de um divisor de tensão, ou utilizando-se um diodo zener com a tensão desejada.

Devido à praticidade e estabilidade razoável, foi escolhido utilizar um diodo zener para obter a tensão de referência V_{ref} . O diodo utilizado é um BZX79C4V7, cuja tensão é 4,71 V, corrente mínima de 5 mA e potência de 400 mW. Isto resulta, na

configuração apresentada na Figura 4.13, em uma corrente máxima de,

$$I_{z\max} = \frac{P_z}{V_z} = \left(\frac{0,4}{4,71} \right) \frac{W}{V} = 84,93 \text{ mA}.$$

Escolhendo-se o resistor $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, a corrente elétrica pelo zener é

$$I_z = \left(\frac{12 - 4,71}{1000} \right) \frac{V}{\Omega} = 7,29 \text{ mA},$$

que satisfaz o circuito e as especificações do zener.

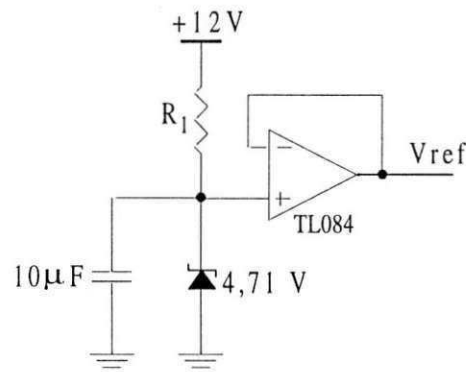


Figura 4.13: Tensão de Referência.

Um casador de impedância (*buffer*) isola o diodo zener do restante da montagem, para evitar variações em sua tensão devido ao carregamento do restante do circuito ou do microcontrolador. A tensão de referência deve ser bastante estável para não ocasionar erros, como por exemplo, na geração do sinal cujo valor médio corresponde à tensão inicial do sensor.

4.5.2 Excitação do Sensor Termo-Resistivo com Corrente Pulsada

O sensor termo-resistivo é excitado com corrente elétrica pulsada. Para condicionar o sinal do microcontrolador responsável pela corrente pulsada no sensor (pino PA4), utiliza-se o circuito apresentado na Figura 4.14, em que a chave S_1 comuta os níveis de tensão zero e V_{ref} para sua saída, de acordo com o nível lógico em Z , mostrado na

Figura 4.15. Este sinal, por sua vez, é resultante do condicionamento dado para o sinal X gerado no microcontrolador. Como o microcontrolador fornece saídas com níveis de tensão 0 e 5 V, então, para adequá-lo à chave 4053, utiliza-se o *driver* 1488, que, de acordo com a alimentação apresentada na Figura 4.14, fornece +12 e -12 V. O diodo D_1 é utilizado para bloquear a parte negativa do sinal Y .

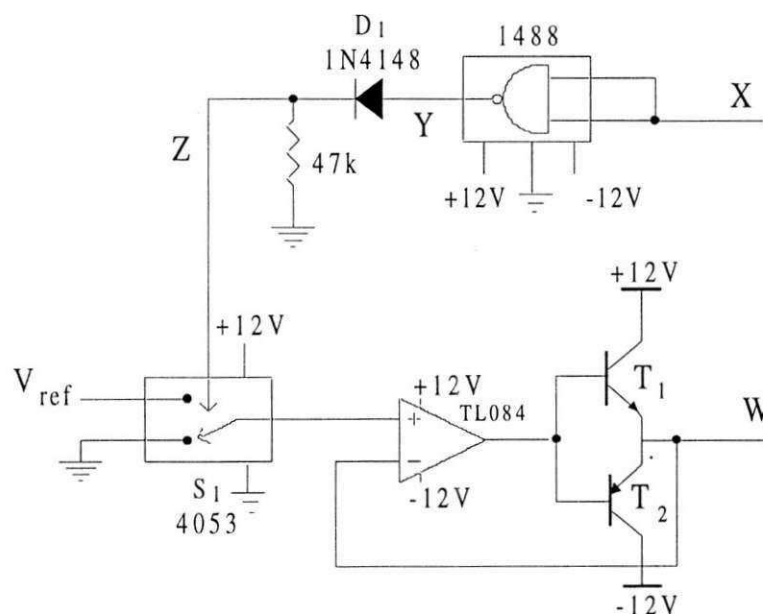


Figura 4.14: Geração de Tensão Elétrica Pulsada.

O *driver* 1488 também é uma porta NAND, e, na forma como é apresentado na Figura 4.14, com as entradas em curto, sua saída corresponde à entrada invertida, como pode ser observado na Figura 4.15. Para recuperar a forma do sinal no pino $PA4$, a chave 4053 é ligada de forma a fornecer em sua saída o nível baixo, quando o sinal de comando Z for alto, e vice-versa.

Para fornecer corrente elétrica ao sensor, foi implementada uma fonte de corrente elétrica (“*driver*”) apresentada na Figura 4.14. Os transistores utilizados são BC547 e BC557 e o amplificador operacional é o TL084.

A excitação do sensor com corrente elétrica é realizada como mostra a Figura 4.16, em que o mesmo é colocado na malha de realimentação de um inversor. A amplitude

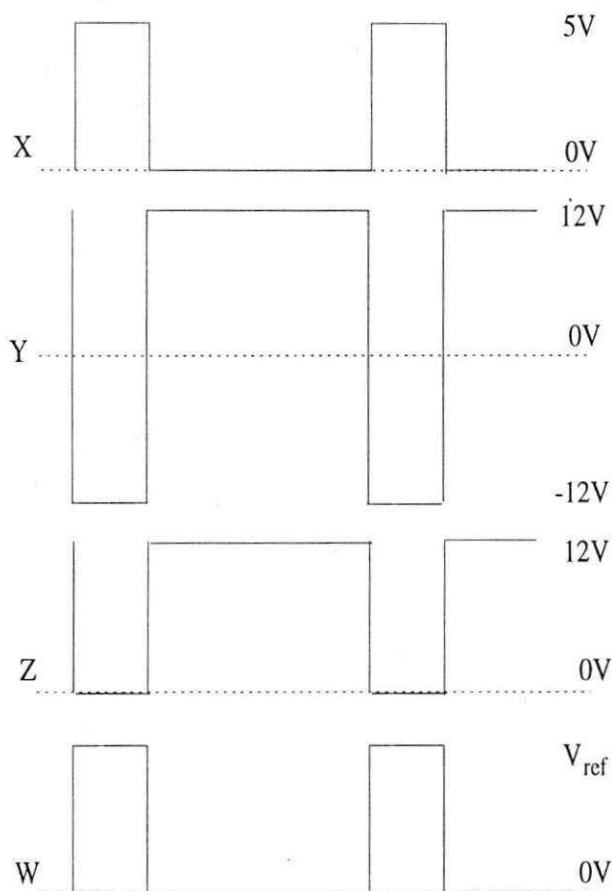


Figura 4.15: Sinais X, Y, Z e W da Figura 4.14.

da corrente pulsada é dada por:

$$I = \frac{V_{ref}}{R}.$$

No diagrama da Figura 4.4, considerando-se o resistor $R_2 = 99,55 \Omega$, o valor de I corresponde a:

$$I = \frac{V_{ref}}{R_2} = \frac{4,71}{99,55} = 47,3832 \text{ mA}.$$

O sinal X das Figuras 4.14 e 4.15 representa o sinal do pino $PA4$ do microcontrolador apresentado na Figura 4.4. Ele determina a forma da corrente elétrica no sensor. Escolhendo-se os valores para as correntes eficazes através do sensor termo-resistivo

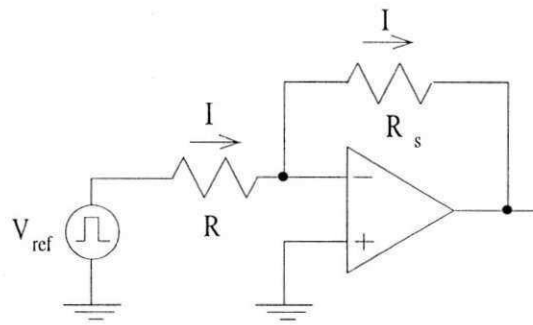


Figura 4.16: Excitação Elétrica do Sensor Termó-Resistivo.

nos testes de degrau de potência, pode-se calcular as larguras de pulso de X , ou seja, das correntes elétricas, como:

$$l = T \frac{I_{ef}^2}{I^2}.$$

Para aplicação dos degraus de corrente elétrica eficaz de $2,5 \text{ mA}$ para 15 , ou $21,21$, ou para 30 mA , com o período em $PA4$ de $32,77 \text{ ms}$, os valores das larguras de pulsos da corrente no sensor são de:

$$\begin{aligned} I_{ef} &= 2,5 \text{ mA} \Rightarrow l = 91,22 \mu\text{s} \\ I_{ef} &= 15 \text{ mA} \Rightarrow l = 3,28 \text{ ms} \\ I_{ef} &= 21,21 \text{ mA} \Rightarrow l = 6,57 \text{ ms} \\ I_{ef} &= 30 \text{ mA} \Rightarrow l = 13,13 \text{ ms} \end{aligned} \quad (4.17)$$

É importante lembrar-se de que, os valores para a largura de $PA4$, l , para as correntes elétricas de 15 ; $21,21$ e 30 mA , mostrados nas equações (4.17), são valores iniciais utilizados logo após a aplicação do degrau de potência elétrica no sensor. Estes valores são atualizados a cada período do sinal de corrente, de acordo com os cálculos de ajuste no decorrer do experimento, e armazenados em uma tabela no microcontrolador. Os valores iniciais de corrente elétrica no sensor são importantes para se calcular o valor do degrau de potência elétrica a ser aplicado no sensor. Os valores da potência elétrica sobre o sensor para cada corrente mostrada nas equações (4.17) são apresentados na Seção 5.1.

4.5.3 Amostragem da tensão no sensor

A tensão no sensor apresenta a mesma forma pulsada de sua corrente elétrica. Então, para que a mesma seja utilizada pelo A/D do microcontrolador, ela precisa ser amostrada. A amostragem é feita por um circuito de amostragem e retenção (*sample and hold*), formado basicamente por uma chave analógica, um capacitor e um isolador (*buffer*). Dado o sinal de comando na chave, o capacitor se carrega com a tensão colocada na entrada dessa chave, e o “*buffer*” evita que o capacitor se descarregue.

Existem diversas implementações para um circuito de amostragem e retenção, e muitas já são disponíveis no mercado em forma de circuitos integrados. Para esta aplicação, o circuito básico de amostragem e retenção é satisfatório.

A tensão no sensor tem amplitude dada por:

$$V_s = IR_s = \frac{V_{ref}}{R_2} \times R_s.$$

Esta tensão é amostrada no circuito de amostragem e retenção, conforme a Figura 4.17. O sinal de comando da chave neste circuito vem do microcontrolador e possui largura de pulso de $64 \mu s$.

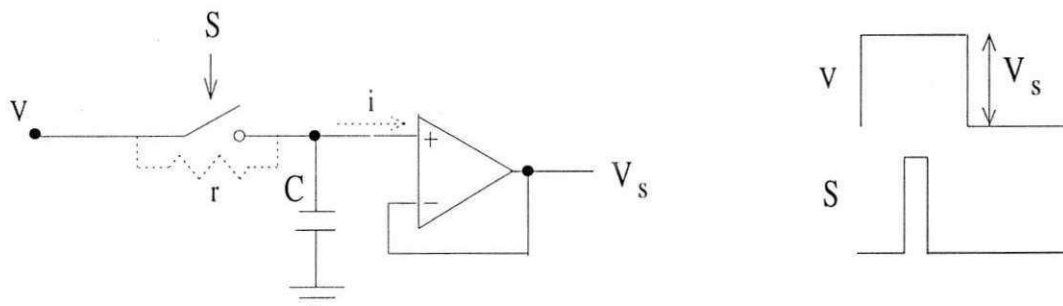


Figura 4.17: Amostragem da Tensão do Sensor Termo-Resistivo.

Considerando-se a resistência da chave, r , no estado fechado, tem-se que $\tau_r = rC$, em que τ_r é o tempo necessário para o capacitor C se carregar com 63% do seu valor final. Como a largura do sinal de comando da chave é de $64 \mu s$, então

$$5\tau_r \leq 64 \mu s,$$

supondo que o capacitor atinja seu valor final no tempo de $5\tau_r$, então,

$$rC \leq 12,8 \mu s.$$

Sabe-se que a chave utilizada para esta montagem, a 4053, possui resistência de condução de 80Ω [29]. Para efeito de cálculos, considerando-se esta resistência como sendo 100Ω , tem-se que

$$C \leq 128 nF.$$

Na implementação do circuito da Figura 4.4 foi utilizado um capacitor de $100 nF$.

Para calcular a queda da tensão no capacitor C , devido à corrente de polarização do amplificador operacional e à corrente de fuga da chave, tem-se até a próxima amostragem:

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \cdot i \cdot T,$$

sendo T o período do sinal de comando e i a corrente de polarização do amplificador operacional do circuito de amostragem e retenção. Sabendo-se que o período do sinal de comando é de $32,77 ms$ e o valor típico para a corrente de polarização do TL084 é $i = 30 pA$ [30], obtém-se

$$\Delta V_c = 9,83 \mu V.$$

Esta variação de tensão no capacitor é muito pequena e pode ser desprezada, pois está bem abaixo da resolução do conversor A/D utilizado, de acordo com o que foi mostrado na Seção 4.4.3.

O sinal de controle da chave S_2 da Figura 4.4 passa pelo mesmo condicionamento dado ao sinal responsável pela forma da corrente. No diagrama geral (Figura 4.4), o valor da tensão amostrada corresponde a:

$$V_s = \frac{V_{ref}}{R_2} \times \frac{R_4}{R_3} R_s.$$

Os valores práticos utilizados para os resistores R_4 e R_3 são 15 e $10 k\Omega$, respectivamente. Estes valores foram escolhidos porque deseja-se amplificar a tensão no sensor, antes que seja amostrada. Entretanto, foi necessária uma atenuação logo após, para facilitar o cancelamento da tensão inicial. Para a montagem (Figura 4.4), o valor máximo que se pode obter na saída do filtro é a tensão de referência, V_{ref} .

Existe uma outra possibilidade de não atenuar a tensão no sensor, e, na implementação do subtrator, colocar ganhos diferentes para a tensão no sensor e a tensão de saída do filtro.

4.5.4 Filtro Passa-Baixas

Como foi apresentado na Seção (4.4.2), um sinal pulsado, cujo valor médio é igual à tensão inicial no sensor, é gerado pelo microcontrolador. Para que seja extraído o valor médio desse sinal, utiliza-se um filtro passa-baixa com características que respeitem a dinâmica do experimento e satisfaçam os requisitos desejados.

O sinal a ser filtrado possui amplitude igual a V_{ref} , forma pulsada presente no pino PA5 e período de 32,77 ms, que equivale a frequência de 30,51 Hz. O valor médio deste sinal pode ser obtido utilizando-se um filtro passa-baixas, com frequência de corte no mínimo cinco vezes menor que a frequência do sinal, resultando então em 6 Hz. O filtro passa-baixas escolhido para o projeto foi um filtro de *Butterworth* de 4ª ordem com frequência de corte de 1 Hz e ganho unitário.

Filtro de *Butterworth*

Para a implementação de um filtro de *Butterworth* de 4ª ordem, dois filtros de 2ª ordem foram utilizados em cascata, como é mostrado na Figura 4.18. O filtro de 2ª ordem implementa a seguinte função de transferência [31],

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Gb_0}{s^2 + b_1s + b_0}.$$

De acordo com a Figura 4.18

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \\ b_1 &= \frac{1}{R_2 C_2} (1 - \mu) + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} \\ G &= \mu = 1 + \frac{R_4}{R_3}. \end{aligned} \tag{4.18}$$

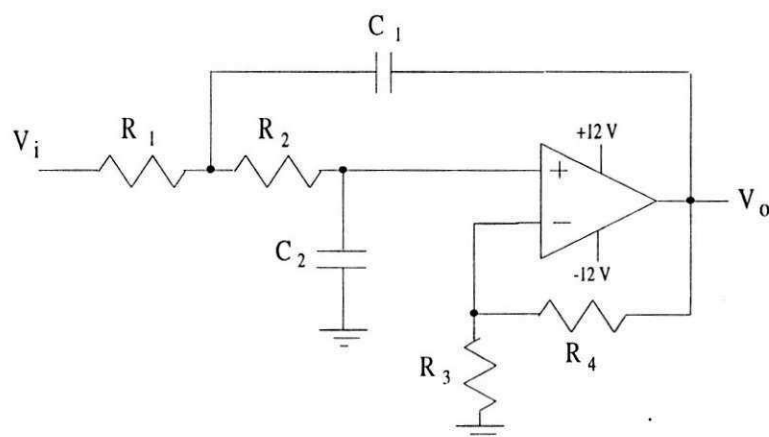


Figura 4.18: Filtro Passa-Baixas Butterworth de 2ª ordem.

Para o filtro passa-baixas de *Butterworth* de 4ª ordem, dois estágios de 2ª ordem foram implementados com polinômios característicos diferentes. O polinômio característico do filtro de 4ª ordem é:

$$P(s) = (s^2 + a_1s + a_0) (s^2 + b_1s + b_0). \quad (4.19)$$

Com o auxílio de tabelas encontradas na literatura [31], determinaram-se os valores dos resistores e capacitores que definem os parâmetros dados nas equações 4.18. Para ambos os estágios, deseja-se que o ganho seja unitário, então $R_4 = 0$ e $R_3 = \infty$. Para o primeiro estágio, escolhendo-se $C_1 = 390 \text{ nF}$ tem-se que $R_1 = 682,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2.441,28 \text{ k}\Omega$ e $C_2 = 39 \text{ nF}$, com estes valores obtêm-se $a_0 = 39,47$ e $a_1 = 4,81$. Para o segundo estágio, usando-se o mesmo capacitor $C_1 = 390 \text{ nF}$, tem-se que $R_1 = 268,72 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.239,23 \text{ k}\Omega$ e $C_2 = 195 \text{ nF}$ e assim obtêm-se $b_0 = 39,48$ e $b_1 = 11,61$.

Utilizando-se resistores e capacitores reais, implementou-se o filtro que é mostrado na Figura 4.19. Para essa implementação do filtro, simulou-se seu comportamento no tempo e sua resposta em frequência, utilizando-se o programa MATLAB. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.20 e 4.21. A resposta no tempo do filtro foi obtida para um sinal de entrada pulsado com amplitude de 3 V , período de $32,77 \text{ ms}$ e largura de pulso de 20 ms . Como pode ser observado, o sinal de saída do filtro corresponde ao valor médio da tensão deste sinal de entrada, que é igual a $3 \text{ V} \times \frac{20 \text{ ms}}{32,77 \text{ ms}}$, ou seja, $1,83 \text{ V}$. Pode-se observar também que, na Figura 4.20, em aproximadamente $2,5 \text{ s}$, a

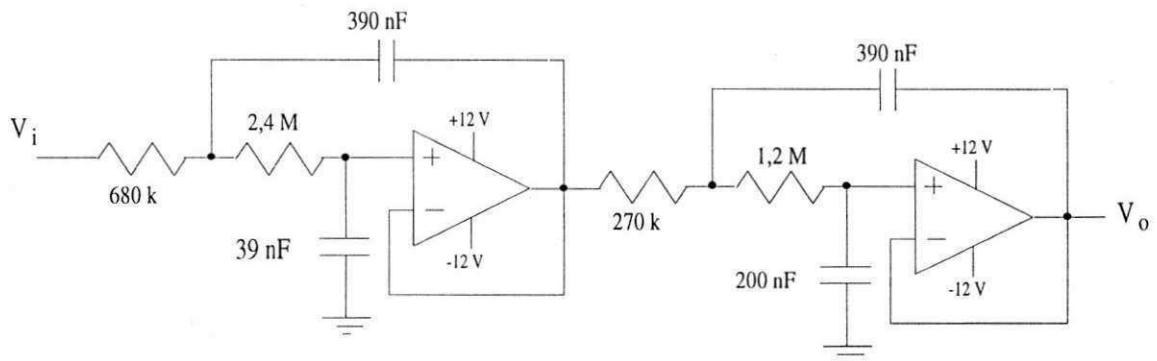


Figura 4.19: Filtro Passa-Baixa Butterworth de 4ª Ordem.

tensão de saída do filtro está estabilizada, ou seja, em cinco constantes de tempo. Este tempo de estabilização foi previsto e considerado no programa que implementa o sinal de entrada do filtro (ver Seções 4.4.2 e 4.4.5). Pelo diagrama de Bode mostrado na Figura 4.21, observa-se que a frequência de corte do filtro implementado foi de 5 rad/s , que corresponde a aproximadamente $0,8 \text{ Hz}$, ou seja, foi menor que a frequência do projeto, que era de 1 Hz .

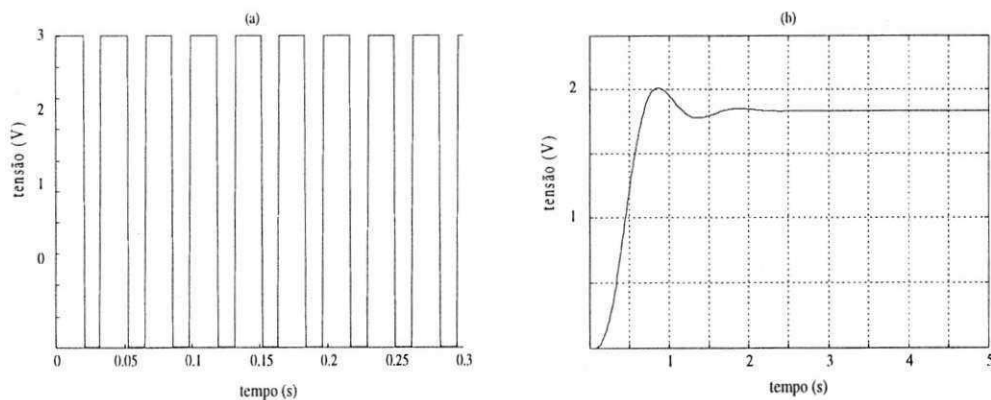


Figura 4.20: Resposta no Tempo para a Simulação do Filtro Passa-Baixas de Butterworth de 4ª Ordem Implementado: (a) Sinal de Entrada e (b) Sinal de Saída.

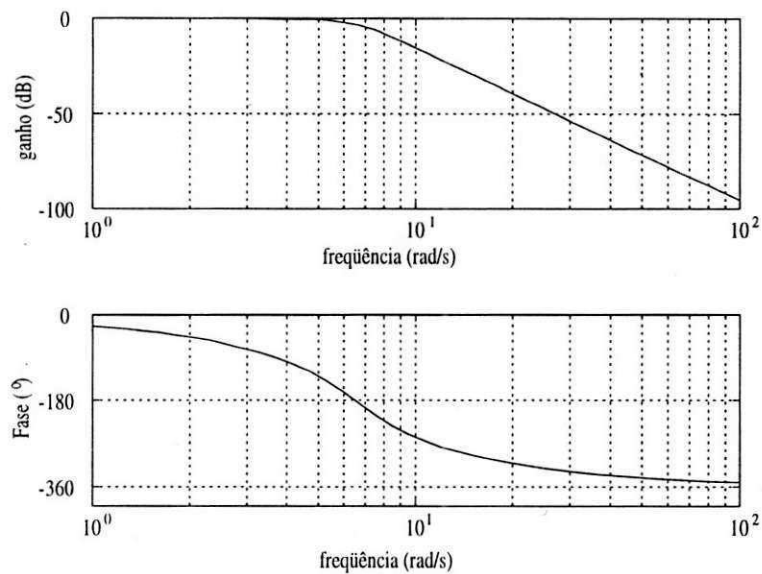


Figura 4.21: Simulação da Resposta na Frequência do Filtro Passa-Baixas de Butterworth de 4ª Ordem Implementado.

4.5.5 Subtração e Amplificação

Para se obter somente a variação da tensão no sensor, é necessário fazer uma subtração entre a tensão inicial do sensor e a tensão correspondente ao valor médio do sinal gerado para o auto-cancelamento (Seção 4.4.2).

Como pode ser observado no circuito da Figura 4.4, a tensão amostrada no circuito de amostragem e retenção é positiva, e, para utilizar um somador inversor para subtrair essa tensão da tensão de saída do filtro, V_c , que também é positiva, é necessário um estágio de inversão da tensão no sensor e também uma atenuação. O circuito utilizado para fazer esta inversão e atenuação da tensão no sensor, V_s , e a subtração é apresentado na Figura 4.22.

Na etapa de atenuação foram utilizados os resistores $R_5 = 26,97 \text{ k}\Omega$ e $R_6 = 11,44 \text{ k}\Omega$ que formam o termo dado por G_2 . Depois de atenuada e invertida, a tensão amostrada, V_s , é somada à tensão de saída do filtro passa-baixa, V_c , que é apresentado na Figura 4.19. Os ganhos para cada sinal de entrada do somador inversor, dados por $G_3 = \frac{R_2}{R_7}$ e $G_4 = \frac{R_2}{R_8}$, são praticamente iguais, porque a tensão V_c foi gerada na mesma

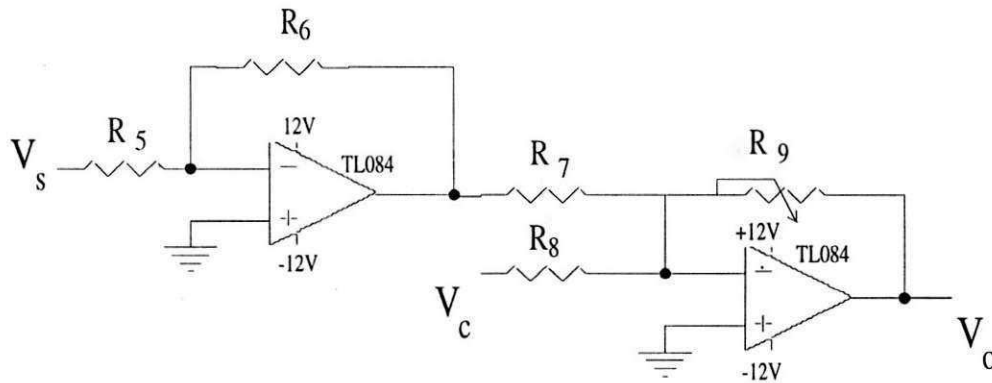


Figura 4.22: Circuito de Subtração de Sinais Utilizado.

proporção de V_s , para que esta seja cancelada. Na prática eles são diferentes, porque os resistores R_7 e R_8 possuem os mesmos valores comerciais, mas não são iguais. Porém este problema foi considerado na determinação da equação do ajuste, sendo G_3 e G_4 distintos e variáveis, dependendo do de grau de potência aplicado ao sensor.

Estes ganhos variáveis são realizados por um potenciômetro e o ganho G_4 é medido com atenção, pois ele é uma das constante utilizadas pelo programa para o cálculo adequado do ajuste da corrente elétrica. Os valores dos resistores utilizados na implementação do circuito da Figura 4.22, são $R_7 = 9,98 \text{ k}\Omega$ e $R_8 = 9,96 \text{ k}\Omega$ e na implementação do ganho variável utilizou-se um potenciômetro de $500 \text{ k}\Omega$.

A variação no valor dos ganhos é devido à necessidade de se adequar o valor da variação da tensão de saída do circuito à tensão VRH do A/D do microcontrolador, para que esta ocupe toda a faixa de conversão. A tensão VRH do A/D corresponde à tensão de referência do circuito da Figura 4.4. A escolha dessa implementação para a subtração foi feita considerando-se que o somador inversor possui uma taxa de rejeição de modo comum (CMRR) maior que o circuito subtrator usualmente utilizado (Figura 4.23). O CMRR é um termo que especifica a capacidade do circuito de rejeitar os sinais de modo comum. Ele é definido como:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c},$$

sendo A_d o ganho diferencial do circuito e A_c o ganho de modo comum (determinado quando as entradas são curto-circuitadas).

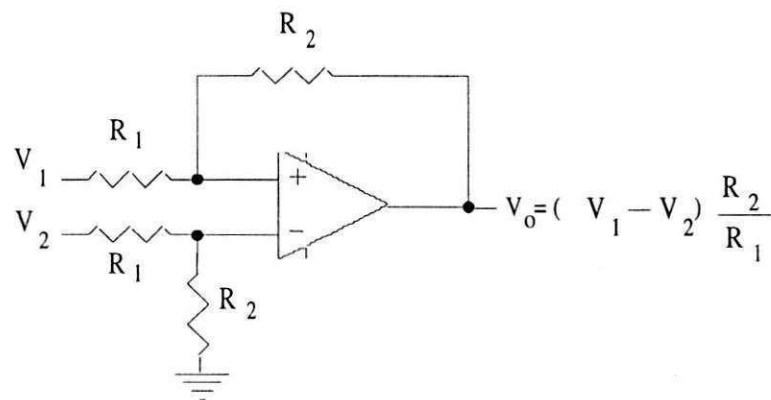


Figura 4.23: Circuito de Subtrator.

4.5.6 Proteção e Sinalização

O sinal nos pinos de entrada do A/D do microcontrolador não deve ultrapassar a tensão limite para não danificar o A/D. Na implementação proposta por este trabalho, foi utilizada somente uma porta do A/D, que corresponde ao pino *PE1*. Para proteção dessa porta do conversor A/D, utilizaram-se dois diodos como limitadores de tensão, como pode ser observado na Figura 4.24. A saída do circuito, que vai para a entrada do A/D, não ultrapassa a tensão $VRH + v_d$, que, por sua vez, não ultrapassa a tensão máxima permitida nas entradas do A/D. Por garantia, esta entrada do A/D é conectada à tensão de saída do circuito, somente após a realização da aproximação sucessiva que determina a conversão A/D da tensão inicial no sensor. Durante este processo, a saída do subtrator varia muito entre as tensões $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$.

Para sinalizar o final do algoritmo de aproximações sucessivas, utilizou-se o circuito da Figura 4.25, no qual um LED é polarizado para que o mesmo conduza quando a porta *PB0* for levada para “1”, indicando o final da conversão da tensão inicial.

4.5.7 Comparador

No processo do auto-cancelamento, utilizou-se um comparador cuja saída informa ao microcontrolador se a tensão inicial no sensor está próxima ou não do valor de sua conversão. O comparador utilizado no circuito da Figura 4.4 é um LM311. A

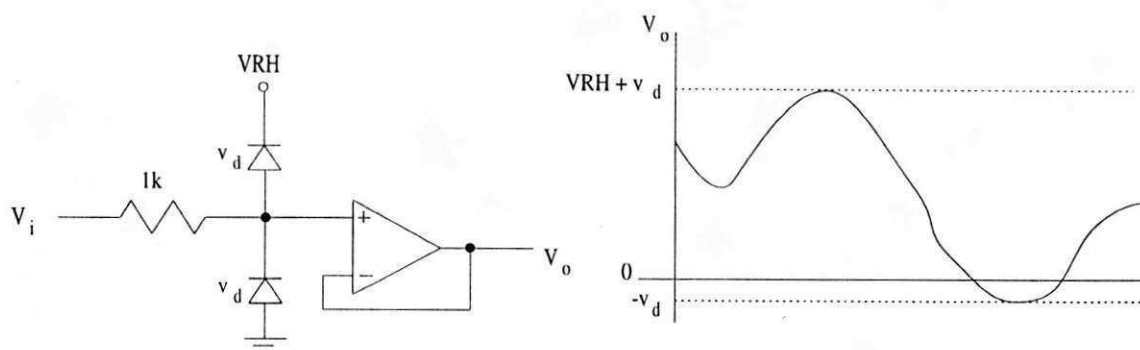


Figura 4.24: Circuito de Proteção.

montagem utilizada e a sua resposta é mostrada na Figura 4.26.

Nesta montagem, o comparador apresenta na sua saída os níveis de tensão 0 e 5V de acordo com a diferença de tensão entre seus terminais de entrada. Como a entrada positiva está aterrada, a saída mudará dependendo da tensão no terminal inversor ser positiva ou não. Como pode ser observado na Figura 4.26, existe uma região de transição em torno do zero que não pertence a nenhum dos níveis, podendo ocasionar uma certa inconsistência na saída do comparador, caso a diferença entre os terminais de entrada esteja dentro desta região. No caso desta montagem, esta região é de -10 a $10 \mu V$, então, no auto-cancelamento, quando a diferença entre a tensão inicial do sensor e o valor médio de sua conversão resultar em valores que pertençam a essa região, o algoritmo de aproximações sucessivas, que depende do resultado da saída do comparador, será prejudicado.

4.5.8 Comando para Aplicação do Degrau de Potência

A aplicação do degraude potência no sensor foi realizada inicialmente com a mudança do ciclo de trabalho da corrente elétrica que o atravessa, que implica em mudar o ciclo de trabalho do sinal do pino PA4. Como foi mostrado na Seção 4.4.5, o programa principal implementado para realização dos testes com degraude potência testa uma porta de entrada do microcontrolador, para poder fazer a mudança do ciclo de trabalho da corrente elétrica no sensor. O sinal de comando para esta mudança é dado pelo circuito apresentado na Figura 4.27.

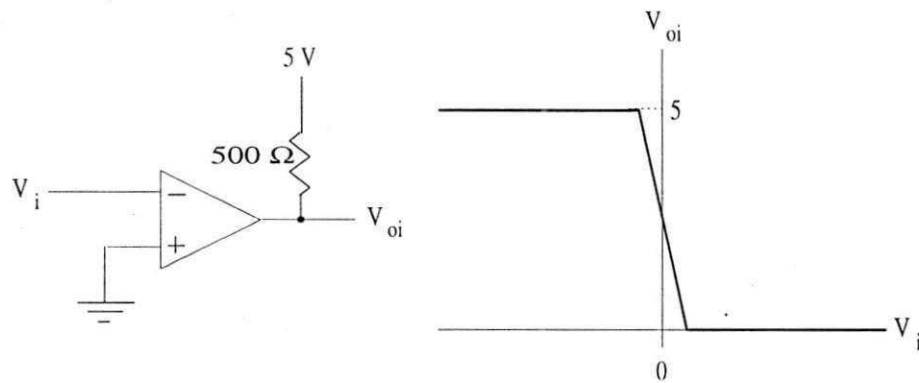


Figura 4.26: Comparador LM311.

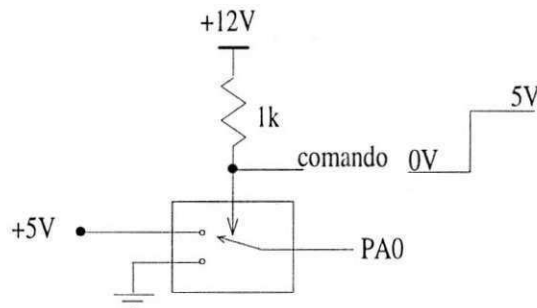


Figura 4.27: Comando da Mudança do Ciclo de Trabalho do Sinal em PA4.

4.6 Conclusões

Conforme apresentado no Capítulo 3, é possível se determinar a constante de tempo intrínseca do sensor termo-resistivo, aplicando-se no mesmo um degraú de potência elétrica e analisando a variação de sua resistência elétrica devido a este degraú. O degraú de potência pode ser realizado aplicando-se um degraú de corrente elétrica variável no sensor, de modo a compensar a variação de sua resistência.

Neste capítulo foi apresentada a dedução da equação de ajuste da corrente no sensor que mantém sua potência constante, e ainda foram apresentadas possíveis implementações para os testes. Também foi apresentado o desenvolvimento de uma implementação escolhida, com o fluxograma do programa e um circuito que foi implementado. Vários testes foram realizados com este sistema e os resultados com as

considerações de cada teste são apresentados no capítulo seguinte.

A ação de controle realizada para ajustar a corrente elétrica no sensor, para manter sua potência constante foi uma lei de controle preditivo, em que a saída do sistema a ser controlado foi medida, e realimentada na lei de controle em tempo real. Não foi feito um estudo prévio sobre a lei de controle preditivo aplicado, sua utilização foi puramente intuitiva. O intervalo de amostragem da tensão no sensor ($32,77\text{ ms}$) foi suficiente para a realização do ajuste de sua corrente, por isso o degraú de potência elétrica foi realizado com sucesso.

O desenvolvimento do método proposto por este trabalho, para caracterização de sensores termo-resistivos com degraú de potência elétrica, foi feito considerando-se um sensor termo-resistivo metálico, mas o mesmo procedimento pode ser utilizado para caracterizar um termistor.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Foram realizados diversos testes utilizando o sistema proposto no Capítulo 4, para degraus de potência elétrica. Os resultados e considerações sobre estes testes são apresentados a seguir.

5.1 Testes com Degraus de Potência Elétrica

Os testes com degraus de potência no sensor foram realizados utilizando o circuito apresentado na Figura 4.4 e o sistema da Figura 4.2.

5.1.1 Condições dos Experimentos

O sensor termo-resistivo utilizado nos testes com degraus de potência, apresenta resistência elétrica de aproximadamente 110Ω na temperatura de $25^\circ C$. Para os valores das correntes elétricas mostrados na Seção 4.5.2, os degraus de potência elétrica aplicados ao sensor termo-resistivo foram de:

$$P_{e_1}(I_{ef_1} = 2,5 \text{ mA}) = R_{s_1} I_{ef_1}^2 = 0,687 \text{ mW}$$

para

$$P_{e_2}(I_{ef_2} = 15 \text{ mA}) = 24,75 \text{ mW},$$

$$P_{e_2}(I_{ef_2} = 21,21 \text{ mA}) = 49,48 \text{ mW},$$

$$P_{e_2}(I_{ef_2} = 30 \text{ mA}) = 99 \text{ mW}.$$

Em cada experimento de degrau de potência, os ganhos G_3 e G_4 dados pelos resistores R_7 , R_8 , e R_9 (Figura 4.4), foram alterados para adequar a variação da tensão no sensor à faixa de conversão do A/D do microcontrolador, que é de 0 V (VRL) à $4,7 \text{ V}$ (VRH), na estrutura implementada. Como o ganho G_4 faz parte da equação do ajuste implementada no microcontrolador, e as rotinas aritméticas utilizadas operarem com números inteiros, então no caso deste ganho ter valor real não inteiro, utilizou-se um fator de aproximação. Este fator de aproximação multiplica todos os termos da equação de ajuste, e por exemplo, para um ganho de 10,6, utilizando-se um fator de 2, este ganho será 21 que representa uma aproximação do ganho para 10,5 e não para 10 ou 11, caso o fator não seja utilizado. Dessa forma, minimiza-se o erro de aproximação.

Para os testes de degraus de potência elétrica realizados foram utilizados os ganhos reais e corrigidos pelo fator de aproximação apresentados na Tabela 5.1.

	$I_{ef_2} = 15 \text{ mA}$	$I_{ef_2} = 21,21 \text{ A}$	$I_{ef_2} = 30 \text{ mA}$
G_4	40,35	20,53	10,394
$G_4(\text{corrigido})$	161 ($G_4 \times 4$)	41 ($G_4 \times 2$)	166 ($G_4 \times 16$)

Tabela 5.1: Valores do Ganho G_4 Utilizados para Testes de Degrau de Potência Diferentes.

A tensão de referência do circuito da Figura 4.4 deve ser bastante estável, pois dela depende o desempenho de todo o restante do circuito. No decorrer deste trabalho, foram encontrados problemas devido a variação desta tensão de referência, em virtude de carregamento em certos períodos do experimento. Uma solução simples foi isolar a tensão de referência do restante do circuito com um casador de impedâncias.

O sensor termo-resistivo utilizado foi colocado dentro de uma semi-esfera de vidro para evitar mudanças no ambiente que envolve o sensor, e também a troca de calor por convecção forçada, pois, como foi apresentado na Seção 3.5, o coeficiente global de transferência de calor do sensor pode variar, caso a convecção aconteça. Além de isolado por vidro, o sensor ainda é colocado dentro de uma caixa de alumínio para que nenhuma radiação incida sobre o mesmo. Os testes foram realizados em ambiente em

que as mudanças de temperatura, durante o experimento, foram desprezadas.

Todos os instrumentos utilizados no experimento tiveram suas referências de terra interligados ao circuito, que também possuía capacitores estabilizadores em suas tensões de alimentação, para eliminar ruídos da fonte.

5.1.2 Metodologia dos Testes

Os testes foram realizados de acordo com a seguinte metodologia:

1. Alimentou-se o circuito eletrônico montado a partir do diagrama da Figura 4.4;
2. Executou-se o programa carregado no microcontrolador, que foi implementado para a aplicação e aquisição dos dados da variação de tensão no sensor;
3. O programa aplica a excitação inicial de corrente no sensor de $2,5 \text{ mA}$, espera que este estabilize e inicia o algoritmo de aproximação sucessiva para cancelar a tensão de saída do circuito. Este cancelamento é realizado à medida que a tensão de saída do filtro passa-baixas, V_c , se aproxima da tensão inicial no sensor V_{so} , como pode ser observado na Figura 5.1.

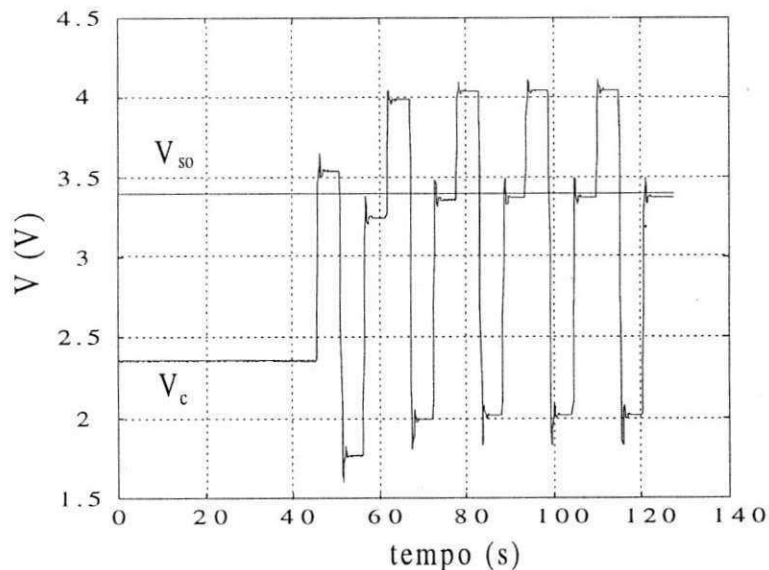


Figura 5.1: Determinação Automática da Tensão Inicial no Sensor.

4. Terminado o algoritmo de aproximação sucessiva, o A/D do microcontrolador faz a conversão do resíduo, y_0 , entre V_{so} e V_c e espera pelo comando para aplicação do degrau de potência.
5. Colocando-se 5 V na porta de entrada PA0 do microcontrolador, a corrente eficaz através do sensor mudou para 15; 21, 21 ou 30 mA. De acordo com a variação da tensão no sensor, o ajuste dessa corrente foi realizado a fim de manter a potência elétrica sobre o sensor constante. Tanto os dados de variação de tensão como os de ajuste da corrente foram guardados em tabelas mapeadas na memória RAM do microcontrolador. Os dados da variação de tensão correspondem a variação de tensão da saída do circuito 4.4, que devem ser transformados para variação de tensão no sensor.
6. Tendo o sensor atingido o regime permanente, interrompeu-se a execução do programa do microcontrolador.
7. Carregou-se e executou-se no microcontrolador um dos programas de envio das tabelas de tensão ou ajuste, e executou-se no computador, o programa de recepção dos dados dessa tabela. Estes dados foram armazenados em arquivos com extensão .mat. As duas tabelas foram transferidas para o computador, uma por vez.
8. Com os dados de cada experimento, pode-se determinar a variação da resistência e da temperatura no sensor, e principalmente verificar se sua potência elétrica foi mantida constante. Com os dados da variação da resistência do sensor pode-se determinar sua constante de tempo.

(a) Como a tensão no sensor foi amostrada sempre para o mesmo nível de corrente elétrica, ou seja, para a corrente I_p igual a $\frac{V_{ref}}{R}$ (Figura 4.4), então,

$$R_s = \frac{V_s}{I_p}$$

Para o circuito da Figura 4.4, tem-se que:

$$V_o = -(G_1 G_2 G_3 (-V_s) + G_4 V_c)$$

$$\begin{aligned} V_o &= G_1 G_2 G_3 V_s - G_4 V_c \\ \Rightarrow V_s &= \frac{V_o + G_4 V_c}{G_1 G_2 G_3}, \end{aligned}$$

então,

$$\begin{aligned} R_s &= \left(\frac{V_o + G_4 V_c}{G_1 G_2 G_3} \right) \times \frac{1}{I_p} \\ R_s &= \left(\frac{V_o + G_4 V_c}{G_1 G_2 G_3} \right) \times \frac{R}{V_{ref}}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

A temperatura no sensor por sua vez é dada por:

$$T_s = \frac{R_s - R_o}{\beta R_o},$$

em que $\beta = 0,00385$ [9] e

$$R_o = \frac{R_a}{1 + \beta T_a}.$$

Conhecendo então, os valores de V_c , G_1 , G_2 , G_3 , G_4 , V_{ref} , R , R_a e T_a , pode-se determinar a variação da resistência e da temperatura no sensor.

(b) Para verificar se a potência elétrica no sensor foi mantida constante, utilizou-se os dados de variação de tensão V_o e do ajuste τ_i . A partir da equação da potência elétrica no sensor, dada por:

$$P_i = R_s I_{ef,i}^2,$$

sabendo-se que $I_{ef} = I_p \sqrt{\frac{l_i}{T}}$, e utilizando-se a equação da resistência do sensor (5.1), tem-se que:

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{V_o + G_4 V_c}{G_1 G_2 G_3} \times \frac{R}{V_{ref}} \times \frac{V_{ref}^2 l_i}{R^2 T} \\ P_i &= \frac{V_o + G_4 V_c}{G_1 G_2 G_3} \times \frac{V_{ref} l_i}{R T}. \end{aligned}$$

Como os termos V_c , G_1 , G_2 , G_3 , G_4 , V_{ref} , R e T são conhecidos e constantes, então pode-se determinar se potência foi mantida constante.

9. Com os dados da variação da resistência do sensor, utilizou-se um programa de estimação que determina a melhor aproximação para os dados experimentais e

calcula os parâmetros da curva estimada. Este programa também apresenta a variância entre as curvas estimada e real, e a partir dessa informação pode-se verificar se a estimação foi satisfatória.

5.1.3 Resultados Obtidos

Utilizando-se a metodologia e as condições apresentadas para os testes de degraus de potência, foram realizados vários testes. Para os degraus de potência elétrica de 0,687 para 24,75; 49,48 e 99,00 mW , os resultados para as variações de resistência e temperatura do sensor termo-resistivo são apresentados nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4.

Para estes testes, as potências elétricas no sensor mantiveram-se constantes e seus resultados são apresentados na Figura 5.5.

Para uma melhor visualização do comportamento das potências elétricas no sensor apresentadas na Figura 5.5, apresenta-se na Figura 5.6 cada potência em escala ampliada.

Como pode ser observado, as potências foram mantidas constantes, e teoricamente, para o sensor termo-resistivo submetido a degrau de potência elétrica, o comportamento da variação de sua resistência em regime transitório deve ser o mesmo, independente do degrau de potência elétrica que lhe é aplicado. Pois, como foi mostrado na Seção 3.7.3, mantendo-se a potência elétrica sobre o sensor, $R_s(t)I_s^2$ constante, determina-se sua constante de tempo intrínseca.

Entretanto, estimando-se as constantes de tempo e os coeficientes da equação 4.16 para os resultados da variação da resistência do sensor termo-resistivo, apresentados nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4, obteve-se resultados de constantes de tempo diferentes. Estes resultados estão apresentados na Tabela 5.2 e as estimações foram feitas para 1^a, 2^a, 3^a e 4^a ordem.

Para as estimações, cujos resultados são apresentados na Tabela 5.2, as variâncias (σ^2) entre as curvas estimada e a obtida com dados experimentais da variação de resistência do sensor, são apresentadas na Tabela 5.3.

Como pode ser observado nas Tabelas 5.2 e 5.3, os resultados de estimação de 1^a ordem não representam uma boa aproximação, pois a variância entre a curva estimada

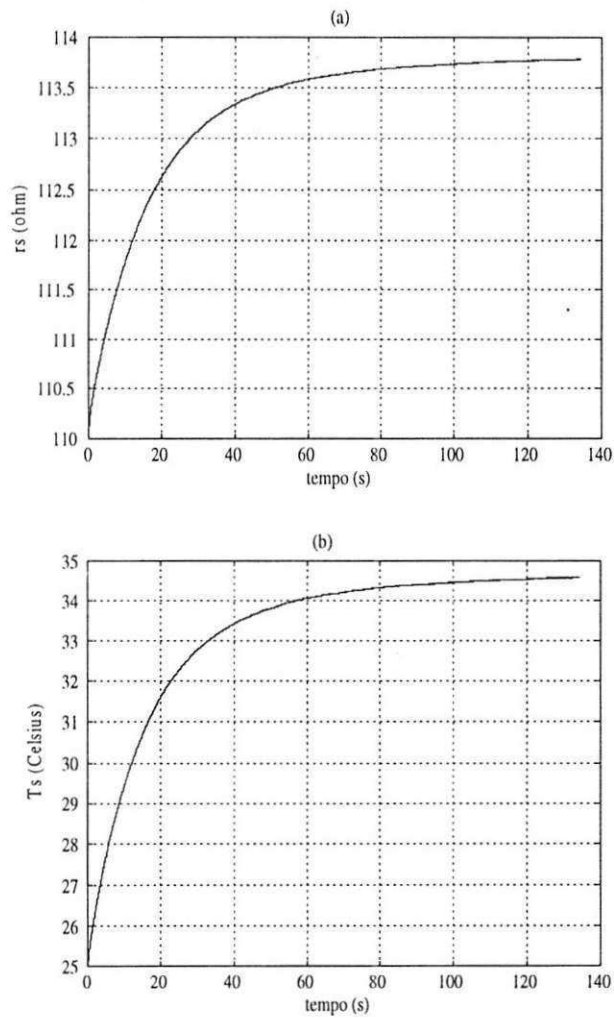


Figura 5.2: Resultados Experimentais para o Degrau de Potência Elétrica de 0,687 para 24,75 mW no Sensor Termo-Resistivo . (a) Variação da Resistência do Sensor. (b) Variação da Temperatura do Sensor.

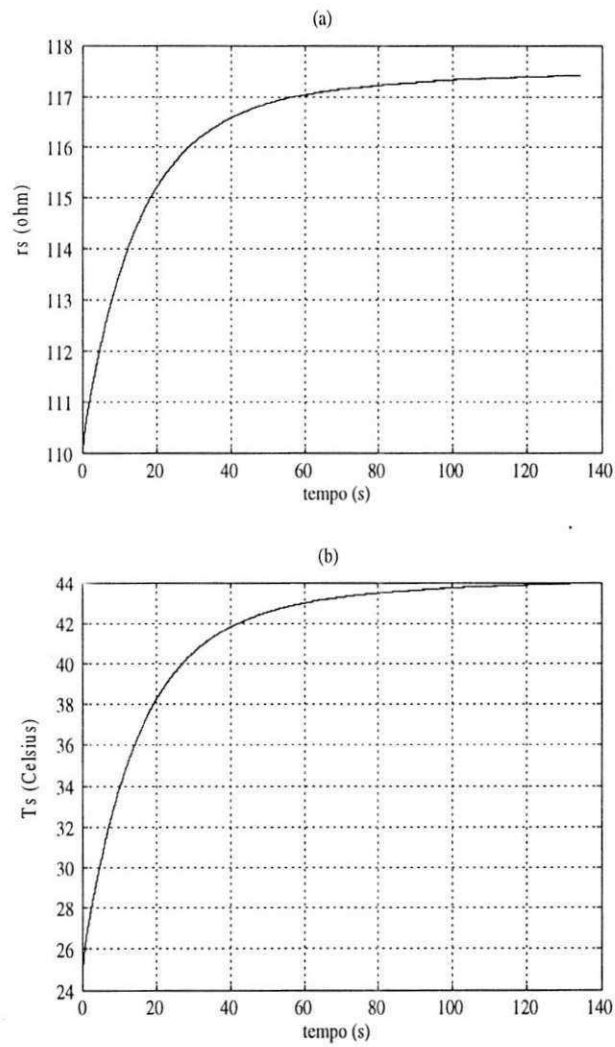


Figura 5.3: Resultados Experimentais para o Degrau de Potência Elétrica de 0,687 para 49,48 mW no Sensor Termo-Resistivo. (a) Variação da Resistência do Sensor. (b) Variação da Temperatura no Sensor.

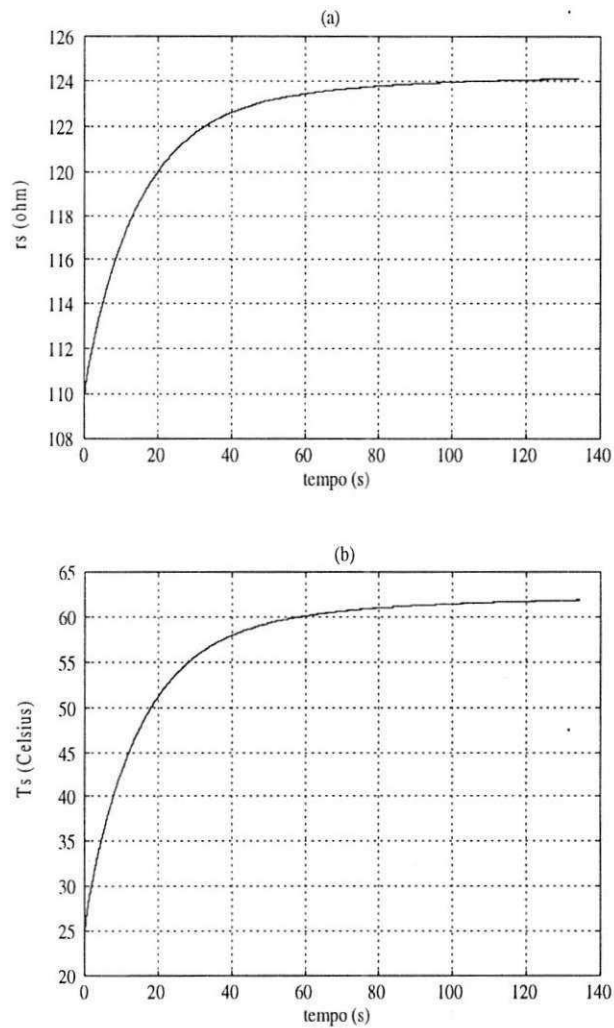


Figura 5.4: Resultados Experimentais para o Degrau de Potência Elétrica de 0,687 para 99 mW no Sensor Termo-Resistivo. (a) Variação da Resistência do Sensor. (b) Variação da Temperatura do Sensor.

	1ª ordem	2ª ordem	3ª ordem	4ª ordem
24,75 mW	$\tau = 17,9417$ $C_0 = 113,7395$ $C_1 = 3,4731$	$\tau_1 = 13,6042$ $\tau_2 = 39,2837$ $C_0 = 113,8123$ $C_1 = 2,7363$ $C_2 = 0,9165$	$\tau_1 = 13,9050$ $\tau_2 = 14,4816$ $\tau_3 = 38,9886$ $C_0 = 113,8119$ $C_1 = 4,3665$ $C_2 = -1,6443$ $C_3 = 0,9165$	$\tau_1 = 13,2937$ $\tau_2 = 13,8015$ $\tau_3 = 15,9513$ $\tau_4 = 29,7260$ $C_0 = 113,2937$ $C_1 = 2,6896$ $C_2 = 1,2954$ $C_3 = -1,9300$ $C_4 = 1,5904$
49,48 mW	$\tau = 17,3184$ $C_0 = 117,3269$ $C_1 = 6,8713$	$\tau_1 = 13,7825$ $\tau_2 = 44,4460$ $C_0 = 117,4832$ $C_1 = 5,8163$ $C_2 = 1,4192$	$\tau_1 = 12,1193$ $\tau_2 = 18,7429$ $\tau_3 = 65,8932$ $C_0 = 117,5295$ $C_1 = 3,4670$ $C_2 = 2,9748$ $C_3 = 0,8491$	$\tau_1 = 12,2154$ $\tau_2 = 16,8655$ $\tau_3 = 18,5092$ $\tau_4 = 70,3110$ $C_0 = 117,5384$ $C_1 = 3,8023$ $C_2 = -1,9466$ $C_3 = 4,6418$ $C_4 = 0,8030$
99 mW	$\tau = 16,7100$ $C_0 = 123,9311$ $C_1 = 13,3310$	$\tau_1 = 13,1726$ $\tau_2 = 42,0324$ $C_0 = 124,2166$ $C_1 = 11,1954$ $C_2 = 2,8167$	$\tau_1 = 11,4871$ $\tau_2 = 18,3422$ $\tau_3 = 59,8428$ $C_0 = 124,2836$ $C_1 = 6,7926$ $C_2 = 5,6626$ $C_3 = 1,6428$	$\tau_1 = 11,0648$ $\tau_2 = 14,0216$ $\tau_3 = 21,9736$ $\tau_4 = 88,7139$ $C_0 = 124,3907$ $C_1 = 4,6275$ $C_2 = 4,4417$ $C_3 = 3,9077$ $C_4 = 1,2316$

Tabela 5.2: Resultados das Estimações das Constantes de Tempo e Coeficientes da Equação 4.16, Considerando os Dados dos Testes com Degraus de Potência Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.

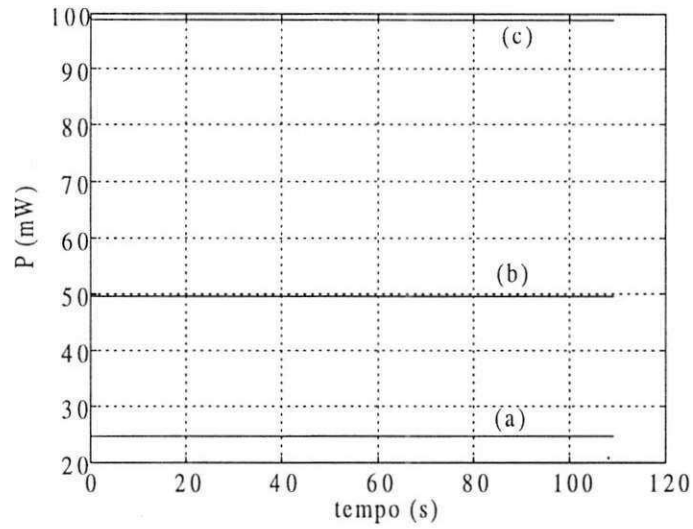


Figura 5.5: Resultados Experimentais da Potência Elétrica no Sensor para Corrente Inicial de (a) 15 mA (b) 21,21 mA e (b) 30 mA.

	1ª ordem	2ª ordem	3ª ordem	4ª ordem
24,75 mW	$\sigma^2 = 1,9364$	$\sigma^2 = 0,25762$	$\sigma^2 = 0,25824$	$\sigma^2 = 0,31665$
49,48 mW	$\sigma^2 = 3,7055$	$\sigma^2 = 0,48808$	$\sigma^2 = 0,46222$	$\sigma^2 = 0,46112$
99 mW	$\sigma^2 = 7,4362$	$\sigma^2 = 0,99690$	$\sigma^2 = 0,88006$	$\sigma^2 = 0,94481$

Tabela 5.3: Variâncias Encontradas para as Estimações da Constantes de Tempo Intrínsecas do Sensor Termo-Resistivo Determinadas com Degrau de Potência Elétrica.

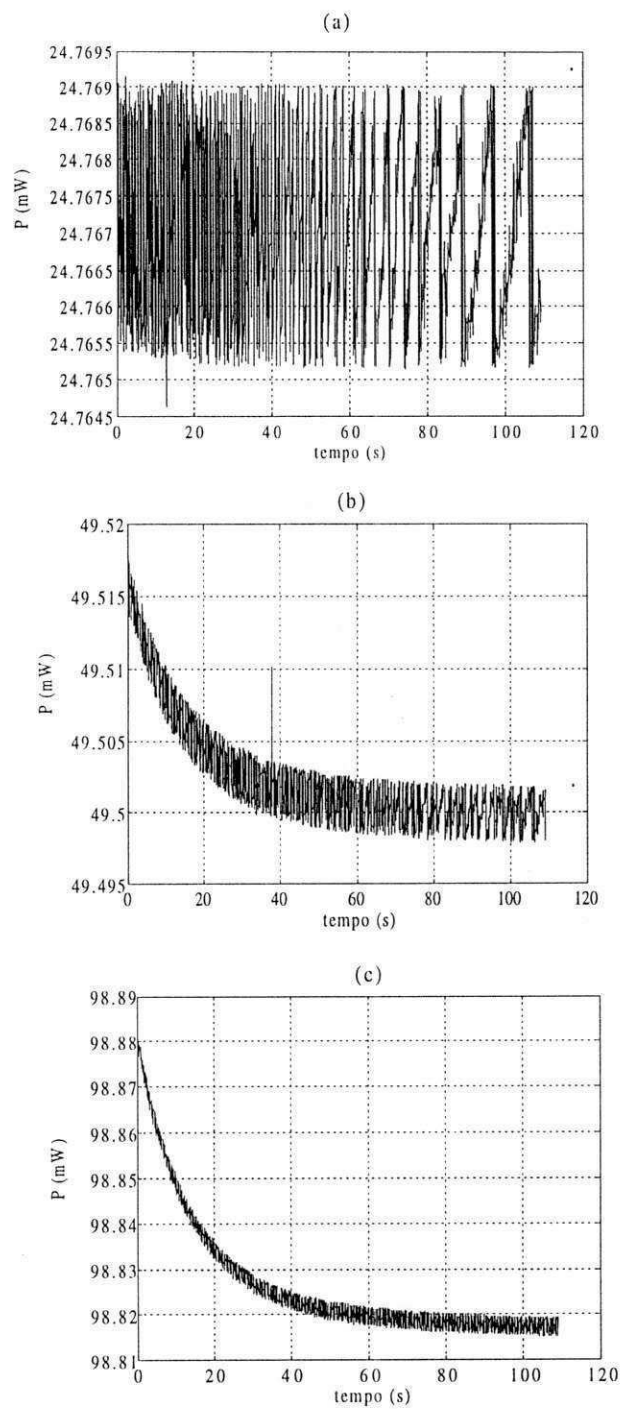


Figura 5.6: Ampliação de Escala dos Resultados Experimentais da Potência Elétrica no Sensor para Corrente Inicial de (a) 15 mA, (b) 21,21 mA e (b) 30 mA.

e a real é maior que a unidade. Para as estimações a partir da 3ª ordem, os resultados de variância não são melhores em consideração aos de 2ª. Logo, os melhores resultados são os de 2ª ordem, além do que a segunda constante de tempo para esta estimação é distante da constante mais rápida, porém não pode ser desprezada.

Considerando os resultados de 2ª ordem, observa-se que as constantes de tempo mais rápidas para cada teste de degrau de potência não são iguais. Além do que, para a maior variação de potência, a constante de tempo encontrada foi menor do que para a menor variação de potência. Qual seria o motivo?

Sabe-se que em regime permanente, a equação de equilíbrio para um sensor termorresistivo, excitado com degrau de potência elétrica é dado por:

$$P_e = UA(T_s - T_a).$$

A partir dessa equação observa-se que para a condutância térmica, UA , manter-se constante, a potência elétrica no sensor e sua variação de temperatura devem estar sempre na mesma proporção, independente da potência aplicada ao sensor. Para os testes realizados, a potência foi mantida constante. Então, com a informação da potência e da variação da temperatura do sensor, foram calculados os valores de UA que são apresentados na Tabela 5.4.

	UA ($mW/^\circ C$)
24,75 mW	2,6058996
49,48 mW	2,6282828
99,00 mW	2,6994566

Tabela 5.4: Valores da Condutância Térmica para os Testes com Degraus de Potência Elétrica.

Como pode ser observado, a condutância térmica não foi a mesma para os diversos testes, e conseqüentemente a constante de tempo intrínseca do sensor encontrada para estes testes, também não. Isto foi mostrado na Tabela 5.2. Como τ é dado por:

$$\tau = \frac{mc}{UA},$$

então explica-se o motivo da constante de tempo para o teste com degrau de potência de $0,687 \text{ mW}$ para $99,00 \text{ mW}$ ter sido menor que a de $0,687 \text{ mW}$ para $24,75 \text{ mW}$, pois, τ tem proporção inversa com UA , que foi maior para o menor degrau.

Na literatura, encontra-se tabelas que mostram a variação da condutividade térmica de materiais cerâmicos e da platina com a variação da temperatura [32]. Mais investigações devem ser feitas, para que se possa entender esta diferença nas constantes de tempo encontradas nestes testes.

Seria necessário também, que o sensor estivesse no vácuo, para que a questão da transferência de energia por convecção forçada não fosse preocupante. Para isso, poderia-se utilizar uma câmara isobárica, ou ainda implementar uma maneira de retirar o ar da semi-esfera de vidro que envolve o sensor.

5.2 Testes com Degraus de Correntes Elétricas

Foram realizados testes com degraus de corrente elétrica, utilizando-se o mesmo circuito da Figura 4.4. Entretanto, o programa para aplicação do degrau de corrente não altera o valor da largura de pulso do sinal da corrente elétrica através do sensor. O bloco de realimentação, **cálculo do ajuste**, da Figura 4.2 não foi necessário nos testes com degraus de corrente elétrica. Os degraus implementados foram de $2,5 \text{ mA}$ para $15; 21, 21, 30 \text{ mA}$ e os resultados da variação da resistência, temperatura e potência no sensor são apresentados nas Figuras 5.7, 5.8 e 5.9.

A aquisição e transferência dos dados da variação da tensão no sensor, para os testes de degrau de corrente, foi realizada da mesma maneira utilizada nos testes com degrau de potência elétrica.

Para os testes com degraus de corrente elétrica, foram determinadas as constantes de tempo aparentes com estimação de 1^{a} e 2^{a} ordem e suas variâncias. Estes resultados são apresentados na Tabela 5.5. São apresentados também os resultados para os coeficientes C_j da equação 4.16.

Como pode ser observado, para os testes com degraus de corrente elétrica, as constantes de tempo aparente são maiores que as encontradas para os testes com degrau de potência. Isto porque além da variação da condutância térmica, também ocorre a

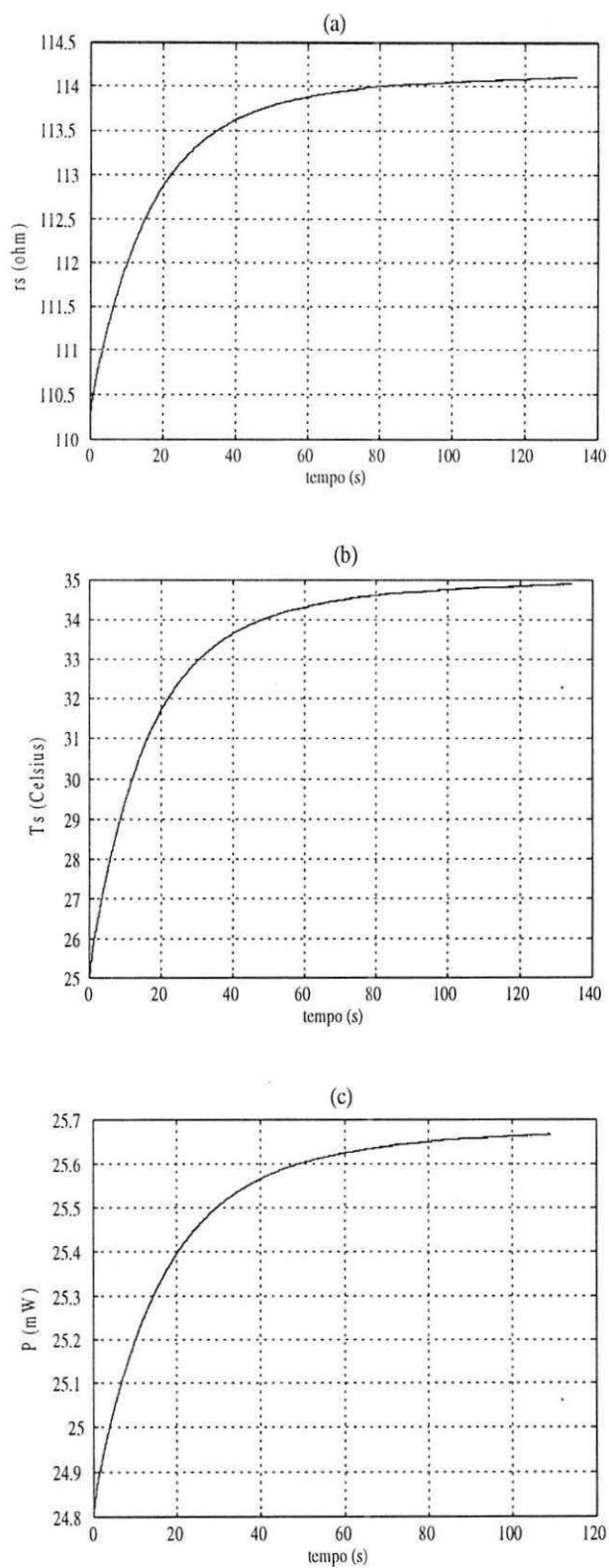


Figura 5.7: Variação da (a) Resistência, (b) Temperatura e (c) Potência Elétrica do Sensor Termo-Resistivo para Degrau de Corrente Elétrica de 2,5 para 15 mA.

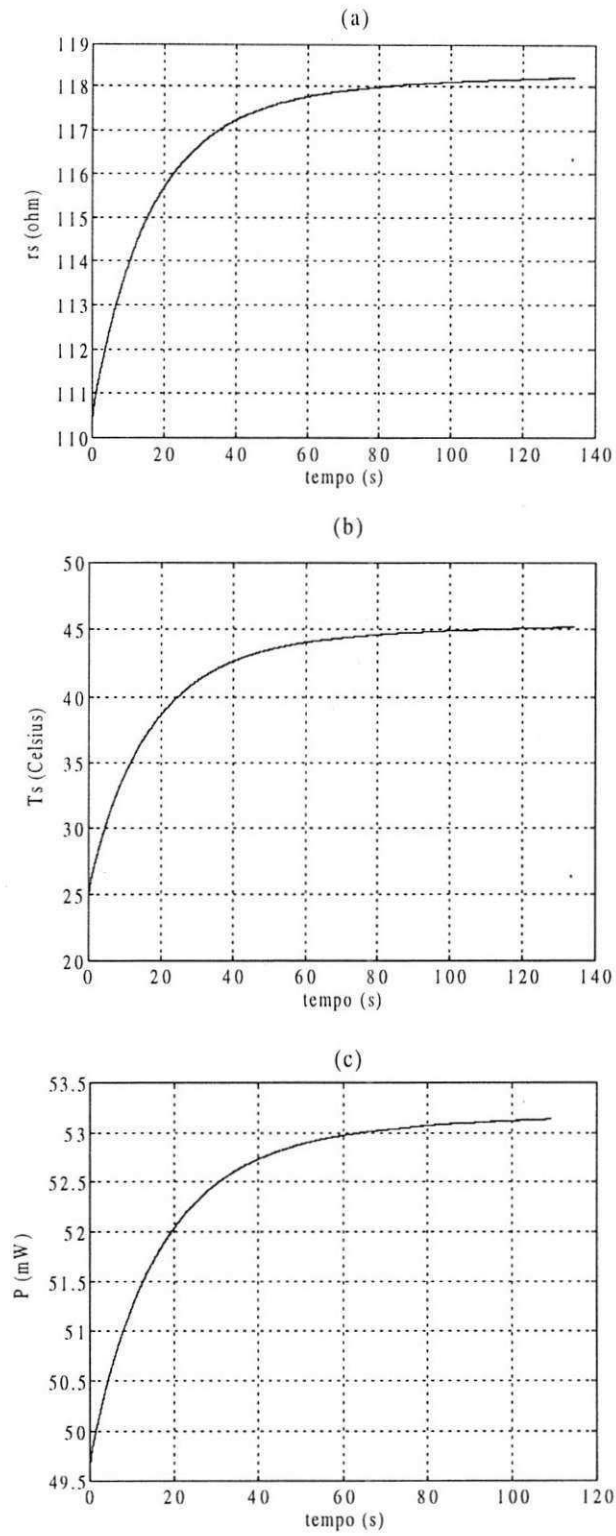


Figura 5.8: Variação da (a) Resistência, (b) Temperatura e (c) Potência Elétrica do Sensor Termo-Resistivo para Degrau de Corrente Elétrica de 2,5 para 21,21 mA.

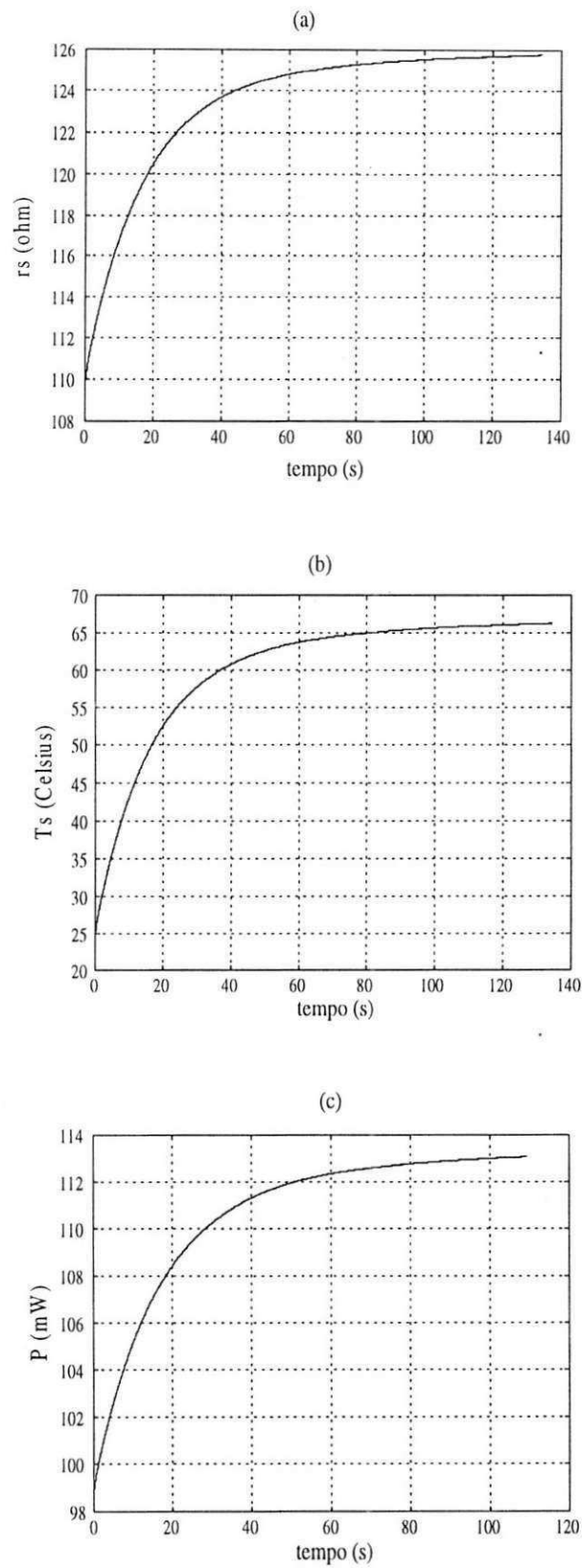


Figura 5.9: Variação da (a) Resistência, (b) Temperatura e (c) Potência Elétrica do Sensor Termo-Resistivo para Degrau de Corrente Elétrica de 2,5 para 30 mA.

	1ª ordem	2ª ordem
$I_{cf} = 30mA$	$M = 18,8123$ $C_0 = 125,5481$ $C_1 = 15,0500$ $\sigma^2 = 7,7613$	$M_1 = 15,0425$ $M_2 = 49,1979$ $C_0 = 125,9430$ $C_1 = 12,6865$ $C_2 = 3,1553$ $\sigma^2 = 0,93779$
$I_{cf} = 21,21 mA$	$M = 18,4373$ $C_0 = 118,1151$ $C_1 = 7,3673$ $\sigma^2 = 3,8101$	$M_1 = 14,5686$ $M_2 = 44,8561$ $C_0 = 118,3047$ $C_1 = 6,0953$ $C_2 = 1,6436$ $\sigma^2 = 0,48162$
$I_{cf} = 15m A$	$M = 18,4982$ $C_0 = 114,0566$ $C_1 = 3,6044$ $\sigma^2 = 1,8827$	$M_1 = 14,4054$ $M_2 = 42,4747$ $C_0 = 114,1365$ $C_1 = 2,9154$ $C_2 = 0,8694$ $\sigma^2 = 0,2625$

Tabela 5.5: Resultados das Estimações das Constantes de Tempo e Coeficientes da Equação 4.16, Considerando os Dados dos Testes com Degraus de Corrente Elétrica no Sensor Termo-Resistivo.

variação da potência elétrica no sensor, pois esta constante de tempo dependente da potência, como pode ser observada na Equação 3.15.

Utilizando as equações que foram mostradas no Capítulo 3, que relacionam as constantes de tempo aparente e intrínseca, pode-se determinar a constante intrínseca do sensor. São elas:

$$\tau = M(I_{f_1}) \frac{n(I_{f_1}^2 - I_{f_2}^2)}{nI_{f_1}^2 - I_{f_2}^2}, \quad n = \frac{M(I_{f_1})}{M(I_{f_2})}. \quad (5.2)$$

Sabe-se que as constante $M(I_{f_1})$ e $M(I_{f_2})$ devem ser resultados de testes com corrente final muito diferentes, para que o resultado da constante intrínseca do sensor seja confiável. Logo, realizou-se um teste de descida de 30 mA para 2,5 mA e determinou-se a constante de tempo aparente do sensor para este teste, com estimação de 2ª ordem. Foi considerado apenas a constante mais rápida que foi $M_1(2,5 \text{ mA}) = 14,3213 \text{ s}$.

Utilizando o resultado de $M_1(2,5 \text{ mA})$ encontrado para o teste de descida de corrente, e a constante M_1 da estimação de 2ª ordem para o degrau de corrente de 2,5 mA para 30 mA, apresentado na Tabela 5.5, obteve-se a constante de tempo intrínseca do sensor como sendo 13,6301 s, através das equações 5.2. Este resultado é próximo aos encontrados para os testes com degrau de potência elétrica apresentados na Tabela 5.2.

5.3 Conclusões

De acordo com o desenvolvimento apresentado no Capítulo 4, foram realizados vários testes com degraus de potências elétricas. Para estes testes, foram encontrados os resultados apresentados na Tabela 5.2 e nas Figuras 5.2, 5.3, 5.4 e 5.5. Como pode ser observado, a potência elétrica sobre o sensor foi mantida constante e os resultados das constantes de tempo não foram iguais. Isto talvez porque a condutância térmica não foi mantida constante. Também, observou-se que as melhores estimações para determinação das constantes de tempo foram as de 2ª ordem, o que sugere que o sensor tenha resposta dinâmica de 2ª ordem. Porém mais estudos devem ser realizados para obter-se conclusões mais precisas.

Foram realizados também testes com degraus de corrente elétrica. Com os resultados encontrados e utilizando-se a formulação matemática existente [9], determinou-se a constante de tempo intrínseca do sensor, que foi próxima das constantes encontradas para os testes com degrau de potência elétrica.

Capítulo 6

Conclusões

Os sensores termo-resistivos podem ser utilizados em instrumentos de medição de radiação solar, velocidade de fluidos e potência de microondas, ou de qualquer grandeza que seja capaz de variar a temperatura e conseqüentemente a resistência elétrica do sensor. Eles podem ser do tipo metálico, como o sensor termo-resistivo de platina que é um PTC, ou ainda de material semiconductor, como o termistor. Dependendo do material que são fabricados, eles podem ser escolhidos para aplicações diferentes, como por exemplo, o metálico de platina é utilizado em radiômetros (medidores de radiação solar), ou em anemômetros (medidores de velocidade de fluidos), no caso do sensor na forma de fio. Os sensores utilizados neste trabalho são metálicos de platina, com resistência inicial de 110Ω na temperatura de $25^\circ C$.

Para que estes sensores sejam utilizados com segurança é necessário que os mesmos sejam caracterizados, ou seja, seus parâmetros devem ser determinados. A caracterização destes sensores pode ser estática ou dinâmica. Para realizar a caracterização dinâmica dos sensores termo-resistivos por meios elétricos, submete-se este sensor a um degrau de excitação que lhe proporcione energia térmica. Monitorando-se a variação de sua resistência elétrica, provocada pela elevação de sua temperatura, pode-se determinar a constante de tempo do sensor, a partir dos dados de sua variação de resistência. Este degrau pode ser realizado através de degrau de corrente elétrica, radiação ou potência elétrica.

Como foi mostrado no Capítulo 3, os testes realizados com degraus de corrente

elétrica e radiação apresentam uma parcela de erro. Este erro é devido à variação da potência dissipada por efeito Joule no sensor, resultante da passagem da corrente elétrica por ele, e da variação de sua resistência. Para estes testes foi determinada uma constante de tempo chamada de constante de tempo aparente, M , e com duas constantes aparentes determinadas para dois testes de degraus de corrente com valores finais diferentes, determina-se a constante de tempo intrínseca, τ . Aplicando-se ao sensor um degrau de potência elétrica, a parcela de erro devido à variação do aquecimento Joule não existe. Logo, pode-se determinar a partir desse teste a constante de tempo intrínseca do sensor.

O degrau de potência elétrica foi realizado ajustando-se a corrente elétrica eficaz do sensor, de acordo com a variação de sua resistência, a fim de manter constante o produto $R_s(t)I_{ef}^2$. A aplicação do degrau de potência foi implementada utilizando o sistema e o circuito apresentados nas Figuras 4.2 e 4.4. Para realizar o ajuste da corrente e a aquisição de dados foi utilizado um microcontrolador MC68HC11 da Motorola. Finalmente a determinação da constante de tempo do sensor a partir dos dados adquiridos foi feita por um programa no MATLAB, que estima os parâmetros da curva que mais se aproxima da obtida experimentalmente.

Realizou-se então, testes com aplicação de degraus de potência elétrica diferentes no sensor, e os resultados encontrados não foram iguais. Observou-se também que, para o maior degrau de potência, a constante de tempo encontrada foi menor que aquela encontrada para o teste de menor degrau. Calculou-se a condutância térmica para o regime permanente em todos os testes, e observou-se que esta não foi mantida constante. Na literatura [32], encontrou-se informações sobre a variação da condutância térmica dos materiais em função da temperatura. Pode-se concluir então, que aplicando um degrau de potência elétrica no sensor, determina-se sua constante de tempo intrínseca desde que sua condutância térmica não varie.

Observou-se também que, os melhores resultados de estimação dos parâmetros para as curvas obtidas experimentalmente, foram conseguidos em estimações de 2ª ordem. Isto sugere uma nova abordagem nos estudos do comportamento do sensor.

Foram feitos também testes com degraus de corrente elétrica, utilizando-se o mesmo circuito dos testes com degrau de potência. Com duas constantes de tempo aparentes

determinou-se a possível constante de tempo intrínseca do sensor, e o resultado foi próximo aos encontrados para degraus de potência elétrica. Entretanto, nada pode ser concluído à respeito do valor verdadeiro da constante de tempo intrínseca do sensor.

Com os resultados obtidos, muitas dúvidas e conclusões à respeito do comportamento dinâmico do sensor mostraram que a teoria formulada não está completa. Logo, estudos mais aprofundados devem ser realizados a fim de reformular a teoria atual, de modo a incluir os resultados obtidos.

Apêndice A

Microcontrolador MC68HC11A8 da Motorola

Na implementação dos testes com degrau de potência elétrica no sensor termorresistivo desenvolvidos neste trabalho foi utilizado o microcontrolador MC68HC11A8, da família MC68HC11 da Motorola [27]. Ele apresenta, além de outras, as seguintes características:

- memória interna: 8 k bytes de ROM, 256 bytes de RAM e 512 bytes de EEPROM;
- temporizador de 16 bits, com 5 saídas de funções de comparação e 3 entradas de funções de captura;
- um subsistema de acumulador de pulsos de 8 bits;
- interfaces de comunicação paralela e serial;
- conversor A/D de 8 bits com 8 canais de entrada;
- conjunto de instruções maior que a das CPU's M6800/MC6801.

A.1 Informações Gerais

O microcontrolador MC68HC11 pode ser utilizado nos seguintes modos de operações: *Single Chip*, multiplexado expandido, *special test* ou *special bootstrap*. No modo multiplexado expandido, ele é colocado em uma placa de desenvolvimento (EVB - *Evaluation Board*), que, além do microcontrolador, possui circuito para recuperação das portas do microcontrolador (PRU - *Port Replacement Unit*), adaptador para interface de comunicação assíncrona (ACIA), portas de entrada/saída compatíveis com os terminais do computador (RS232C). A placa EVB também apresenta capacidade de carregar arquivos do computador, arquitetura de depuração e montador de linguagem de máquina [33].

Para demonstrar a capacidade do microcontrolador, a placa EVB utiliza um programa monitor/depurador, chamado BUFFALO (*Bit User Fast Friendly Aid to Logic Operation*). Este programa é gravado na memória EPROM externa ao microcontrolador. O programa monitor BUFFALO é usado para depurar o código previamente montado, escrito em linguagem *Assembly*. O código do programa é armazenado em memória RAM da placa EVB.

O microcontrolador pode endereçar 64 kbytes de memória, dependendo do modo de operação. Os mapas de memórias do microcontrolador, para cada modo de operação, são apresentados na Figura A.1.

A unidade central de processamento (CPU) do microcontrolador apresenta 7 registradores de uso geral disponíveis para o programador utilizá-los que são inerentes a própria CPU. Estes registradores são apresentados na Figura A.2

Os acumuladores A e B são de 8 bit e são utilizados para guardar operandos e resultados de cálculos aritméticos, ou dados de manipulações. Eles podem ser concatenados em um único registrador que é o D. Os registradores IX e IY são registradores de 16 bits, e são utilizados no modo de endereçamento indexado. Existem ainda 49 registradores que são utilizados no controle de operações do microcontrolador, eles são inerentes à memória da CPU.

O apontador de pilha (SP) é um registrador de 16 bits que contém o endereço da próxima posição livre na pilha. Esta pilha configurada como uma seqüência de

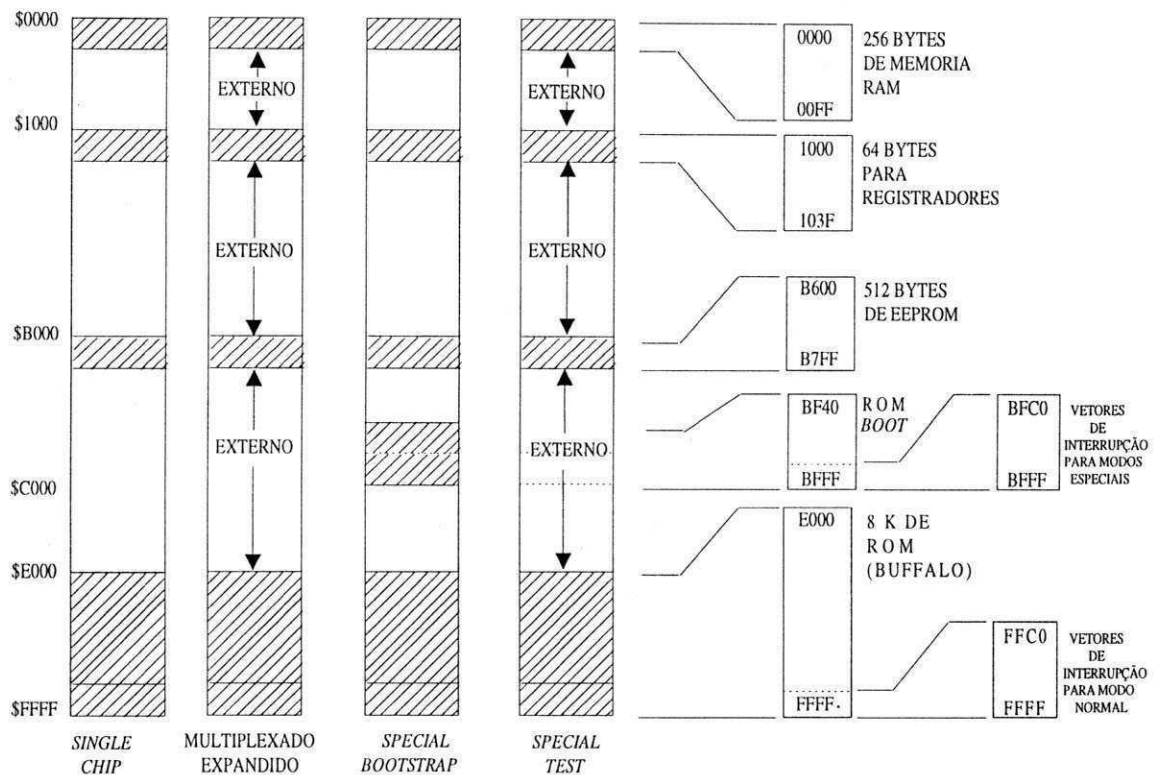


Figura A.1: Mapas de Memórias do Microcontrolador.

registradores de leitura e escrita LIFO (*Last In First Out* - última que entra primeira que sai), que permite que dados importantes sejam guardados durante as chamadas de interrupções ou sub-rotinas. Cada vez que é colocado um byte na pilha (comando PUSH), o SP é decrementado quando é retirado (comando PULL), o SP é incrementado. O contador de programa (PC) é um registrador de 16 bits e contém o endereço da próxima instrução a ser executada.

Existe também um outro registrador muito importante que é o Registrador de Código e Condição (CCR - *Condition Code Register*), que é um registrador de 8 bits onde cada bit significa o resultado de uma instrução executada. Estes bits podem ser testados individualmente por um programa, e uma ação especificada pode ser feita de acordo com o resultado do teste. Cada bit do CCR, que é mostrado na Figura A.3 são explicados a seguir.

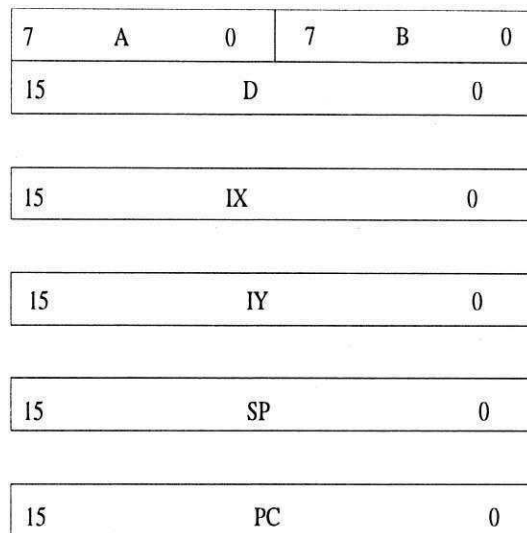


Figura A.2: Registradores do Microcontrolador.

- **C - carry/borrow.** Este bit é '1' caso a última operação aritmética executada tenha gerado uma saída de carry ou borrow na unidade lógica e aritmética (ALU). Ele também pode ser escrito durante instruções de rotação e deslocamento;
- **V - overflow.** É '1' quando uma operação aritmética resulta em estouro ("overflow"), caso contrário é apagado;
- **Z - zero.** É '1' se o resultado da última operação aritmética, lógica ou manipulação de dados foi zero, caso contrário é apagado;
- **N - negativo.** É "1" se o resultado da última operação aritmética, lógica ou manipulação de dados foi negativo, ou seja, se o bit mais significativo do resultado for "1". Caso contrário é apagado;
- **I - máscara de interrupção I.** Vai para '1' ou por hardware ou instrução para desabilitar todas as fontes de interrupções mascaradas.
- **H - meio carry.** Vai para '1' quando ocorre um carry entre os bits 3 e 4 durante uma instrução de soma e caso contrário é apagado.

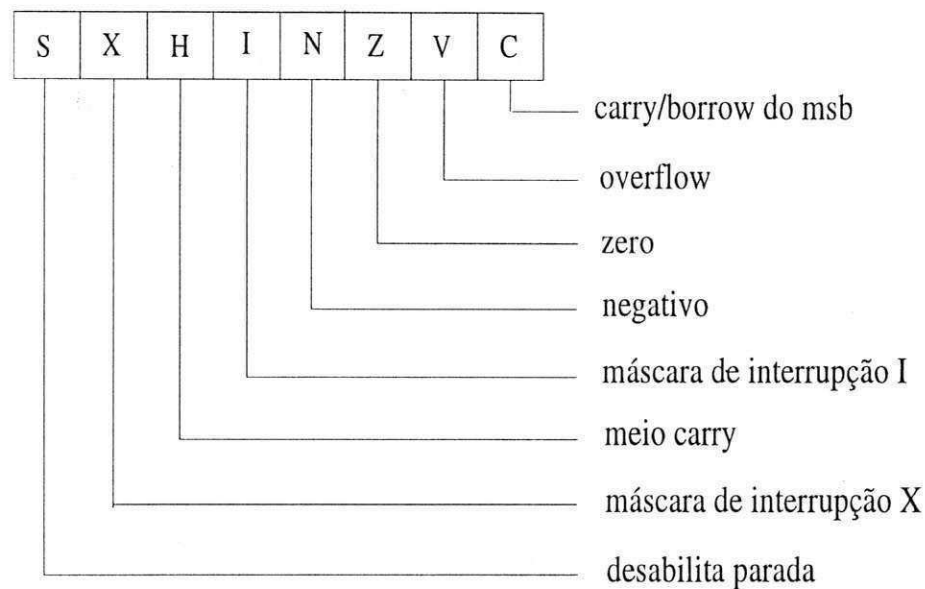


Figura A.3: Registrador de Código e Condição (CCR).

- **X - máscara de interrupção X.** Vai para '1' somente por hardware e é apagado somente pelas instruções TAP ou RTI.
- **S - desabilita parada.** É '1' para desabilitar a instrução STOP e é apagado para habilitá-la. Ele é um bit de controle de programa.

O microcontrolador MC68HC11 apresenta seis modos de endereçamento que podem ser usados para fazer referência a memória, que são os endereçamentos imediato, direto, estendido, indexado, inerente e relativo.

A.2 Temporizador

O temporizador do microcontrolador MC68HC11 tem um contador autônomo (*free running*) de 16 bits. Suas funções de entrada, chamadas de entradas de captura (*input captures*) gravam a contagem do contador autônomo em seus respectivos registradores, em resposta a detecção de mudança em um pino de entrada. As funções de saída, chamadas de saídas de comparação (*output compares*), escrevem '1' ou '0' nos pinos de

saída, quando o registrador de saída de comparação for igual ao contador autônomo. Este temporizador apresenta 3 registradores de entrada de captura e 5 de saída de comparação.

A.2.1 Contador Autônomo

O contador autônomo é o elemento chave do sistema de temporização. Depois do reset, o microcontrolador é configurado para usar o relógio como entrada para o contador. Um programa de inicialização opcional pode reconfigurar o sistema para usar um dos três valores de pré-escala, que são o relógio dividido por 4, 8 ou 16. Os bits de controle da pré-escala podem ser escritos somente uma vez durante os primeiros 64 ciclos depois do reset. A leitura pode ser feita em qualquer tempo sem afetar seu valor.

Quando o contador muda de $\#\$FFFF$ para $\#\$0000$, o bit de estouro (TOF) do registrador de bandeiras de interrupções do temporizador (TFLG2) vai para '1'. Uma interrupção pode ser habilitada para ser executada quando isso acontece. Para tanto basta escrever 1 no bit de habilitação de interrupção (TOI) no registrador de máscaras de interrupção (TMSK2), (ver Figuras A.11 e A.10).

A.2.2 Entradas de Captura

Os registradores de entradas de captura (TIC) são de 16 bits e somente de leitura. Não são afetados pelo sinal de *reset* e são usados para guardar o valor do contador autônomo, quando uma transição é detectada na entrada de captura correspondente. A transição que sincroniza a transferência do valor do contador para o registrador de entrada de captura, é definida pelos bits (EDGxB, EDGxA) correspondentes da entrada no registrador TCTL2.

Quando ocorre sucesso em alguma entrada de captura, ou seja, quando alguma entrada captura o valor do contador autônomo, um bit bandeira IFxF do registrador de bandeiras de interrupção (TFLG1) vai para '1'. Quando isto acontece, uma interrupção pode ser requisitada, se o bit correspondente ICxI do registrador de máscara de interrupção (TMSK1) também for '1' (ver Figuras A.8 e A.9).

A.2.3 Saídas de Comparação

Todas os registradores de saída de comparação (TOC) são de 16 bits. Eles são de escrita e leitura que são inicializados por $\#\$FFFF$ quando é dado o *reset*. Cada TOC tem um comparador dedicado para realizar sempre a comparação com o contador autônomo. Se a igualdade entre o TOC e o contador for encontrada, a bandeira de comparação de saída OCxF do registrador TFLG1 vai para '1' e uma ação especificada em um outro registrador, o TCTL1, é realizada. Também uma interrupção pode ser realizada com sucesso de alguma saída de comparação, se um bit correspondente de habilitação a interrupção do registrador TMSK1 for para '1'.

A saída de comparação TOC1 pode escrever '0' ou '1' automaticamente em qualquer um dos 5 pinos de saídas da porta A, de acordo com o resultado do sucesso da comparação entre o registrador de comparação e o contador autônomo. Esta função pode ser realizada utilizando-se os registradores de máscara da saída de comparação (OC1M) e dado da saída de comparação (OC1D). O OC1M é usado para indicar que porta de saída será afetada com o sucesso de TOC1. O OC1D especifica o dado que será colocado na porta indicada. Esta função permite controlar múltiplas saídas automaticamente com uma simples saída de comparação (ver Figuras A.4 e A.5).

A.2.4 Registrador de Máscara de Saída de Comparação-OC1M

O registrador OC1M é utilizado, em conjunto com a saída de comparação OC1, para especificar os bits da porta A que serão escritos quando o registrador TOC1 for igual ao contador autônomo. Seus bits correspondem bit a bit as linhas da porta A, que são escolhidas quando no bit correspondente é colocado '1'. Ele é mostrado na Figura A.4.

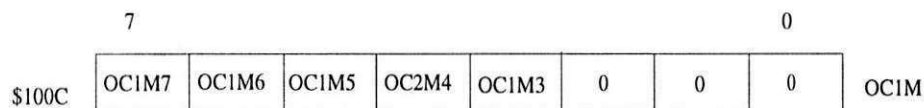


Figura A.4: Registrador OC1M.

A.2.5 Registrador de Dados de Saída de Comparação-OC1D

Da mesma forma do OC1M, o registrador OC1D é utilizado em conjunto com a saída de comparação OC1 para especificar o dado a ser armazenado na porta A com o seu sucesso. Seus bits correspondem bit a bit as linhas da porta A. Quando ocorre o sucesso de OC1, para cada bit escolhido em OC1M, o dado correspondente armazenado em OC1D é passado para a linha da porta escolhida. Ele é mostrado na Figura A.5

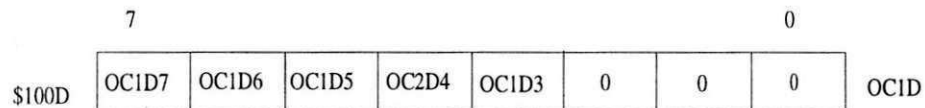


Figura A.5: Registrador OC1D.

A.2.6 Registrador de Controle do Temporizador 1-TCTL1

Os pares de bits OMx e OLx do registrados TCTL1, mostrado na Figura A.6, são usados para especificar a ação a ser realizada com o sucesso da comparação de OCx.

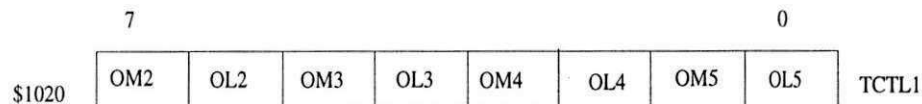


Figura A.6: Registrador TCTL1

OMx	OLx	Ação a ser realizada
0	0	pino desconectado.entry
0	1	linha de saída OCx sempre mudando ("toggle").entry
1	0	Leva a linha de saída OCx para zero.entry
1	1	Leva a linha de saída OCx para um.

A.2.7 Registrador de Controle do Temporizador 2-TCTL2

Os pares de bits EDGxB e EDGxA do registrados TCTL2, mostrado na Figura A.7, são usados para configurar a lógica de sentido da entrada de captura x.

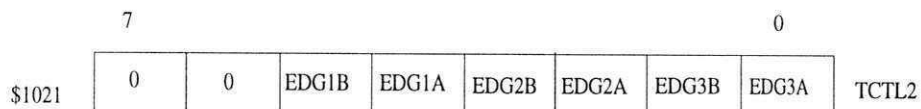


Figura A.7: Registrador TCTL2

EDGxB	EDGxA	Configuração
0	0	captura desabilitada.
0	1	captura somente na subida.
1	0	captura somente na descida.
1	1	captura tanto na subida quanto na descida.

A.2.8 Registrador de Bandeiras de Interrupção do Temporizador 1-TFLG1

O registrador TFLG1 é utilizado para indicar a ocorrência de um evento do sistema de temporização. Ele, junto com o registrador TMSK1 permite que o temporizador opere com interrupção. Para cada bit do TFLG1, existe um correspondente no TMSK1 na mesma posição. Se é escrito '1' em um bit de máscara do TMSK1, cada vez que o bit correspondente do registrador de bandeiras TFLG1, for também '1' uma interrupção IRQ é requisitada. A escrita de '1' nos bits do TFLG1 limpa as bandeiras correspondentes. O registrador TFLG1 é mostrado na Figura A.8.

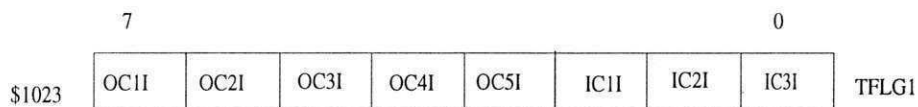


Figura A.8: Registrador TFLG1.

Os bits OCxF vão pra '1' cada vez que o registrador OCx se iguala ao contador autônomo, e os ICxF quando a mudança selecionada é detectada nas linhas de entrada ICx.

A.2.9 Registrador de Máscaras de Interrupção do Temporizador 1-TMSK1

O registrador TMSK1, apresenta uma máscara de interrupção IRQ a ser requerida de acordo com o registrador TFLG1. Se os bits OCxI são '1', então quando os bits correspondentes OCxF do TFLG1 forem para '1', uma interrupção é requisitada. O mesmo ocorrendo caso os bits ICxI são '1' quando os bits ICxF do TFLG1 forem para '1'. Ver Figura A.9.

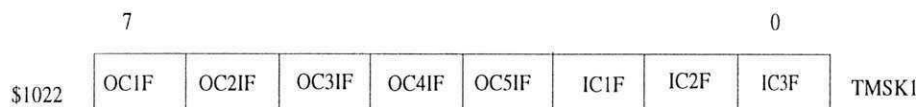


Figura A.9: Registrador TMSK1.

A.2.10 Registrador de Máscaras de Interrupção do Temporizador 2-TMSK2

O registrador TMSK2 é utilizado para controlar a ocorrência ou não de interrupções de acordo com os bits de bandeira do registrador TFLG2. Também são acrescentados dois bits para pré-escala do temporizador. Para os 4 bits mais significativos existe um bit correspondente no TFLG1 na mesma posição. Ele é apresentado na Figura A.10.

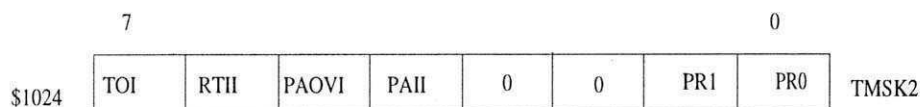


Figura A.10: Registrador TMSK1

TOI = 1 - habilita interrupção a cada estouro do contador ($\#\$FFFF$ para $\#\$0000$); quando TOF = 1 a interrupção é requisitada;

RTII = 1 - habilita interrupção em tempo real (RTI); quando RTIF = 1 a interrupção é requisitada;

PAOVI = 1 - habilita interrupção a cada estouro do acumulador de pulso PACTL; quando PAOVF = 1 a interrupção é requisitada;

PAIF = 1 - habilita interrupção de entrada do acumulador de pulso; quando PAIF = 1 a interrupção é requisitada;

PR1 e PR0 selecionam a pré-escala do temporizador. São de leitura, mas podem ser de escrita na inicialização até 64 ciclos depois do reset. Caso o microcontrolador esteja no modo "bootstrap" estes bits podem ser de escrita em qualquer tempo. Estes bits selecionam a pré-escala de acordo com a tabela abaixo.

PR1	PR0	Fator de divisão
0	0	1
0	1	4
1	0	8
1	1	16

A.2.11 Registrador de Bandeiras de Interrupção do Temporizador 2-TFLG2

O registrador TFGL1, mostrado na Figura A.11 é utilizado para indicar a ocorrência de eventos no sistema de temporização, e junto com o TMSK2, permite o sub-sistema de temporização operar em sistema de interrupção.

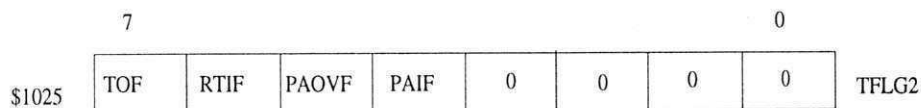


Figura A.11: Registrador TFGL2.

A.2.12 Registrador de Controle do Acumulador de Pulsos-PACTL

O acumulador de pulsos é um contador de 8 bits de escrita e leitura, que opera em dois modos que são: a contagem de eventos externos e dos pulsos vindos diretamente do relógio do microcontrolador. O pino 7 da porta A funciona como entrada para o

acumulador de pulsos no modo de eventos externos, mas ele também funciona como saída.

Os quatro primeiros bits do registrador de controle do acumulador de pulsos, mostrado na Figura A.12, são utilizados para controlar o acumulador e os outros dois para selecionar a taxa para o sistema de interrupção em tempo real.

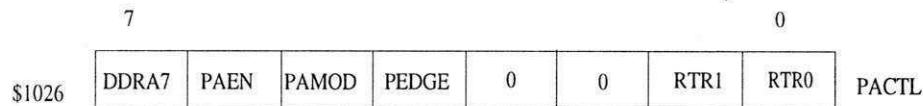


Figura A.12: Registrador PACTL.

DDRA7 - dados direcionados para o bit 7 da porta A. 0 = somente entrada; 1 = saída;

PAEN - habilita o acumulador de pulsos. 0 = acumulador desligado; 1 = acumulador ligado;

PAMOD - modo do acumulador de pulsos. 0 = contagem de eventos externos; 1 = contagem do relógio do microcontrolador

PEDGE - controle de subida ou descida do acumulador de pulso.

Este bit tem diferentes significados dependendo dos bits PAMOD.

PAMOD	PEDGE	Ação no Clock
0	0	descida no acumulador de pulso incrementa o contador.
0	1	subida no acumulador de pulso incrementa o contador.
1	0	um '0' em PA7 inibe a contagem.
1	1	um '1' em PA7 inibe a contagem.

RTR1 e RTR0 - selecionam a taxa de interrupção RTI de acordo com a tabela a seguir para o relógio de 2 MHz.

A.3 Interrupções

As interrupções são processos de suspensões temporárias da execução do programa principal, para que a CPU possa realizar alguma aplicação específica. Após o término

RTR1	RTR0	divide o relógio por	taxa de interrupção RTI
0	0	2^{13}	4,10 ms
0	1	2^{14}	8,19 ms
1	0	2^{15}	16,38 ms
1	1	2^{16}	32,77 ms

da execução de uma interrupção, a CPU é liberada e a execução do programa principal é retomada do ponto de parada.

Quando uma interrupção interna ou externa ocorre, a interrupção não é atendida até a instrução que a corrente complete sua execução, ou seja, ela fica em estado pendente. Depois de completada a execução da instrução, interrupções não-mascaradas podem ser executadas de acordo com a prioridade estabelecida nos quatro últimos bits do registrador HPRIO.

O microcontrolador MC68HC11 possui 18 fontes de interrupções. Elas podem ser divididas em dois grupos, mascaráveis e não-mascaráveis.

Uma interrupção para ser executada, primeiro devem ser salvos os conteúdos dos registradores da CPU na pilha, para que após a execução estes possam ser restaurados. Depois o contador de programa (PC), é carregado com o vetor da interrupção de maior prioridade pendente, e primeira instrução da rotina de interrupção é executada. Ao final da rotina de interrupção, sinalizada por uma instrução RTI, os registradores são recuperados e o PC apresenta o endereço da próxima instrução que seria executada quando ocorreu a execução.

A.4 Conversor A/D

O conversor A/D do microcontrolador MC68HC11A8 possui 8 canais de entradas multiplexadas. Ele é por aproximação sucessiva e possui um circuito de amostragem e retenção em cada entrada, para minimizar os erros de conversões causadas pelas mudanças rápidas do sinal de entrada. Duas linhas, VRH e VRL, são disponíveis para os níveis de tensão de referência. Eles podem ser isolados da fonte do microcontrolador para obter-se uma resolução melhor para as conversões A/D.

Ele apresenta um erro total de $\pm 1/2 \text{ LSB}$ que inclui $\pm 1/2 \text{ LSB}$ de erro de quantização e aceita entradas analógicas na faixa de VRL à VRH. Para faixas de sinais analógicos pequenos pode-se ajustar os níveis VRL e VRH para limites de faixas maiores ou menores respeitando o limite do conversor A/D do microcontrolador que é VRL = 0V e VRH = 5 V \pm 10%.

O conversor A/D converte uma entrada igual a VRL como #00 e igual a VRH como #FF sem indicação de estouro. Para todas as conversões a fonte do sinal de entrada é o VRH referenciado ao VRL.

O conversor A/D guarda suas conversões em quatro registradores que são: ADR1, ADR2, ADR3 e ADR4. Ele é programado por um registrador de controle e estado, o ADCTL, que é apresentado na Figura A.13.

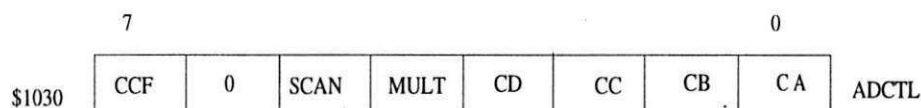


Figura A.13: Registrador ADCTL

CCF - bandeira de fim de conversão. Este bit é levado para '1' quando os quatro registradores do conversor apresentarem resultados válidos da conversão. Sempre que este bit é apagado uma nova seqüência de conversões é começada;

SCAN - controle do modo contínuo. Quando este bit é '0' são realizadas somente quatro conversões, preenchendo os quatro registradores uma vez. Se este bit for '1' o processo de conversão é realizado seguindo uma seqüência "round-robin", com os registradores sendo atualizados a cada conversão disponível.

MULT - controle de múltiplos canais ou simples. Quando este bit é '0' o conversor A/D é configurado para realizar conversões em um único canal especificado nos bits CD, CC, CB e CA (bits de 3-0 do ADCTL). Quando é '1', o conversor é configurado para realizar conversão de um grupo de quatro canais sendo que cada registrador de resultado corresponde a único canal. A tabela a seguir apresenta as diversas combinações para os bits CD a CA.

Com MULT=1 os bits CB e CA não têm significado e os CD e CC escolhem o grupo de quatro canais que serão convertidos.

CD	CC	CB	CA	Canal simples (MULT=0)	Resultado em ADRx se MULT=1
0	0	0	0	PE0	ADR1
0	0	0	1	PE1	ADR2
0	0	1	0	PE2	ADR3
0	0	1	1	PE3	ADR4
0	1	0	0	PE4	ADR1
0	1	0	1	PE5	ADR2
0	1	1	0	PE6	ADR3
0	1	1	1	PE7	ADR4

O processo de conversão é mostrado na Figura A.14 a seguir.

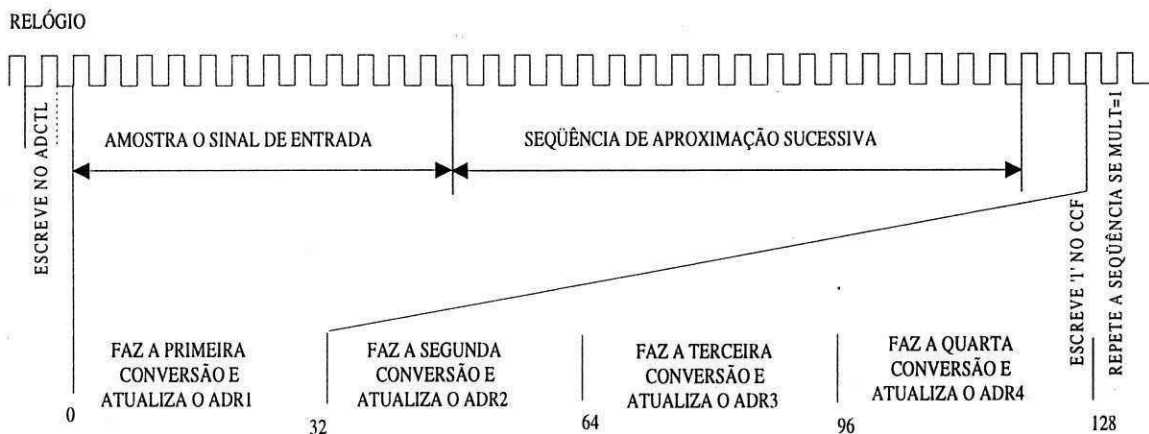


Figura A.14: Temporização de 4 Conversões Sucessivas do A/D.

Cada conversão é realizada a cada 16 μs e guardada em um registrador de 8 bits. Após serem completados os quatro registradores com os valores das conversões, totalizando 64 μs , são feitas novas conversões atualizando os registradores um por vez e assim continuamente caso o bit MULT do ADCTL seja '1'.

Apêndice B

Programas Utilizados

A seguir serão apresentados os programas utilizados para a aplicação do degrau de potência elétrica no sensor, para a transferência de dados do microcontrolador para o PC e para determinação da constante de tempo do sensor.

1 - Programa em C, para receber os dados do microcontrolador e guardar em um arquivo .MAT.

```
// A comunicacao eh feita com:
// 1 stop bit, 1 start bit, 8 bits de dados, sem paridade
//
// A constante NPTS define o numero de pontos que a
// funcao RecebeTab (EnviaTab) deve receber (enviar).
//
// A rotina RecebeTab (EnviaTab) espera (envia) 0x55 pela
// serial para iniciar a recepcao (transmissao) dos dados.
//
// Autor: Jose Alexandre de Franca <joseaf@dee.ufpb.br>
//
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <process.h>
#include <bios.h>
```

```
#include <dos.h>

#define DATAREADY 0x100
#define MASK      0x00FF
#define SETTINGS  (0xE0|0x00|0x00|0x03)
#define SET       0
#define SEND      1
#define RECEIVER  2
#define STATUS    3
#define WAIT      2000
#define COM1      0
#define COM2      1

#define TAB_MAX 4096
//
// Voce deve alterar estas duas constantes de acordo com sua aplicacao
//
#define PORT      COM2

void initialize (void); // Inicializa a porta serial 4.800 baud
void RecebeTab (char *filename); // Recebe uma tabela pela porta serial
unsigned char RecebeDado(void); // Recebe 8 bits pela serial
void EnviaDado(unsigned char byte); // Envia 8 bits pela serial
void EnviaTab(unsigned char *byte); // Envia uma tabela pela serial
void interrupt int_09(void);

unsigned char g_cancel = 0;
void interrupt (*velha_int_09)(void);

unsigned int Tabela[TAB_MAX];
```



```
void main (void)
{
    clrscr();

    initialize(); // Inicializa a porta serial
    RecebeTab("tensao.mat");
}

void initialize(void)
{
    bioscom(SET,SETTINGS,PORT);
}

void RecebeTab(char *filename)
{
    FILE *ptrarq;
    unsigned int i,j;
    unsigned int EndInicial,EndFinal;
    long int Counter;

    clrscr();

    if ( (ptrarq=fopen(filename, "wt")) == NULL ){
        puts("Erro na abertura do arquivo.");
        exit(0);
    }

    disable();
    velha_int_09 = getvect(9);
    setvect(9, int_09);
    enable();
}
```

```
printf("Requisitando dados... ");
bioscom(SEND,'R',PORT);
while( !(bioscom(STATUS,0,PORT) & DATAREADY) && !g_cancel );
if ( (bioscom(RECEIVER,0,PORT)&MASK) != 'T'){
printf("Erro!");
disable();
setvect(9,velha_int_09);
enable();
return;
}

printf("Requisicao aceita.");
EndInicial = bioscom(RECEIVER,0,PORT) & MASK;
EndInicial = EndInicial*256 + (bioscom(RECEIVER,0,PORT)&MASK);
EndFinal = bioscom(RECEIVER,0,PORT) & MASK;
EndFinal = EndFinal*256 + (bioscom(RECEIVER,0,PORT)&MASK);
printf("\nRecebendo %5u bytes... ",EndFinal-EndInicial+1);

i = 0; j = EndInicial;
do {
Counter = 50000L;
while( !(bioscom(STATUS,0,PORT) & DATAREADY) && !g_cancel ){
if(--Counter == 0){
g_cancel = 1;
}
}
Tabela[i] = (bioscom(RECEIVER,0,PORT) & MASK);
j++;
Counter = 50000L;
while( !(bioscom(STATUS,0,PORT) & DATAREADY) && !g_cancel ){
if(--Counter == 0){
```

```
g_cancel = 1;
}
}
Tabela[i] = Tabela[i]*256 + (bioscom(RECEIVER,0,PORT)&MASK);
j++; i++;
}
while( (!g_cancel) && (j<EndFinal) );
disable();
setvect(9,velha_int_09);
enable();

for(i=0,j=EndInicial; j<EndFinal ;++i,j+=2){
fprintf(ptrarq,"%u\n",Tabela[i]);
}

fclose(ptrarq);

if(g_cancel==1){
puts("Aquisicao cancelada!");
}
else {
puts("Ok.");
}

return;
}

void interrupt int_09(void)
{
//static unsigned char tmp;
```

```
if( ((inport(0x60) & 0x7F) ) == 1)
    g_cancel = 1;
    /*tmp = inportb(0x61);
    outportb(0x61, (tmp|0x80) );
    outportb(0x61, tmp);
    outportb(0x20, 0x20);
}else*/
    (*velha_int_09)();
}

unsigned char RecebeDado(void)
{
    unsigned i;

    for(i=0;!(bioscom(STATUS,0,PORT) & DATAREADY);i++)
if(i>WAIT){
    printf("HC11 nao enviou dado\n");
    return(0);
}
    return (bioscom(RECEIVER,0,PORT) & MASK);
}

void EnviaDado(unsigned char byte)
{
    bioscom(SEND,byte,PORT);
}
```

2 - Programa no MATLAB para determinação da constante de tempo do sensor. Estimação de 2ª ordem.

```
function[lam]=rad2(Data,lam)
```

```
t = Data(:,1)-Data(1,1);
y = Data(:,2);

fops=[1 1e-9 1e-9 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 2000];
lam = fmins('radfun2',lam,fops,[],Data);
z=lam(1)-lam(2)*exp(-t/lam(3)) - lam(4)*exp(-t/lam(5));
figure(1);plot(t,y,t,z);grid;

function f = radfun2(lam,Data)
%
% y(t) = lam(1)-lam(2)*exp(-t/lam(3)) + ... + lam(n)*exp(-t/lam(n-1))
%
% n linear parameters and n nonlinear parameters.

t = Data(:,1)-Data(1,1); y = Data(:,2);
z=lam(1)-lam(2)*exp(-t/lam(3)) - lam(4)*exp(-t/lam(5));
f = norm(z-y);
```

3 - Programa em assembly para aplicação do degrau de potência no sensor termo-resistivo.

```

*****
*      Equates utilizadas pelo HC11      *
*****
TCTN      EQU    $100E
TOC1      EQU    $1016
TOC5      EQU    $101E
OC1M      EQU    $100C
OC1D      EQU    $100D
TFLG1     EQU    $1023
TFLG2     EQU    $1025
TMSK1     EQU    $1022
TMSK2     EQU    $1024
TCTL1     EQU    $1020
TCTL2     EQU    $1021
PACTL     EQU    $1026
PORTB     EQU    $1004
PORTA     EQU    $1000
TOC2      EQU    $1018
TOC3      EQU    $101A
TOC4      EQU    $101C
ADCTL     EQU    $1030
ADR1      EQU    $1031
*****
*      ALOCAÇÃO DE VARIÁVEIS      *
*****
                ORG    $6000

RESIDUO           RMB    2
LARGURA          RMB    2
GANHO             RMB    1
TAL2             RMB    2
AG               RMB    5
AGR              RMB    3
NUMERADOR        RMB    5
TENSAO           RMB    2
    
```

```

AJUSTE           RMB    2
SOMA             RMB    2
DELAY1          RMB    2
DENOMINADOR     RMB    3
ESTAB           RMB    1
INICIO_A        RMB    2
INICIO_T        RMB    2
FLAG2           RMB    1
PERIODO         RMB    2
CHEGOU          RMB    1
DELAY1_2        RMB    1
CARI            RMB    2
GVREF           RMB    3
G4_VC           RMB    3
R_ALFA          RMB    3
V_ALFA          RMB    3
*****
*      VARIÁVEIS DA MULTIPLICACAO      *
*****
PP1             RMB    4
PP2             RMB    4
CARRY1         RMB    2
CARRY2         RMB    2
AG1            RMB    4
AG2            RMB    4
*****
*      VARIÁVEIS DA DIVISAO      *
*****
CNTR           RMB    1
DIVPTR         RMB    2
DIVCNT         RMB    1
DVDCNT         RMB    1 ;
QPTR           RMB    2
QCNT           RMB    1
TRIALQ         RMB    1 ;
    
```

Apêndice B. Programas Utilizados

D24	RMB	3 ;	
Q24	RMB	3	
D48	RMB	6	
TEMP	RMB	2	

* PROGRAMA PRINCIPAL *			

LDAA	\$A9	PROGRAMA	
STAA		PA4, PA5 E PA6 PARA DESCER	
STAA	TCTL1	E TOCS PARA	
LDAA	\$70	TOGLE (SINCRONIZACAO)	
STAA	OCIM	PA4 PA5 E PA6	
STAA		PARA SUBIDA	
STAA	OCID		
LDAA	\$8000		
STAA	LARGURA		
LDAA	#26270	VALOR DE Id	
LDAA		INICIAL APÓS O DEGRAU	
STAA	AJUSTE		
STAA	TAL2		
STAA	\$6600		
CLRA	PORTA		
LDAA	\$6602		
STAA	INICIO_A		
LDAA	#C002		
STAA	INICIO_T		
CLRA	CARI		

* multiplica ganho (G4) por Vref (FF00), *			
* resultado em VG (3 bytes) *			

LDAA	#119	Ganho corrigido	
STAA		Ganho	
LDAB	\$00		
MUL			
STAB	GvREF+2		
STAA	CARI+1		
LDAA	Ganho		
LDAB	#\$FF		
MUL			
ADDD	CARI		
STD	GvREF		
CLRA	TOCI		
CLRA	TOCI+1		
CLRA	DELAY1		
CLRA	DELAY1+1		
CLRA	DELAY1_2		
CLRA	FLAG2		
CLRA	CHEGOU		
CLRA	CARRY1		
CLRA	CARRY1+1		
CLRA	CARRY2		
CLRA	CARRY2+1		
CLRA	PORTB		
TESTE	LDAA	PORTA	
TESTE	BITA	#%00000010	
TESTE	BEQ	MINIMO	
TESTE	JMP	MAXIMO	
MINIMO	LDAA	TCTN	
MINIMO	BPL	MINIMO	
LOOP2	LDAA	TCTN	
LOOP2	BMI	LOOP2	

```

LDD      DELAY1
ADDD     #1
STD      DELAY1

LDD      TOC1
ADDD     #187
STD      TOC4
LDD      #128
STD      TOC2
LDD      LARGURA
STD      TOC3

LDD      DELAY1
SUBD     #$5FF
BEQ      CONTINUA

BRA      MINIMO

* testa o final do algoritmo de aproximacao
sucessiva
CONTINUA LDAB      CHEGOU
          CMPB     #1
          BEQ      PULA

COMPARACAO LDAA     PORTA
          BITA     #%00000100
          BEQ      AUMENTA

DIMINUE   LDD      LARGURA
          CLC      DESLOCA OS BITS P
          RORA     DIREITA E COLOCA
          RORB     ZERO NO 1 0 BIT
          STD      LARGURA
          BRA      MINIMO2

AUMENTA  LDD      LARGURA
          SEC      DESLOCA OS BITS P
          RORA     DIREITA E COLOCA
    
```

```

RORB     1 NA NO 1 0 BIT
STD      LARGURA

MINIMO2  LDD      TCTN
          BPL     MINIMO2
LOOP2_2  LDD      TCTN
          BMI     LOOP2_2
          INC     DELAY1_2

          LDD      TOC1
          ADDD     #187
          STD      TOC4
          EDD      #128
          STD      TOC2
          LDD      LARGURA
          STD      TOC3

          LDAA     DELAY1_2
          SUBA     #$B7
          BNE     MINIMO2

*****
* testa se o ultimo bit mudou para 1, caso *
* afirmativo fim do algoritmo de aproximacao
*****

LDAB     LARGURA+1
ASRB
BCS      PRONTO
BRA      CONTINUA

PRONTO  LDAB      #1
          STAB     CHEGOU
PULA    LDAA     #%00000001
          STAA     PORTB

TESTE2  LDAA     PORTA
    
```



```

BITA          #%00000010
BEQ           MINIMO3
JMP           MAXIMO

MINIMO3      LDD   TCTN
             BPL  MINIMO3
LOOP2_3     LDD   TCTN
             BMI  LOOP2_3

             LDD   TOC1
             ADDD #187
             STD   TOC4
             LDD   #128
             STD  TOC2
             LDD   LARGURA
             STD  TOC3
             JSR   CONVERSAO
             LDD   SOMA
             STD  RESIDUO
             STD  $C000
             LDAA  RESIDUO+1
             LDAB  #2   FATOR DE
                    CORREÇÃO DO GANHO G4
             MUL
             STAB  R_ALFA+2
             STAA  CARRY1+1
             LDAB  #2
             LDAA  RESIDUO
             MUL
             ADDD  CARRY1
             STD  R_ALFA
    
```

```

*****
* multiplica largura de PA5 por fator GVREF,
* divide por 65535 e soma com R_ALFA *
*****

             LDAB  GVREF+2
             LDAA  LARGURA+1
             MUL
             STAB  AG1+3
             STAA  CARRY1+1
             LDAA  LARGURA+1
             LDAB  GVREF+1
             MUL
             ADDD  CARRY1
             STAB  AG1+2
             STAA  CARRY1+1
             LDAA  LARGURA+1
             LDAB  GVREF
             MUL
             ADDD  CARRY1
             STD  AG1

             LDAB  GVREF+2
             LDAA  LARGURA
             MUL
             STAB  AG2+3
             STAA  CARRY1+1
             LDAA  LARGURA
             LDAB  GVREF+1
             MUL
             ADDD  CARRY1
             STAB  AG2+2
             STAA  CARRY1+1
             LDAA  LARGURA
             LDAB  GVREF
             MUL
    
```

ADDD	CARRY1	ADCA	G4_VC
STD	AG2	STAA	AGR
LDAA	AG1+3	JMP	TESTE2
STAA	AG+4	MAXIMO	LDD TCTN
LDD	AG1+1		BPL MAXIMO
ADDD	AG2+2	LOOP2_MAX	LDD TCTN
STD	AG+2		BMI LOOP2_MAX
LDAA	AG1		LDD TOC1
ADCA	AG2+1		ADDD AJUSTE
STAA	AG+1		STD TOC4
LDAA	#\$00		LDD #128
ADCA	AG2		STD TOC2
STAA	AG		LDD LARGURA
CLR	D48		STD TOC3
LDD	AG		JSR CONVERSAO
STD	D48+1		LDD SOMA
LDD	AG+2		STD TENSAO
STD	D48+3		LDX INICIO_T
LDAA	AG+4		CPX #\$E000
STAA	D48+5		BEQ FIM_TAB
CLR	D24		STD \$0,X
LDD	#\$FFFF		INX
STD	D24+1		INX
JSR	DIVI		STX INICIO_T
LDD	Q24		LDAA TENSAO+1
STD	G4_VC		LDAB #16
LDAA	Q24+2		MUL
STAA	G4_VC+2		STAB V_ALFA+2
LDD	R_ALFA+1		STAA CARRY1+1
ADDD	G4_VC+1		
STD	AGR+1		
LDAA	R_ALFA		

```

LDAB      #16
LDAA      TENSAO
MUL
ADDD      CARRY1
STD       V_ALFA
*****
* soma de dois termos de 24 e 16 bits *
*****
LDD       V_ALFA+1
ADDD      G4_VC+1
STD       DENOMINADOR+1
LDAA      G4_VC
ADCA      V_ALFA
STAA      DENOMINADOR
BRA       PULO1

PULO1     LDAA      FLAG2
          CMPA      #1
          BEQ       FEITO
          JSR       MULTIPLICACAO

FEITO     LDAA      DENOMINADOR
          STAA      D24
          LDD      DENOMINADOR+1
          STD      D24+1
          CLR      D48
          LDD      NUMERADOR
          STD      D48+1
          LDD      NUMERADOR+2
          STD      D48+3
          LDAA      NUMERADOR+4
          STAA      D48+5
          JSR       DIVI

          LDD      Q24+1
    
```

```

          STD       AJUSTE
*****
* Guarda os valores de ajuste na tabela de *
*          $6600 até $7FFF          *
*****
          LDX      INICIO_A
          CPX      #$7FFF
          BEQ      FIM_TABELA

          LDX      INICIO_A
          LDD      AJUSTE
          STD      $00,X
          INX
          INX
          STX      INICIO_A

FIM_TABELA  JMP      MAXIMO
FIM_TAB     CLR      PORTB
           JMP      MAXIMO

CONVERSAO  CLR      TOC5
           CLR      TOC5+1
           LDAA     #$FF
           STAA     $00
           LDD      #$0000
           STD      SOMA

LOOP1C     LDD      TOC5
           ADDD     #$0080
           STD      TOC5

LOOP2C     LDAA     TFLG1
           BITA     #$08
           BEQ     LOOP2C

           LDAA     #%00001000
           STAA     TFLG1
    
```

```

LDAA    #$00
LDAB    ADR1
ADDD    SOMA
STD     SOMA

LDAA    $00
BEQ     LOOP3C
DEC     $00
BRA     LOOP1C
LOOP3C  RTS
*****
* multiplicação de tal2 com o termo *
* (ganhoxlarguraxvref/65535)+residuo
*****
MULTIPLICACAO  LDAA  AGR+2
LDAB           TAL2+1
MUL
STAB          NUMERADOR+4
STAA          CARRY1+1
LDAB          AGR+1
LDAA          TAL2+1
MUL
ADDD          CARRY1
STAB          PP1+2
STAA          CARRY1+1
LDAB          AGR
LDAA          TAL2+1
MUL
ADDD          CARRY1
STD           PP1
LDAA          AGR+2
LDAB          TAL2
MUL
STAB          PP2+3
STAA          CARRY2+1
    
```

```

LDAB    AGR+1
LDAA    TAL2
MUL
ADDD    CARRY2
STAB    PP2+2
STAA    CARRY2+1
LDAB    AGR
LDAA    TAL2
MUL
ADDD    CARRY2
STD     PP2

LDD     PP1+1
ADDD    PP2+2
STD     NUMERADOR+2
LDAA    PP1
ADCA    PP2+1
STAA    NUMERADOR+1
LDAB    PP2
ADCB    #$00
STAB    NUMERADOR
LDAA    #1
STAA    FLAG2
RTS

*****
rotina de divisão de 48 bits por 24 bits
*****
DIVI:   PSHB
        PSHA
        PSHX
        CLR  Q24
        CLR  Q24+1
        CLR  Q24+2
        LDAB #6
    
```

	LDY	#D48			CMPA	#4
DIV0:	TST	0,Y			BGT	DIVER1
	BNE	DIV1			LDAA	#\$FF
	DECB				ADDD	#Q24+2
	BEQ	DIVER1			STD	QPTR
	INY					
	BRA	DIV0		DIVLUP:	LDX	DIVPTR
					LDAA	DIVCNT
DIVER1:	JMP	DIVBY0			DECA	
DIV1:	STAB	DVDCNT			BEQ	DIV1BY
	LDAA	#\$FF			STA	CNTR
	NEGB				LDD	1,Y
	ADDD	#D48+5			CPD	0,X
	XGDY				BLO	DIVBYB
	LDA	#3			BHI	DIVW2B
	LDX	#D24			LDA	CNTR
DIV1CT:	TST	0,X			DECA	
	BNE	DIV 2			BEQ	DIVWRD
	DECA				LDAB	3,Y
	BEQ	DIVER1			CMPB	2,X
	INX				BLO	DIVBYB
	BRA	DIV1CT			LDAB	#1
					BRA	DIVST 0
DIV2:	STX	DIVPTR		DIVBYB:	JMP	DIVBYT
	STA	DIVCNT		DIV1BY:	JMP	DIV1BYT
	SUBA	DVDCNT				
	BGT	DIVER1		DIVW2B:	LDA	CNTR
	LDAB	1,Y			DECA	
	CMPB	0,X		DIVWRD:	LDX	0,X
	BLO	DIV3			TSTA	
	DECA				BEQ	DIVWNR
	DEY				INX	
DIV3:	TAB			DIVWNR:	LDD	1,Y
	NEGA				IDIV	
	STAA	QCNT				

	XGDX				
DIVSTO:	STAB	TRIALQ		SUBD	TEMP
	LDX	QPTR		STD	2,Y
	ADDB	0,X		BCC	DIVLND
	STAB	0,X		LDX	0,Y
	LDAB	DIVCNT		DEX	
	STAB	CNTR	DIVLND:	STX	0,Y
	LDX	DIVPTR		LDD	0,Y
	LDAA	0,X		BEQ	DIVDN0
	LDAB	TRIALQ		TSTA	
	MUL			BEQ	DIVLN2
	STD	TEMP		LDX	DIVPTR
	LDD	0,Y		BRA	DIVBYR
	SUBD	TEMP	DIVDN0:	INY	
	STD	0,Y		DEC	QCNT
	DEC	CNTR		BLT	DIVDUN
	BEQ	DIVLND		INC	QPTR+1
	LDX	DIVPTR	DIVLN2:	JMP	DIVLUP
	LDAA	1,X	DIVBYT:	DEC	QCNT
	LDAB	TRIALQ		BLT	DIVDUN
	MUL			INC	QPTR+1
	STD	TEMP		INY	
	LDD	1,Y	DIVBYR:	LDAB	0,X
	SUBD	TEMP		CLRA	
	STD	1,Y		XGDX	
	BCC	*+5		INX	
	DEC	0,Y		LDD	0,Y
	DEC	CNTR		BEQ	DIVDN0
				IDIV	
	LDX	DIVPTR		XGDX	
	LDAA	2,X		TSTA	
	LDAB	TRIALQ		BEQ	DIVBT2
	MUL			LDAB	#\$F0
	STD	TEMP			
	LDD	2,Y	DIVBT2:	JMP	DIVSTO

DIVIBYT:	LDAB	0,X	DIVIBGO	LDD	0,Y
	CLRA			IDIV	
	XGDX			XGDX	
DIVISKP:	CPX	0,Y		JMP	DIVSTO
	BLS	DIVIBGO	DIVDUN:	SWI	
	DEC	QCNT	DIVBY0:	PULX	
	BLT	DIVDUN		PULA	
	INC	QPTR+1		PULB	
	INY			RTS	
	BRA	DIVISKP		END	

4 - Programa em assembly para transferência de dados do microcontrolador para o computador

ACIA	EQU	\$9800			JSR	OUTACIA
					INX	

Variáveis que delimitam a tabela						

	ORG	\$6040			CPX	TAB_FIM
TAB_INICIO	RMB		2		BNE	LOOP_ENVIO
TAB_FIM	RMB		2		BRA	AGUARDA
	ORG	\$6050			*****	
	LDD	#\$C000			* CONFIGURA ACIA	
	STD	TAB_INICIO			* 8 bits's de dados, 1 stop bit, 1 start bit, sem	
	LDD	#\$DFFF			paridade	
	STD	TAB_FIM			*****	
	JSR	ONACIA			ONACIA	LDA
AGUARDA	JSR	ESPERA			STAA	ACIA
	CMPA	#'R'			LDA	#\$16
	BNE	AGUARDA			STAA	ACIA
	LDA	#'T'			RTS	retorna
	JSR	OUTACIA			*****	
	LDA	TAB_INICIO			* Retorna o dado da serial em A.	
	JSR	OUTACIA			* Caso nao exista, dado retorna 0.	
	LDA	TAB_INICIO+1			*****	
	JSR	OUTACIA			INACIA	LDA
	LDA	TAB_FIM			PSHA	salva STATUS
	JSR	OUTACIA			ANDA	#\$70
	LDA	TAB_FIM+1			PULA	restaura STATUS
	JSR	OUTACIA			BEQ	INACIA1
	LDA	TAB_INICIO			JSR	ONACIA
LOOP_ENVIO	LDA	\$00,X			BRA	INACIA
	JSR	OUTACIA			INACIA1	LSRA
	LDA	\$01,X			BCS	INACIA2
					CLRA	
					RTS	retorna
					INACIA2	LDA
					RTS	retorna

* Retorna o dado da serial em A.

* Caso nao exista, dado retorna 0.

```

INACIA      LDAA      ACIA
            PSHA      salva STATUS
            ANDA      #$70
            PULA      restaura STATUS
            BEQ       INACIA1
            JSR       ONACIA
            BRA       INACIA

INACIA1     LSRA      existe dado?
            BCS       INACIA2
            CLRA
            RTS       retorna

INACIA2     LDAA      ACIA+1
            RTS       retorna
    
```

* Caso nao exista, espera ate existir.

```

ESPERA      LDAA      ACIA
            PSHA      salva STATUS
            ANDA      #$70
    
```

```

PULA      restaura STATUS
BEQ       ESPERA1
JSR       ONACIA
BRA       ESPERA
    
```

```

ESPERA1     LSRA      existe dado?
            BCS       ESPERA2
            BRA       ESPERA
    
```

```

ESPERA2     LDAA      ACIA+1
            RTS       retorna
    
```

** envia dado em A para a ACIA

```

OUTACIA     PSHB      salva registrador B
            PSHA      salva registrador A
            LDAB      #$02
    
```

```

OUTACIA1    BITB      ACIA
            BEQ       OUTACIA1
            STAA      ACIA+1
    
```

```

PULA      restaura A
PULB      restaura B
    
```

```

RTS       retorna
    
```

Referências

- [1] Censolar. *La Energia Solar*. <http://www.censolar.com/>. .
- [2] W.Palz. *Energia Solar*. Hemus, 1981.
- [3] S.J.Strong. Power Windows (Building-Integrated Photovoltaics). *IEEE - Spectrum*, pp 49–55, outubro 1996.
- [4] C.J.Van Den Bos e A.Van Den Bos. Solar radiation sensors: Applications, New Detector Development, Characterization and Classification According to ISO 9060. *IEEE IMTC*, pp 175–178, 1995.
- [5] J.A.Duffie e W.A.Beckman. *Solar Enginerring of Thermal Processes*. John Wiley and Sons Inc.
- [6] A.L.Lance. *Introduction to Microwave Theory and Measurements*. McGraw-Hill, 1964.
- [7] E.O.Doebelin. *Measurement Systems - Aplicacions and Design*. McGraw-Hill, 1976.
- [8] A.Oliveira. *Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas*. Tese de Doutorado, UFPB, Fevereiro 1997.
- [9] J.S.R.Neto. *Caracterização de Sensores Termo-Resistivos*. Tese de Doutorado, UFPB, novembro 1994.
- [10] J.Lenoble. *Atmospheric Radiative Transfer*. A. DEEPAK Publishing, 1993.

- [11] P.C.Lobo, G.S.Deep, R.C.S.Freire, J.S.R.Netto, e A.M.N.Lima. Dynamic Response of an Electronic Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer. *Solar Engineering ASME*, 2:751-756, 1995.
- [12] R.C.S.Freire, J.S.R.Netto, G.S.Deep, e C.C.Farias. Configurações de um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica. *Anais do XI Congresso Brasileiro de Automação*, vol III:1249 - 1254, 1996.
- [13] C.C.Farias. Considerações de Projeto de um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica. Dissertação de Mestrado, UFPB, 1995.
- [14] P.C.Lobo. An Electrical Compensated Radiometer. *Solar Energy*, pp 207-216, 1985.
- [15] G.S.Deep, R.C.S.Freire, J.S.R.Netto, e P.O.Lino Netto. Dynamic Response of a Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer. *Journal of Solar Energy Engineering*, 120(2):126-130, maio 1998.
- [16] Anônimos. *Dicionário Brasileiro de Eletricidade*. ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas.
- [17] A.Oliveira. Estudo dos Sensores Termo-Resistivos e suas Aplicações na Medição de Grandezas Físicas. Relatório Técnico, UFPB - Campus II, 1996.
- [18] D.Potter. Measuring Temperature with Thermistors - a Tutorial. Application Note No. 065 - National Instruments, novembro 1996.
- [19] D.Stankovic e M.Zlatanovic. A Versatile Computer Controlled Measuring System for Recording Voltage-Current Characteristics of Various Resistance Sensors. *Sensor and Actuator A*, pp 612-616, 1994.
- [20] Anônimos. Comparing Temperature Sensors. <http://www.hycalnet.com/techinfo/comptemp.htm>.
- [21] Anônimos. Measuring Temperature with Rtds - a Tutorial. Application Note 046 - National Instruments, novembro 1996.

- [22] Anônimos. *Instrumentation Catalogue 1998 - Measurement and Automation*. National Inc., 1998.
- [23] R.C.S.Freire, J.S.R.Netto, G.S.Deep, A.M.N.Lima, e P.C.Lobo. Experimental Determination of the Time Constant of a Thermoresistive Sensor. *IMtc'94 Instrum. and Meas. Tech. Conference - Hamamatsu - Japão*, pp 450-453, maio 1994.
- [24] G.S.Deep, R.C.S.Freire, P.C.Lobo, J.S.R.Netto, e A.M.N.Lima. Dynamic Response of Thermoresistive Sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp 815-819, Dezembro 1992.
- [25] Anônimos. *DAS-800 Series - Users' Guide*, 1993.
- [26] Anônimos. *HP 34401A Multimeter - Service Guide*, 4 edição, 1996.
- [27] Anônimos. *HC MOS Single-Chip Microcontroller - Advance Information*. Motorola Inc., 1988.
- [28] J.A.Nelder e R.Mead. A Simplex Method for Function Minimization. *The Computer Journal*, 7:308-313, 1966.
- [29] Anônimos. *Linear Interface Integrated Circuits*. Motorola Inc, 1983.
- [30] Anônimos. *CMOS Databook National Semiconductor*, 1978.
- [31] D.E.Johnson e J.L.Hilburn. *Rapid Practical Designs o Active Filters*. John Wiley e Sons, 1975.
- [32] R.C. Weast. *CRC Handbook of Chemistry and Physics*. CRC Press, Inc - Boca Raton, Florida, 1'st student edition, 1996.
- [33] Anônimos. *Evaluation Board Users' Manual*. Motorola Inc, 5 edição, 1986.