

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE
CAMPINA GRANDE - UFCG**

**CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA - CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



Campina Grande

**LÓGICA PARACONSISTENTE ANOTADA: APLICAÇÃO NA
AQUISIÇÃO DE DADOS DE SENSORES DE TEMPERATURA**

LUIS HERMANO CASADO DE LIMA JR.

CAMPINA GRANDE -PB

DEZEMBRO - 2003

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lógica Paraconsistente Anotada: Aplicação na Aquisição de Dados de Sensores de Temperatura

Luis Hermano Casado de Lima Junior

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento da informação

ORIENTADORES

Prof. Dr. RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE
Prof. Dr. SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA

Dezembro de 2003

DIGITALIZAÇÃO:
SISTEMOTECA - UFCG

L732e
2003

Lima Junior, Luis Hermano Casado de
Lógica paraconsistente anotada: aplicação na aquisição de dados de sensores de temperatura/ Luis Hermano Casado de Lima Junior
Campina Grande: UFCG, 2003
134 p.: il.
Dissertação (Mestrado em Eng. Elétrica) - UFCG/CCT/DEE
Inclui bibliografia
1. Lógica paraconsistente 2. Sensores de temperatura
3. Aquisição de dados
I. Título
CDU:681.586.6

LÓGICA PARACONSISTENTE ANOTADA: APLICAÇÃO NA AQUISIÇÃO DE
DADOS DE SENSORES DE TEMPERATURA

LUIS HERMANO CASADO DE LIMA JÚNIOR

Dissertação Aprovada em 17.12.2003


RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG
Orientador


SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA, D.Sc., UFMA
Orientador


HIRAN DE MELO, Dr., UFCG -
Componente da Banca


FRANCISCO MARCOS DE ASSIS, Dr., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Dezembro - 2003

Dedico este trabalho primeiramente a Deus.

Aos meus pais Luiz Hermano e Antonieta, responsáveis pela minha existência.

Aos meus filhos e a minha netinha, pela paciência e compreensão.

Ao meu avô Francisco Acioly (in memoriam) que forneceu meus primeiros conhecimentos de eletrônica, ainda quando criança.

A Taciana Prazeres, que a escolhi para envelhecermos juntos, pelo apoio e compreensão nesta caminhada árdua e de muitas pedras encontradas.

AGRADECIMENTOS

Nenhum trabalho científico é feito sem a participação de outras pessoas de modo direto ou indireto e este não é uma exceção. Em todas as etapas do desenvolvimento deste trabalho, algumas pessoas tiveram participação bastante relevante como contribuição técnica ou de apoio. Portanto não poderia deixar, neste momento, de oficializar meus sinceros agradecimentos aos abaixo relacionados.

Aos meus orientadores, professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Yuri Cavalcanti Catunda pelas orientações relevantes para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho assim como pelo crédito depositado em mim.

Ao professor Hiran de Melo pelas orientações e sugestões relevantes ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas da UFCG, que através de um convívio agradável e produtivo foram também responsáveis pelo desenvolvimento deste trabalho, em especial a Aléssio Trindade e Luiz Brunelli.

Aos Diretores do CEFET-AL, professores Mário César Jucá, Lúcia Coutinho e Sérgio Teixeira pelo incentivo ao desenvolvimento intelectual do corpo docente desta Instituição Federal de Ensino Tecnológico.

Aos colegas do CEFET-AL que tiveram suas cargas horárias aumentadas para que pudesse concluir, com êxito, este trabalho, em especial para os professores Antenor Farias Barbosa, Marcos Silva Leite, Valmir Moreti e Daniel Ferreira da Guia pela ajuda que foi de fundamental importância na conclusão desta dissertação.

Aos amigos professores da velha guarda da antiga Escola Técnica Federal de Alagoas, já aposentados: Jorge Batista dos Santos, Benedito Barbosa, Everaldo Ferreira da Guia e Cláudio Marinho por terem sido responsáveis pelo meu ingresso no magistério.

Enfim, a todas aquelas pessoas que estiveram juntamente comigo, de forma direta ou indireta, nesta difícil tarefa.

RESUMO

Nesta dissertação são apresentados os resultados de uma investigação da utilização da Lógica Paraconsistente anotada na medição e monitoramento da temperatura de um líquido aquecido por uma fonte de calor controlada. Na lógica paraconsistente anotada é necessário que se tenha à compreensão de como as imprecisões e incertezas ocorrem no processo de medição utilizando-se a instrumentação eletrônica, possibilitando a aferição da relevância e confiabilidade dos resultados obtidos através da aplicação da teoria da lógica paraconsistente. A característica fundamental da lógica paraconsistente é a de representar o manuseio de informações imprecisas, provendo um método de traduzir expressões verbais, vagas, imprecisas e qualitativas em valores numéricos. Apresenta-se um sistema projetado para a medição e o monitoramento da temperatura de um líquido no qual um microcontrolador é programado utilizando a lógica paraconsistente anotada de dois valores. Na medição da temperatura de um líquido utilizam-se dois pares de sensores que são distribuídos de modo a ressaltar as inconsistências das medidas. No monitoramento os sinais gerados pelos sensores, depois de processados por um conversor A/D, são analisados por meio de um algoritmo baseado na Lógica Paraconsistente. O controle da fonte de calor é efetuado por um sinal proveniente do microcontrolador após uma conversão D/A. Nos experimentos observou-se que os resultados das medidas de temperatura apresentavam uma exatidão de $\pm 1^\circ \text{C}$.

ABSTRACT

In this dissertation are presented of the results of an investigation of the use the noted paraconsistente logic in the measurement and monitorization of the temperature of a warm liquid for a heat source. In the noted paraconsistente logic is necessary the comprehension of how the imprecision and uncertain occur in the measurement process use the electronic instrumentation, enabling of the relevance and reliance gauge of the results gathered through paraconsistente logic theory. The fundamental characteristic of the paraconsistente logic is its ability to represent the handling of inexact information, providing a method of translating verbal expressions, vacancies, imprecise and qualitative in numeric values. It is presented a projected system for the measurement and the monitorization of the temperature of a liquid in which a microtroller is programmed using the noted paraconsistente logic of two values. In the measurement of the temperature of a liquid was used two pairs or temperature sensors distributed from way to emphasize the inconsistencies of the measures. In the monitorization the sings generated by the temperature sensors, after having processed for a converter A/D are analyzed through an algorithm based on the paraconsistente logic. The control of heat source is made by an sign originating from the microcontroller after a conversion D/A. In the experiments it was observed that the results of the temperature measures presented an accuracy of ± 1 °C.

ÍNDICE

LISTA DE ILUSTRAÇÕES.....	IV
LISTA DE TABELAS.....	IX
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIACÕES.....	XIV

1 – INTRODUÇÃO

1.1 – Lógica Paraconsistente.....	02
1.2 – Objetivos.....	04
1.3 – Motivações e Aplicações.....	05
1.4 – Justificativa.....	06
1.5 – Organização do Trabalho.....	07

2 – ABORDAGEM TEÓRICA DE LÓGICA PARACONSISTENTE

2.1 – Introdução.....	10
2.2 – Lógica Paraconsistente Anotada.....	11
2.3 – Análise dos parâmetros μ_1 e μ_2 no QUPC.....	13
2.4 – Delimitação das regiões do QUPC.....	18
2.5 – Algoritmo Para-Analisador.....	24
2.6 – Operações Lógicas Paraconsistentes.....	26
2.7 – Influência dos parâmetros C_1 , C_2 , C_3 e C_4 na análise de μ_1 e μ_2	30
2.8 – Aumentando o número de regiões não extremas.....	31

3 – TÉCNICA DE MEDIÇÃO E CONTROLE DE TEMPERATURA

3.1 – Introdução.....	37
3.2 – Unidades de temperatura.....	37
3.3 – Escalas termométricas.....	38
3.4 – Escala Prática Internacional de Temperatura.....	39
3.5 – Medição de temperatura.....	41
3.5.1 – Sensores térmicos.....	42
3.5.2 – Dispositivo de interpretação e indicação da temperatura.....	44
3.5.3 – Tipos de sensores de temperatura.....	44
3.5.4 – Termômetro de vidro.....	45
3.5.5 – Elemento sensor bimetal.....	45
3.5.6 – Elemento sensor de enchimento térmico.....	47
3.5.7 – Sensor de temperatura termopar.....	48

3.5.8 – Resistência detectora de temperatura.....	53
3.5.9 – Dispositivo semicondutores de junção.....	57
3.5.10 – Pirômetro de radiação.....	60
3.5.11 – Temperatura e radiação.....	62
4 – SISTEMA DE MEDIÇÃO E MONITORAMENTO DE TEMPERATURA	
4.1 – Introdução.....	69
4.2 – Obtenção dos sinais analógicos paraconsistentes.....	70
4.3 – Sistema de medição e análise.....	71
4.3.1 – Sensores e condicionamento de sinais.....	74
4.3.2 – Conversor A/D.....	78
4.3.3 – Análise paraconsistente dos sinais convertidos.....	82
4.4 – Circuito de controle de potência elétrica da fonte de calor.....	90
4.4.1 – Circuito conversor D/A.....	90
4.4.2 – Circuito de controle de potência.....	92
4.5 – Experimento e desenvolvimento do circuito.....	95
5 – CONCLUSÃO E SUGESTÕES	
5.1 – Conclusão.....	100
5.2 – Sugestões.....	100
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	101
APÊNDICE	
APÊNDICE A.....	107
APÊNDICE B.....	116
APÊNDICE C.....	117
APÊNDICE D.....	118
APÊNDICE E.....	119
APÊNDICE F.....	120
APÊNDICE G.....	123

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1.1 - Localização da Lógica Paraconsistente entre as demais lógicas.....	03
2.1 - Reticulado representativo da Lógica Paraconsistente Anotada.....	12
2.2 - Sistema básico de análise paraconsistente.....	12
2.3 - Reticulado da Lógica Paraconsistente Anotada, representado num quadrado.....	13
2.4 - (a) Linha perfeitamente definida desenhado no quadrado unitário do plano cartesiano. (b) Linha de contradição apresentando os pontos máximos e mínimos de G_{it} e G_{id}	15
2.5 - (a) Linha perfeitamente indefinida desenhado no quadrado unitário do plano cartesiano. (b) Linha de contradição apresentando os pontos máximos e mínimos de G_v e G_f	17
2.6 - (a) Reticulado representado no plano cartesiano com acréscimo de pontos e com novas linhas de limitações.....	17
2.7 - Quadro unitário destacando as regiões dos estados não extremos.....	19
2.8 - Representação dos graus de certeza e de contradição inter-relacionados.....	20
2.9 - Representação gráfica dos valores de controle dos graus de certeza e de contradição.....	21
2.10 - Reticulado associado à LPA2V representado por um quadrado unitário do plano cartesiano discreto dos graus de crença e de descrença 10 e resolução 100.....	23
2.11 - Sinais de entrada ternários, nos quais μ_1 e μ_2 são independentes.....	28
2.12 - (a) Representação dos procedimentos para se obter a função <i>OR</i> na LPA2V. (b) Representação dos procedimentos para se obter a função <i>AND</i> na LPA2V.....	29
2.13 - Representação em graus e no plano unitário das regiões dos estados extremos e não extremos com valores de controle $\pm 1/4$	30
2.14 - Representação em graus e no plano unitário das regiões dos estados extremos e não extremos com valores de controle $\pm 3/4$	31
2.15 - (a) Representação no plano unitário das regiões correspondentes a quatro estados extremos e 16 estados não extremos. (b) Representação em graus da inclusão de regiões obtendo-se 4 estados extremos e 16 não extremos.....	32
3.1 - Escala Celsius, Kelvin, Fahrenheit e Rankine.....	39

3.2 - Curvas de respostas de temperatura possíveis.....	42
3.3 - Termômetro com sensor termopar.....	49
3.4 - Curvas dos vários tipos de termopar.....	50
3.5 - Constituição básica de um elemento sensor resistivo de temperatura de Platina	54
3.6 – Resistência detectora de temperatura na montagem tipo isolamento mineral.....	56
3.7 - Medida de temperatura com diodos casados inseridos num transistor de junção.....	58
3.8 - Circuito básico do sensor de temperatura monolítico.....	58
3.9 - Circuito básico do sensor de temperatura LM35.....	60
3.10 – Esquema básico de um pirômetro de radiação.....	62
3.11 - Radiação de um corpo negro como função da temperatura.....	63
3.12 – Comprimento de onda e temperatura.....	64
3.13 - Esquema básico de um pirômetro de radiação.....	65
3.14 – Emissão, reflexão e transmissão.....	66
3.15 - Esquema básico de um pirômetro de radiação.....	67
4.1 - Detecção e processamento de sinais em um controlador lógico paraconsistente....	70
4.2 - Quadrado Unitário do Plano Cartesiano dividido em 10 x 10 partes, para a análise paraconsistente do projeto.....	75
4.3 - Circuito de captação do sinal dos sensores de temperatura.....	75
4.4 - Circuito de captação do sinal dos sensores e seleção do <i>set point</i>	77
4.5 - Distribuição dos sensores de temperatura no reservatório.....	78
4.6 - Entrada para a seleção dos valores limites de controle (C_1 , C_2 , C_3 e C_4).....	82
4.7 - Quadrado Unitário do Plano Cartesiano com definição de $\pm 75\%$ dos valores do G_C e do G_{CT}	84
4.8 - Circuito conversor D/A utilizando um amplificador operacional.....	90
4.9 - Circuito completo do Controle de Potência.....	92
4.10 - Circuito em blocos do Sistema de Medida Monitoração e Controle de Temperatura Paraconsistente.....	95
4.11 - Circuito anteriormente projetado para captura dos sinais dos sensores e comutação dos valores de referências.....	96

G.1 - Verificação da forma geométrica de um objeto por dois sensores paraconsistentes. (a) Sensor do grau de crença. (b) Sensor do grau de descrença.....	124
G.2 - (a) Representação no plano unitário de uma posição com grau de crença $\mu_1 = 0,7$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,1$. (b) Representação no plano unitário de uma posição com grau de crença $\mu_1 = 0,1$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,7$	130
G.3 - (a) Representação no gráfico dos graus de certeza e contradição da proposição com graus de crença $\mu_1 = 0,7$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,1$. (b) Representação no gráfico dos graus de certeza e contradição da proposição com graus de crença $\mu_1 = 0,1$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,7$	132
G.4 - (a) Dois sinais anotados locados no QUPC de resolução 20.(b) Representação no QUPC da região delimitada resultante após uma ação do conetivo <i>OR</i> em dois sinais anotados de entrada.....	134
G.5 - (a) Dois sinais anotados locados no QUPC de resolução 20. (b) Representação no QUPC da região delimitada resultante após uma ação do conetivo <i>AND</i> em dois sinais anotados de entrada.....	135

LISTA DE TABELAS

2.1 - Valores-verdade para sinais de entrada binários, com μ_1 e μ_2 independentes.....	27
2.2 - Valores-verdade da aplicação do Operador <i>NOT</i>	27
2.3 - Denominação de estados para o quadro unitário com resolução 20.....	33
3.1 - Pontos fixos da Escala Internacional de Temperatura (1990).....	40
3.2 – Faixa e métodos de medição.....	45
3.3 – Características dos Termopares Padrão ISA.....	52
4.1 - Valores analógicos da variação da tensão dos parâmetros μ_1 e μ_2 para 70°C.....	76
4.2 - Valores analógicos da variação da tensão dos parâmetros μ_1 e μ_2 para 60°C.....	76
4.3 - Valores analógicos da variação da tensão dos parâmetros μ_1 e μ_2 para 50°C.....	76
4.4 - Valores limites de controle para cada temperatura de referência.....	77
4.5 - Valores das tensões dos sinais analógicos de entrada convertidos, para uma temperatura de referência igual a 70°C.....	80
4.6 - Valores das tensões dos sinais analógicos de entrada convertidos, para uma temperatura de referência igual a 60°C.....	80
4.7 - Valores das tensões dos sinais analógicos de entrada convertidos, para uma temperatura de referência igual a 50°C.....	80
4.8 - Parâmetros dos valores limites de controle para cada temperatura de referência.....	83
4.9 - Tensão entregue ao TCA 785 em função dos níveis lógicos de entrada.....	91
4.10 - Variação da potência do aquecedor em função dos dados entregues pelo μC	93
4.11 - Valores de potência entregue ao aquecedor em função das regiões do quadrado unitário do plano cartesiano.....	94
4.12 - Tabela 4.12 – Verificação da exatidão do software do microcontrolador.....	97
G.1 - Tabela-verdade da aplicação dos conectivos <i>OR</i> e <i>AND</i> com μ_1 e μ_2 binários e independentes.....	127

G.2 - Tabela-verdade da aplicação dos Conetivos <i>OR</i> e <i>AND</i> para dois pares de sinais (μ_1, μ_2) binários e independentes.....	128
G.3 - Valores-verdade na aplicação do Operador <i>NOT</i> para sinais de entrada ternários.	128
G.4 - Valores-verdade das operações dos conetivos <i>OR</i> e <i>AND</i> para sinais ternários e independentes.....	129
G.5 - Tabela representando a aplicação do Operador <i>NOT</i>	131

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIações

1) - SÍMBOLOS:

$T \Rightarrow$ Inconsistente

$F \Rightarrow$ Falso

$\perp \Rightarrow$ Indeterminado

$V \Rightarrow$ Verdadeiro

$\perp \rightarrow f \Rightarrow$ Indeterminado, tendendo ao Falso;

$\perp \rightarrow v \Rightarrow$ Indeterminado, tendendo ao Verdadeiro;

$T \rightarrow f \Rightarrow$ Inconsistente, tendendo ao Falso;

$Qv \rightarrow T \Rightarrow$ Quase Verdadeiro, tendendo ao Inconsistente;

$Qf \rightarrow T \Rightarrow$ Quase Falso, tendendo ao Inconsistente;

$Qf \rightarrow \perp \Rightarrow$ Quase Falso, tendendo ao Indeterminado;

$Qv \rightarrow \perp \Rightarrow$ Quase Verdadeiro, tendendo ao Indeterminado.

2) - ABREVIações:

SMMT \Rightarrow Sistema de Medida e Monitoramento de Temperatura;

LPA2V \Rightarrow Lógica Paraconsistente Anotada de Dois Valores;

QUPC \Rightarrow Quadrado Unitário do Plano Cartesiano;

$\mu_1 \Rightarrow$ Grau de crença;

$\mu_2 \Rightarrow$ Grau de descrença;

$G_{it} \Rightarrow$ Grau de Inconsistência;

$G_{id} \Rightarrow$ Grau de Indeterminação;

$G_v \Rightarrow$ Grau de Verdade;

- $G_f \Rightarrow$ Grau de Falsidade;
- $G_{ct} \Rightarrow$ Grau de Contradição;
- $G_c \Rightarrow$ Grau de Certeza;
- $V_{scc} \Rightarrow$ Variável superior de controle de certeza (C_1);
- $V_{icc} \Rightarrow$ Variável inferior de controle de certeza (C_2);
- $V_{sct} \Rightarrow$ Variável superior de controle de contradição (C_3);
- $V_{icct} \Rightarrow$ Variável inferior de controle de contradição (C_4).



Neste capítulo é feita uma justificativa da aplicação da Lógica Paraconsistente, assim como uma exemplificação das aplicações práticas dessa ferramenta matemática. Também é descrito o objetivo do trabalho, as motivações e aplicações e como a dissertação encontra-se organizada.

1 INTRODUÇÃO

I.1 – LÓGICA PARACONSISTENTE

A Lógica Paraconsistente pertence à classe das lógicas chamadas de não-clássicas, sendo originada dos trabalhos elaborados e publicados em 1948, de modo independente, por um polonês, Stanisław Jaskowski e por um brasileiro, Newton C. A. da Costa, que é atualmente professor da Faculdade de Filosofia da USP. Esses trabalhos pioneiros consideravam a contradição e só foram denominados de “Paraconsistentes”, que significa “ao lado de”, “próximo de”, pelo filósofo Francisco Miro Quesada em 1976, e com isso nasceu este novo conceito de Lógica (Subrahmanian, V.S. 1987). O Prof. Newton C. A. da Costa vem desenvolvendo vários sistemas paraconsistentes contendo todos os níveis lógicos usuais, e é considerado pela comunidade científica mundial como um dos inventores da Lógica Paraconsistente (Da Costa, Newton.; Abe. J. Minor.-1999).

A diferença entre a Lógica Clássica e a Lógica Paraconsistente é que a primeira utiliza apenas dois estados lógicos: verdadeiro ou falso, enquanto a Lógica Paraconsistente aceita outros estados, além do falso e do verdadeiro, tais como: o estado de inconsistência, o estado de indeterminação e outros que se originam dos já citados.

A Lógica Clássica é dotada de característica binária, permitindo facilidades em ser aplicada em circuitos elétricos digitais e sistemas de computação, mas por outro lado, quando se quer descrever o mundo real é justamente esta característica binária que limita sua aplicação. Os sistemas binários encontram muitas dificuldades no tratamento de situações que aparecem com frequência no mundo real como as de: inconsistência, ambigüidade, paradoxo e indefinição. Justamente para dar respostas as situações reais não abrangidas pela lógica clássica é que foram criados outros tipos de lógicas, tais como a Lógica *Fuzzy*, a Lógica Paraconsistente, Lógicas Quânticas, etc.

A partir de 1963, as pesquisas em lógicas paraconsistentes desenvolveram-se muito rapidamente, em parte como consequência dos trabalhos do Prof. Newton C. A. da Costa e sua equipe e, em parte, por outros pesquisadores. Hoje, a Lógica Paraconsistente é um ramo bastante estudado no Brasil, na Austrália, na Polônia e nos Estados Unidos.

O Filósofo brasileiro Newton C. A. da Costa, iniciou estudos no sentido de desenvolver sistemas lógicos que pudessem envolver contradições, motivado por questões de natureza tanto filosófica quanto matemática (Da Costa, N. C.A. – 1996), (Da Costa & Béziau, J. Y. – 1998), e (Da Costa, N. C. A & V. S. Subrahmanian. 1989). Ele é conhecido internacionalmente como o real criador da lógica paraconsistente, "não clássica", que diverge da lógica clássica no sentido de que inclui sistemas teóricos que admitem contradições, expressões do tipo "A e \sim A" (negação de A) sem que no entanto se tornem triviais, ou seja, sem que todas as expressões bem formadas de sua linguagem possam ser provadas como teoremas do sistema.

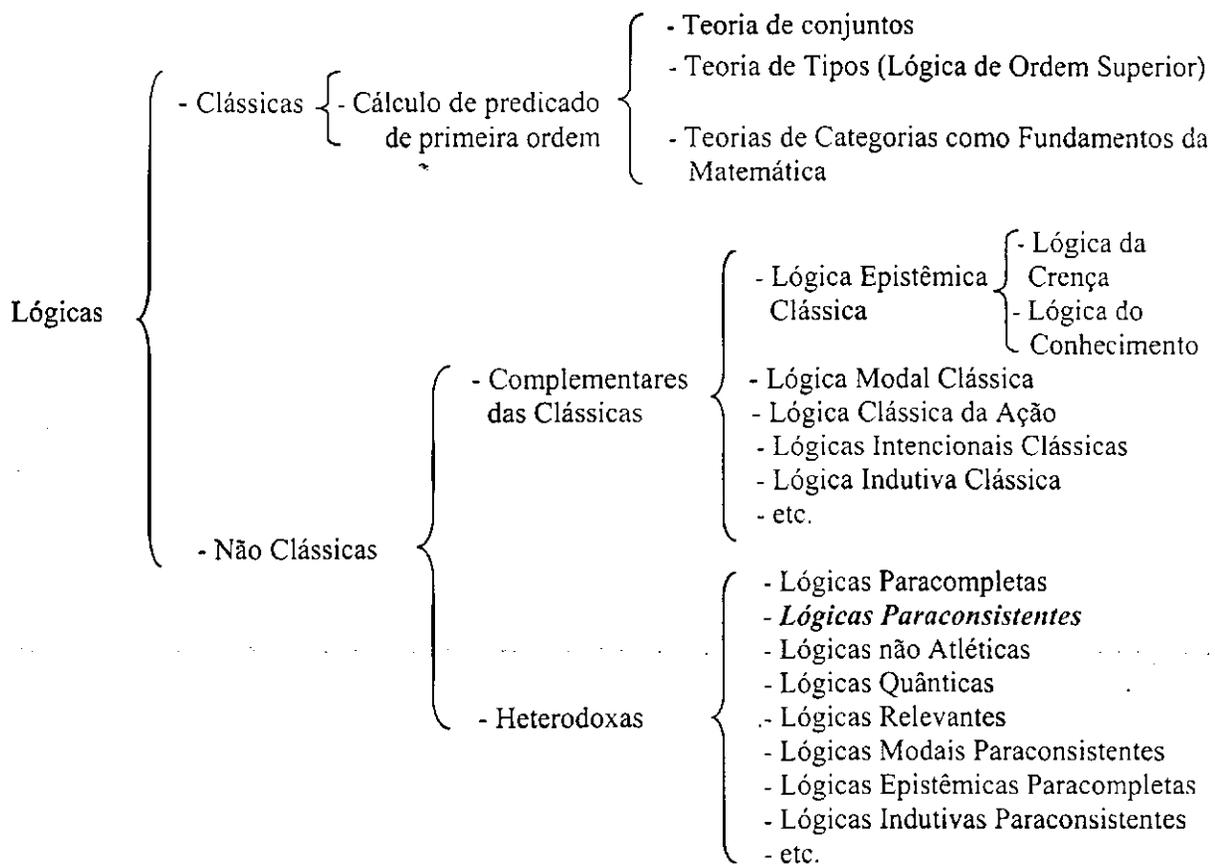


Figura 1.1 - Localização da Lógica Paraconsistente entre as demais lógicas

Mostra-se na Figura 1.1 a localização da Lógica Paraconsistente entre as demais (Da Costa, N. C. A; Abe. J. Minoro.– 1999).

As lógicas paraconsistentes de certa forma estendem-se às lógicas tradicionais, permitindo certas investigações que não seriam possíveis à luz da lógica clássica. Elas não visam a eliminar as lógicas tradicionais, que permanecem válidas em seu domínio particular de aplicabilidade.

I.2 – OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo principal investigar o conhecimento da Lógica Paraconsistente no processo de medição e monitoramento de temperatura, voltado para a instrumentação eletrônica em sistemas de controle de processos. Para isso desenvolveu-se um sistema de medição e análise microprocessado que, de acordo com as informações dos graus de crença e de descrença vindos de dois pares de sensores de temperatura, proporciona um determinado resultado que irá interferir no circuito de controle de potência elétrica da fonte de calor (aquecedor elétrico). O aquecedor manterá a temperatura do líquido, no interior de um reservatório constante e no mesmo valor do escolhido como *set point* (valor final desejado), que neste trabalho pode assumir três grandezas distintas: 50°C, 60°C e 70°C. Espera-se com isso proporcionar uma linha de pesquisa de aplicação de Lógica Paraconsistente na instrumentação eletrônica que venha aprimorar a funcionalidade nos sistemas de controle e automação, no que se relaciona com as inconsistências de dados.

Para que o objetivo deste trabalho fosse alcançado planejou-se a seguinte atividade:

- Propor um circuito de controle de temperatura aplicando Lógica Paraconsistente Anotada de dois Valores.
- Desenvolver um *software* para que o sistema de medição e análise microprocessado utilizado proporcione adequadamente o circuito de controle de potência elétrica da fonte de calor, mantendo a temperatura, no interior de um reservatório, constante.
- Proporcionar, num painel frontal, as informações de sinalização inerentes ao processo tais como: sistema de medição e monitoramento de temperatura (SMMT) ligado/desligado, indicação do *set point* escolhido assim como o resultado da condição de estabilização da temperatura final do processo sob medição e controle.

A apresentação dessa ferramenta matemática, para a proposta de aplicação na instrumentação de controle de processos, não tem a pretensão de excluir as possibilidades existentes e que funcionam perfeitamente na maioria dos casos, mas de apresentar uma outra maneira de se produzir um método de automação que, para casos onde possa haver conflitos

de informações ou inconsistências de dados, seja aplicada como uma alternativa eficaz de solucionar o problema.

I.3 - MOTIVAÇÕES E APLICAÇÕES

Um dos campos mais férteis de aplicação da lógica paraconsistente é na Ciência da Computação, podendo ser usadas em Programação de Lógica Paraconsistente, Inteligência Artificial, na elaboração de sistemas especialistas, entre outros, vindo em seguida a Automação, a Robótica, Engenharia de Produção, Economia, Física, etc.

Um sistema especialista é composto de programas sofisticados que manipulam as bases de conhecimentos previamente adquiridos de especialistas humanos, e, usando procedimento de inferência, heurística e incerteza, tem a capacidade de oferecer ao inquiridor conselhos inteligentes ou decidir inteligentemente sobre o processamento de uma função e também justificar sua própria linha de raciocínio de maneira direta quando inquiridos. Os problemas resolvidos por esses sistemas são delimitados em uma área específica do conhecimento humano, e necessariamente são problemas que podem ser simbolicamente representados.

Os sistemas de computação desenvolvidos, sejam em Inteligência Artificial ou de um modo geral, precisam e utilizam lógica para seu desenvolvimento. A lógica que é utilizada (pelo menos a mais utilizada) é a chamada tradicional, ou clássica, que aceita apenas dois valores: *verdadeiro* ou *falso*. Contudo cada vez mais se tem necessidade de uma lógica que não represente e aceite somente esses valores.

Os sistemas de controle fornecem respostas a uma determinada entrada de acordo com sua função de transferência. Os assim chamados sistemas inteligentes são aqueles que fornecem respostas que venham solucionar problemas, sendo tais respostas apropriadas às situações específicas destes problemas, mesmo que sejam novas ou inesperadas, fazendo com que tal comportamento seja único ou até mesmo considerado como criativo (Shaw & Simões, 1999). A operação de sistemas de controle inteligentes é geralmente associada às analogias com sistemas biológicos humanos. Até o presente momento, existe um grande descompasso entre a capacidade criativa dos seres humanos e a possibilidade de solução que as máquinas microprocessadas proporcionam, devido ao fato de que as pessoas raciocinam de forma incerta, imprecisa, inconsistente, enquanto que as máquinas e os sistemas microprocessados

são movidos por um raciocínio preciso e binário. A eliminação de tal restrição faria com que os sistemas de medição e monitoramento aplicados em controle e automação fossem mais inteligentes, isto é, pudessem raciocinar da mesma maneira imprecisa, como os seres humanos.

A Lógica Paraconsistente pode proporcionar esta forma humana de pensar na instrumentação eletrônica. Um sistema de medição e monitoramento lógico paraconsistente pode ser projetado para comportar-se conforme o raciocínio dedutivo, isto é, o processo que os seres humanos utilizam para inferir conclusões baseadas em informações já conhecidas ou o raciocínio indutivo no qual seria possível o aprendizado do processo numa situação dinâmica, ou variante no tempo.

A Lógica Paraconsistente, considerada uma ferramenta matemática recente, com relação às demais, proporciona uma vasta área de pesquisa no campo da instrumentação eletrônica nos processos industriais.

Uma outra área de aplicação da lógica paraconsistente é na Robótica, em que diversas pesquisas vêm sendo consolidadas, como na USP, com o desenvolvimento de um robô móvel autônomo chamado Emmy do qual se originou de uma tese de doutorado de João Inácio da Silva Filho, na qual tomaram parte os componentes do grupo de pesquisa em aplicação da Lógica Paraconsistente e Aplicações à Inteligência Artificial do IEA – Instituto de Estudos Avançados da USP, juntamente com alunos e Professores da UNISANTA – Universidade de Santa Cecília – Santos, SP (Da Costa, J. M. Abc).

I.4 – JUSTIFICATIVA

O enfoque tradicionalmente utilizado no controle de sinais é o de se obter um modelo idealizado do processo a ser controlado, geralmente na forma de equações diferenciais ou equações de diferença. É utilizada normalmente a transformada de Laplace ou transformadas “z” para tais descrições.

A aplicação de Lógica Paraconsistente, na instrumentação eletrônica, proporciona uma possibilidade de se efetuar o controle por meio de sistemas especialistas, obtendo-se a vantagem de poder solucionar um problema de inconsistência de dados, em sistemas de medição e monitoramento complexos ou que não podem ser facilmente modelados.

Sistemas especialistas, em sua grande maioria, não conseguem efetuar um tratamento adequado a conhecimento incerto; no entanto, são comuns sistemas especialistas se defrontarem com informações imprecisas, vagas, incompletas ou contraditórias. Nestes casos, os sistemas geralmente são projetados para ignorar ou abortar tarefas, perdendo informações que poderiam direcioná-los a uma conclusão mais acertada.

Nos sistemas especialistas mais precisos, as decisões são tomadas por diversos processos, tais como a Lógica Quântica, Lógica Paraconsistente, Lógica *Fuzzy* e as redes *Baysianas* que, de um modo geral, podem ser consideradas como interligações de nós de decisão, sendo então denominadas de redes de decisão. Os agentes devem ser capazes de tomar decisões racionais, baseados em suas crenças e na meta que desejam alcançar, mesmo atuando em um ambiente com incertezas e informações conflitantes.

No sistema de medição e monitoramento desenvolvido neste trabalho foi utilizada uma técnica que incorpora a forma humana de pensar em um sistema de controle, conforme o raciocínio dedutivo.

Este trabalho desenvolveu-se baseado em diversas pesquisas de Lógica Paraconsistente Aplicada, realizadas no Centro de Estudos Avançados da USP e em outros centros acadêmicos com o intuito de proporcionar um certo grau de inteligência a um sistema de controle aplicado à instrumentação eletrônica.

No apêndice F é apresentado um comentário sobre uma aplicação de um trabalho sobre lógica difusa num sistema de controle de temperatura de um tanque.

I.5 – ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 2 faz-se uma abordagem resumida dos conceitos básicos da Lógica Paraconsistentes com a finalidade de facilitar o entendimento do funcionamento do *software* do sistema de medição e análise microprocessado, assim como do funcionamento do *hardware* do sistema de medição e monitoramento paraconsistente. No Capítulo 3 faz-se uma abordagem resumida das técnicas de medidas de temperatura assim como dos métodos mais comuns empregados nos circuitos de medição para este fim. No Capítulo 4 é descrito todo o processo de funcionamento e elaboração dos circuitos que fazem parte do sistema de medição e monitoramento de temperatura aplicando-se a lógica paraconsistente. São também apresentados os resultados dos testes efetuados nos circuitos, para diferentes situações. No

Capítulo 5 são apresentadas as conclusões desta dissertação, assim como sugestões de trabalhos futuros. No Apêndice A é apresentado o programa fonte aplicado no sistema microprocessado. No Apêndice B é apresentado o diagrama esquemático completo do circuito de controle de temperatura paraconsistente. No Apêndice C é apresentado o *layout* da placa do circuito impresso vista pelo lado do cobre. No apêndice D é apresentado o *layout* da placa do circuito impresso vista pelo lado dos componentes. No apêndice E é apresentado o *layout* da placa do circuito impresso vista pelo lado dos componentes com interligação entre os pontos. No apêndice F é apresentado um comentário sobre um *paper* da aplicação de uma lógica não clássica (lógica difusa) num sistema de controle de temperatura de um tanque encamisado e no apêndice G é apresentado alguns exemplos de lógica paraconsistente referente ao capítulo 2.



Neste capítulo é desenvolvida uma abordagem teórica, resumida, da Lógica Paraconsistente, sendo descrito alguns princípios básicos, dessa ferramenta matemática, considerados importantes para o entendimento e compreensão desta dissertação.

2

ABORDAGEM TEÓRICA DE LÓGICA PARA CONSISTENTE

2.1 - INTRODUÇÃO

Como apresentado na parte introdutória, a lógica paraconsistente pertence à classe das lógicas chamadas de não-clássicas.

A lógica clássica tornou-se ineficiente quando da aplicação nas recentes pesquisas para desenvolver e propor sistemas especialistas na área de Inteligência Artificial.

A lógica paraconsistente aceitando contradições dá um tratamento mais adequado e muito parecido com o funcionamento do cérebro humano quando se depara com situações reais.

Os sistemas especialistas de Inteligência Artificial utilizando-se da lógica clássica não conseguem fazer um tratamento adequado quando acontecem contradições nas informações provenientes de dois ou mais agentes que opinam sobre um mesmo assunto, por exemplo: a monitoração de diversos sensores para se tomar uma determinada decisão e, em seguida, acionarem os atuadores.

Em robótica, quando se trata de robôs móveis autônomos há uma série de fatores que inviabilizam um bom desempenho. Esses projetos sofrem limitações devido às dificuldades tecnológicas dos sensores que trazem informações sobre o meio em que o robô deve trafegar, como os obstáculos estáticos ou se movimentando em linha de colisão (Da Silva Filho, J. I – 1997). Na utilização de um único sensor não se consegue ter informações sobre as formas, os contornos e profundidade dos obstáculos, assim como a velocidade com que objetos móveis se aproximam do robô, vindos de qualquer ponto. A solução é a utilização de vários sensores informando sobre a existência ou não de obstáculos, mas quando isso é aplicado vão aparecer sinais contraditórios provocando a ineficiência do sistema de controle que utiliza a lógica binária ou clássica.

As lógicas não clássicas investigam, entre outras coisas, as regiões excluídas da lógica clássica que são, por exemplo, os outros valores existentes entre o Verdadeiro e o

Falso, permitindo enquadrar melhor certos conceitos como as indefinições, as ambigüidades e as inconsistências.

Como as demais lógicas, a lógica paraconsistente também é dotada de regras e princípios no qual se originam todos os conceitos e bases teóricas (Da Costa, N. C.A. – 1996).

2.2 – LÓGICA PARACONSISTENTE ANOTADA

Para se tratar com qualquer tipo de sistema lógico, consideram-se dois métodos principais: o lingüístico e o algébrico. Do prisma lingüístico, uma lógica (ou sistema lógico) é uma classe de técnica que se permite derivar novas proposições de conjuntos de proposições dadas. Por meio de uma lógica, se podem efetuar conclusões e edificar teorias. Como o auxílio da lógica, assim, obtêm-se conclusões de dadas premissas e, ademais, podem-se deduzir conseqüências dos princípios básicos que definem uma ciência.

Uma forma de aplicar os conceitos teóricos da lógica paraconsistente foi encontrada com a criação da Lógica Paraconsistente Anotada. As lógicas anotadas constituem uma classe de lógicas paraconsistentes. O primeiro estudo sintático e semântico da lógica anotada foi desenvolvida por (Da Costa, Subrahmanian & Vago – 1989) e posteriormente por (Newton C. A.da Costa, Abe & Subrahmanian – 1989). O primeiro trabalho em que se citam proposições anotadas em programação lógica é (Subrahmanian, V.S. – 1987). Em (Abe, J. M. – 1992), realizou-se um estudo sistemático das lógicas anotadas de primeira ordem, da teoria dos modelos, bem como de uma teoria anotada de conjuntos.

Neste tipo de lógica, os sinais e informações vêm na forma de graus de crença e descrença relativos a uma dada proposição. Estes graus de crença e de descrença podem ser obtidos por medições, por estatísticas, probabilidades, etc.

Os valores dos graus de crença e descrença variam de 0 a 1 (níveis lógicos). Para uma melhor representação, a lógica paraconsistente anotada pode ser associada a um reticulado conforme é apresentado na figura 2.1(b). Em cada vértice deste reticulado é associado um símbolo que, para aplicações práticas, pode ser considerado como um estado lógico.

O estado lógico é encontrado através de dois valores de anotação, representado pelo par (μ_1, μ_2) no qual μ_1 significa o grau de crença atribuído à proposição e μ_2 significa o grau

de descrença dessa mesma proposição.

Podem-se relacionar os estados lógicos extremos (ver figura 2.1(a)) com os valores de μ_1 e μ_2 da seguinte forma:

$$\mathbf{T} = (\mu_1 = 1, \mu_2 = 1) \text{ Inconsistente}$$

$$\mathbf{V} = (\mu_1 = 1, \mu_2 = 0) \text{ Verdadeiro}$$

$$\mathbf{F} = (\mu_1 = 0, \mu_2 = 1) \text{ Falso}$$

$$\perp = (\mu_1 = 0, \mu_2 = 0) \text{ Desconhecido (Indeterminado)}$$

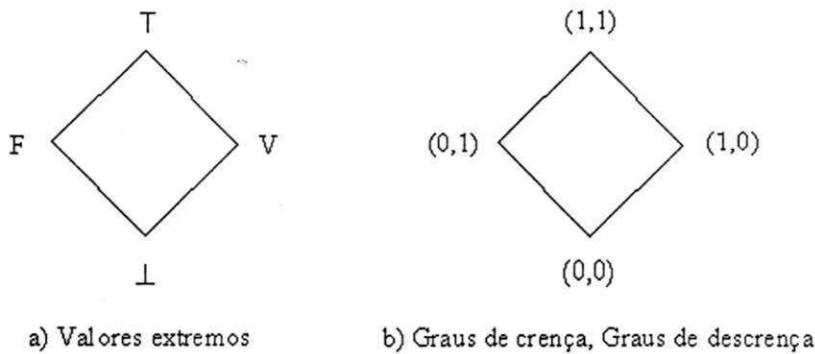


Figura 2.1 - Reticulado representativo da Lógica Paraconsistente Anotada.

No procedimento prático da utilização da lógica paraconsistente anotada, μ_1 e μ_2 são considerados como informações de entrada do sistema e os estados lógicos representados nos vértices do reticulado são as saídas resultantes da análise paraconsistente (ver figura 2.2).

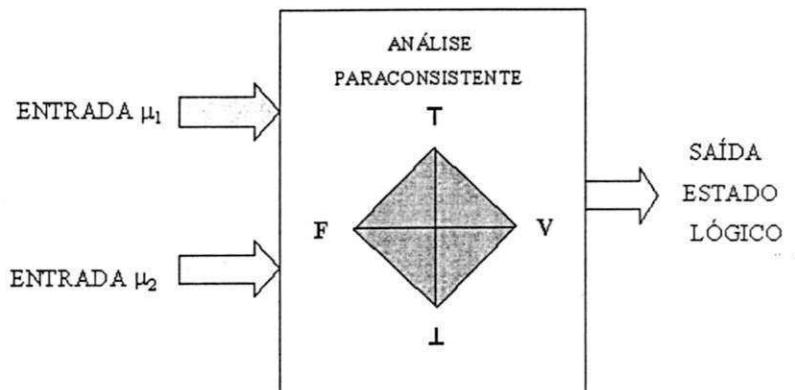


Fig. 2.2 - Sistema básico de análise paraconsistente.

Deve-se destacar que o grau de crença e o grau de descrença são independentes e têm os seus valores dentro do intervalo fechado 0 e 1. Isso quer dizer que o sinal de saída pode ser um valor intermediário como se pode constatar mais adiante (Exemplo no Apêndice G).

Num sistema especialista os graus de crença e de descrença podem ser pensados como evidências e que podem assumir valores de 0 até 1, proporcionando resultados intermediários, isto é, entre os pontos extremos acima mencionados: inconsistência, indeterminação, falsidade e verdade. À medida que novas evidências chegam para a análise vão diminuindo as contradições dando condições ao sistema chegar a uma conclusão mais acertada.

2.3 – ANÁLISE DOS PARÂMETROS μ_1 E μ_2 NO QUADRADO UNITÁRIO DO PLANO CARTESIANO – QUPC

A análise paraconsistente de μ_1 e μ_2 é feita através da representação do reticulado em um Quadrado Unitário no Plano Cartesiano – QUPC. No QUPC, os valores de μ_1 ficam expostos no eixo “x” e os valores de μ_2 ficam no eixo “y”. Mostra-se na figura 2.3 esta forma de representação.

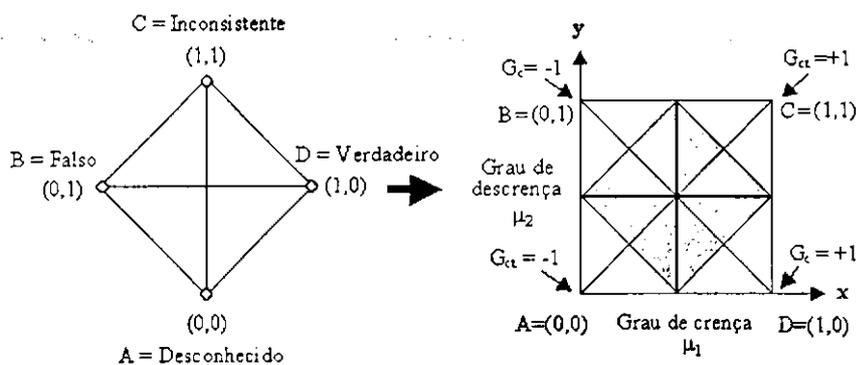


Figura 2.3 – Reticulado da Lógica Paraconsistente Anotada, representado num quadrado.

Como se pode constatar na figura 2.3, o reticulado apresenta várias regiões onde o par (μ_1, μ_2) pode ser encontrado, proporcionando também resultados intermediários.

O reticulado representativo da lógica paraconsistente anotada pode ser considerado num quadrado unitário do plano cartesiano, como comentado em linhas anteriores, onde os

valores de x e y são considerados como anotações representadas por μ_1 e μ_2 , respectivamente. No quadrado unitário do plano cartesiano, o segmento de reta que une os pontos B e D (isto é, o segmento de reta \overline{BD}) recebe o nome de linha perfeitamente definida.

Nesse segmento de reta, para qualquer valor de μ_1 obtido, o μ_2 correspondente é seu complemento, uma vez que essas grandezas são unitárias. A expressão matemática que representa o referido segmento de reta é dada por:

$$y + x - 1 = 0 \quad (1.1)$$

Têm-se, assim, duas regiões delimitadas pelo segmento de reta \overline{BD} que recebem os seguintes nomes:

- Região Sobredefinida – é toda região acima do segmento de reta \overline{BD} .
- Região Subdefinida - é toda região abaixo do segmento de reta \overline{BD} .

Ao resultado da expressão matemática do segmento de reta \overline{BD} , que envolve μ_1 e μ_2 dar-se o nome de grau de contradição (G_{ct}). Portanto substituindo os parâmetros x e y , da expressão (1.1), pelos respectivos valores de μ_1 e de μ_2 , tem-se:

$$G_{ct} = \mu_1 + \mu_2 - 1 \text{ para } 0 \leq \mu_1 \leq 1 \text{ e } 0 \leq \mu_2 \leq 1 \quad (2.2)$$

Esse parâmetro varia de -1 a $+1$ quando μ_1 e μ_2 variam de 0 a 1 .

Quando o grau de contradição (G_{ct}) for maior ou igual a zero e menor ou igual a $+1$ esse parâmetro recebe o nome de grau de inconsistência (G_{it}).

$$G_{it} = \mu_1 + \mu_2 - 1 \text{ se e somente se } \mu_1 + \mu_2 \geq 1 \quad (2.3)$$

Quando o grau de contradição for menor ou igual a zero e maior ou igual a -1 esse parâmetro recebe o nome de grau de indeterminação (G_{id}).

$$G_{id} = \mu_1 + \mu_2 - 1 \text{ se e somente se } \mu_1 + \mu_2 \leq 1 \quad (2.4)$$

Pode-se constatar que os graus de inconsistência (G_{it}) e de indeterminação (G_{id})

são particularidades do grau de contradição (G_{ci}) e que o grau máximo de inconsistência (G_{itmax}) ocorre quando $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 1$. Isso ocorre no ponto $C = (1,1)$ do quadrado unitário do plano cartesiano. Por outro lado, o grau máximo de indeterminação (G_{idmax}) ocorre quando $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 0$, o que ocorre no ponto $A = (0,0)$ do quadrado unitário do plano cartesiano.

Mostra-se na figura 2.4 uma maneira gráfica das variações dos parâmetros acima descritos.

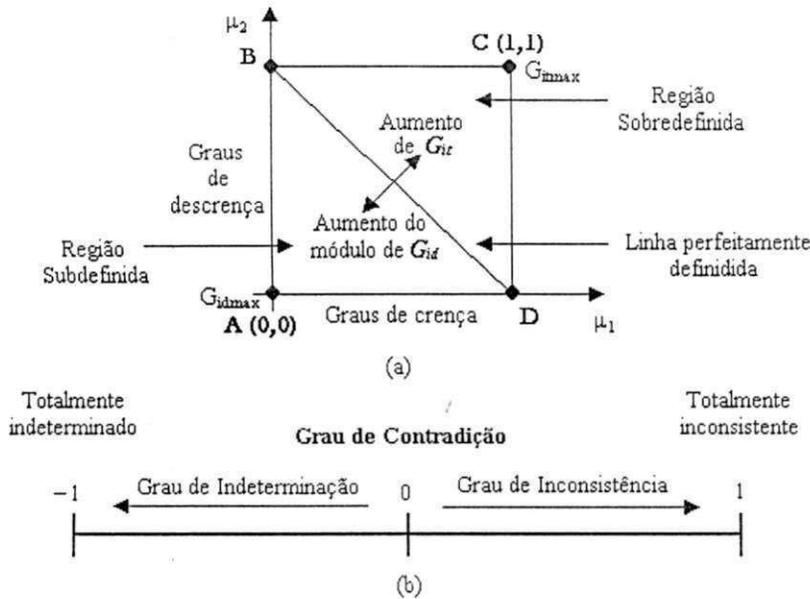


Figura 2.4 - (a) Linha perfeitamente definida desenhado no quadrado unitário do plano cartesiano. (b) Linha de contradição apresentando os pontos máximos e mínimos de G_{it} e G_{id} .

Com base na figura 2.4, pode ser concluído que quanto mais próximo da linha perfeitamente definida encontrarem-se os pontos determinados pelo par (μ_1, μ_2) menor serão as inconsistências ou as indeterminações. Quanto mais afastados da reta perfeitamente definida encontrarem-se os pontos determinados pelo par (μ_1, μ_2) , maior será a inconsistência ou a indeterminação.

No quadrado unitário do plano cartesiano, o segmento de reta que liga o ponto A ao ponto C, isto é, o segmento de reta \overline{AC} , recebe o nome de linha perfeitamente indefinida. A expressão matemática que define esse segmento de reta é dada por:

$$y = x, \text{ ou seja, } x - y = 0 \tag{2.5}$$

Pela expressão (2.5), pode-se constatar que para todos os pontos pertencentes a

esse segmento de reta, os valores correspondentes aos parâmetros de x são iguais aos valores correspondentes aos parâmetros de y . A expressão 2.5 pode ser reescrita, utilizando-se os graus de crença (μ_1) e de descrença (μ_2), adquirindo um novo formato como:

$$\mu_1 - \mu_2 = 0 \text{ no qual } 0 \leq \mu_1 \leq 1 \text{ e } 0 \leq \mu_2 \leq 1 \quad (2.6)$$

Têm-se, assim, duas regiões delimitadas pelo segmento de reta \overline{AC} que recebem os seguintes nomes:

- Região Indireta – é toda região acima do segmento de reta \overline{AC} .
- Região Direta - é toda região abaixo do segmento de reta \overline{AC} .

O resultado da expressão (2.6), que envolve os graus de crença e de descrença, é denominado de grau de certeza (G_c). Esse novo parâmetro varia de -1 até $+1$ quando os graus de crença e de descrença variam de 0 até 1 .

Quando o grau de certeza (G_c) for maior ou igual a zero e menor ou igual a 1 será chamado de grau de verdade (G_v), isto é:

$$G_v = \mu_1 - \mu_2 \text{ se e somente se } \mu_1 \geq \mu_2 \quad (2.7)$$

Quando o grau de certeza (G_c) for maior ou igual a -1 e menor ou igual a zero, será chamado de grau de falsidade (G_f), isto é:

$$G_f = \mu_1 - \mu_2 \text{ se e somente se } \mu_1 \leq \mu_2 \quad (2.8)$$

Da expressão (2.7), pode-se concluir que o maior grau de verdade ($G_{v\text{máx}}$) ocorre quando o grau de crença é máximo e o grau de descrença é mínimo, isto é, ocorre no ponto D $(1,0)$ do quadrado unitário do plano cartesiano, enquanto que o grau de falsidade é máximo ($G_{f\text{máx}}$), em módulo, quando o grau de crença é mínimo e o grau de descrença é máximo, isto é, ocorre no ponto B $(0,1)$ do quadrado unitário do plano cartesiano. Mostra-se na figura 2.6, com detalhes, as variações dos parâmetros acima mencionados.

Como foi observado na figura 2.3, o quadrado unitário do plano cartesiano foi dividido em várias regiões. Portanto, nos projetos de aplicação, os pontos representados no quadrado do plano cartesiano deverão ser em número suficiente para delimitar regiões que

possibilite a implementação de um circuito de medição e controle ou de um programa computacional considerado eficiente. Pode-se constatar que um aumento no número de pontos, bem como o aumento no número de regiões delimitadas, permite maior resolução, trazendo resultados mais precisos. Porém, o termo de computação será maior e o circuito apresentará uma maior complexidade na implementação.

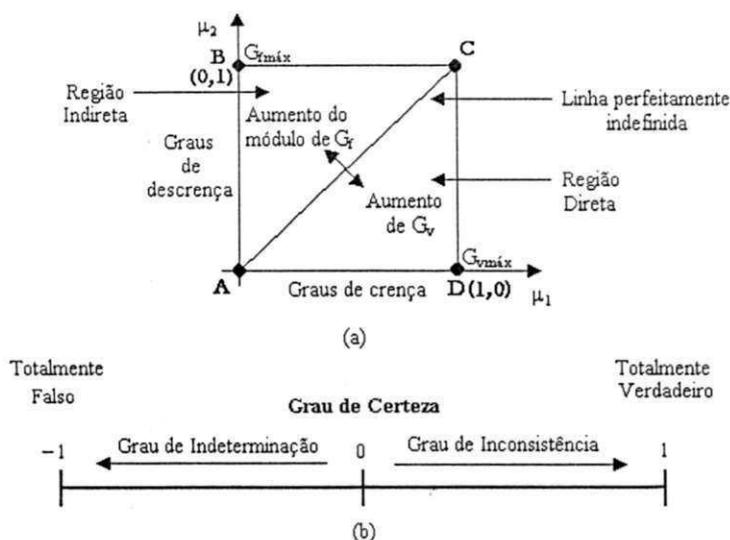


Figura 2.5 - (a) Linha perfeitamente indefinida desenhado no quadrado unitário do plano cartesiano. (b) Linha de contradição apresentando os pontos máximos e mínimos de G_v e G_r .

Mostra-se na figura 2.6 um quadrado unitário do plano cartesiano com uma resolução igual a 12, isto é, 12 regiões definidas para situações extremas e não extremas, ou intermediárias.

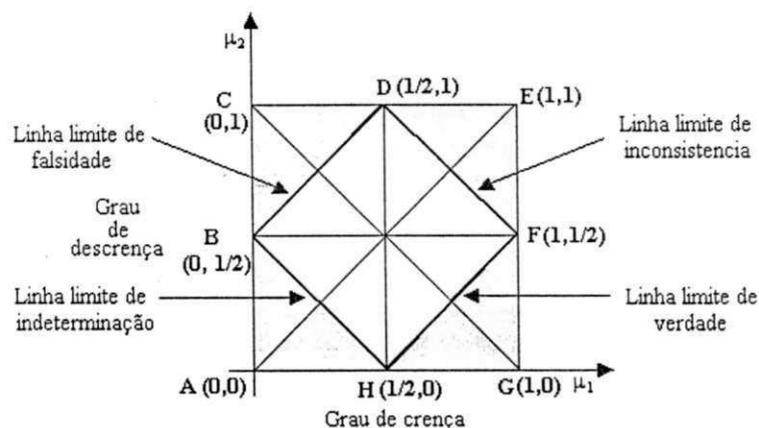


Figura 2.6 - Reticulado representado no plano cartesiano com acréscimo de pontos e com novas linhas de limitações.

2.4 – DELIMITAÇÃO DAS REGIÕES DO QUPC.

Com a divisão do quadrado unitário do plano cartesiano em 12 regiões, novos segmentos de retas aparecem delimitando as regiões de situação extrema, recebendo as denominações:

- Segmento \overline{BD} – linha limite de falsidade;
- Segmento \overline{DF} – linha limite de inconsistência;
- Segmento \overline{FH} – linha limite de verdade;
- Segmento \overline{HB} – linha limite de indeterminação.

Como se pode constatar na figura 2.6, os quatro segmentos delimitam quatro regiões de situações extremas tais como:

- Região de totalmente falso (região limitada pelo segmento \overline{BD});
- Região de totalmente inconsistente (região limitada pelo segmento \overline{DF});
- Região de totalmente verdadeiro (região limitada pelo segmento \overline{FH});
- Região de totalmente indeterminado (região limitada pelo segmento \overline{HB}).

Como se pode perceber, a análise acima permitiu a descrição de todas as regiões que representam os estados extremos que são: Verdadeiro, Falso, Inconsistente e Indeterminado.

No quadrado unitário do plano cartesiano da figura 2.6, os graus de inconsistência, de indeterminação, de falsidade e de verdade foram comparados com um valor constante igual a $1/2$. Esse valor foi uma escolha arbitrária, podendo ser alterado externamente para um valor que seja bastante conveniente para uma resposta do sistema a ser projetado. Uma variação desse limite aumentará ou diminuirá as regiões delimitadas do reticulado.

Essa possibilidade é de extrema importância nos projetos de sistemas de medição e controle que vão ser implementados com a Lógica Paraconsistente Anotada de Dois Valores, uma vez que permite uma dinâmica nos ajustes para adequação das malhas. Esses

ajustes vão permitir otimização tanto na utilização do algoritmo, em programas de computação, como na implementação dos circuitos eletrônicos.

Mostra-se na figura 2.7 as descrições das regiões que estão localizadas próximas àquelas que representam as regiões dos estados extremos. Essas novas regiões irão definir novos estados não extremos, mas que serão influenciadas pelas regiões dos estados extremos.

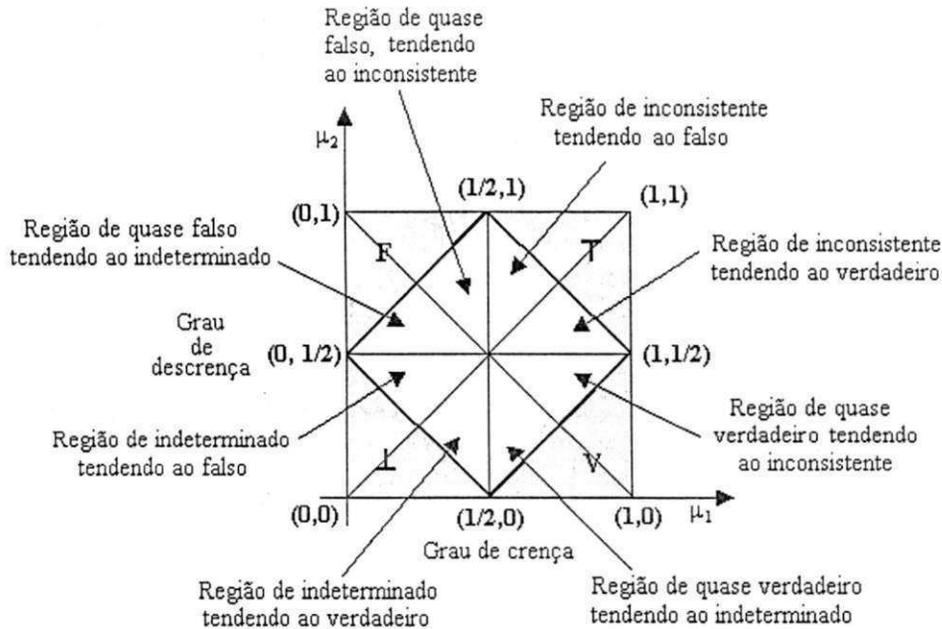


Figura 2.7 - Quadro unitário destacando as regiões dos estados não extremos.

Pode-se observar na figura 2.7 que os segmentos de retas que delimitam as regiões dos estados extremos, no quadro unitário do plano cartesiano, cortam as linhas perfeitamente definida e perfeitamente indefinida em pontos específicos ($1/2$ e $-1/2$), proporcionando valores intermediários para as grandezas G_{ct} e G_c . Essas grandezas estão intimamente ligadas no reticulado representativo da LPA2V, portanto, não se pode determinar o estado resultante tomando-se cada valor de G_{ct} e G_c individualmente. A inter-relação dos dois graus impossibilita que se faça uma análise de cada valor de modo independente e individual. Para representar essa dependência e melhorar a visualização dessas grandezas, as retas do grau de contradição e do grau de certeza, mostradas nas figuras 2.5 e 2.6 são interpostas ortogonalmente, mantendo-se G_{ct} na vertical e G_c horizontalmente. Mostra-se na figura 2.8, com detalhes, essa disposição.

Com a configuração em dois eixos ortogonais, no qual todos os valores possíveis

de G_{ct} e G_c são expostos (intermediários e extremos), pode-se afirmar que:

“A visualização dos graus de certeza e de contradição em dois eixos, vertical e horizontal, sobrepostos conforme apresentada na figura 2.8, é permitido obter o reticulado representativo da lógica paraconsistente anotada de dois valores construído com valores possíveis de serem quantificados e equacionados”.

Como mencionado, nas representações das regiões delimitadas pelos segmentos de retas que cortam as linhas G_{ct} e G_c , no quadrado unitário do plano cartesiano de resolução 12, foi considerado que um grau de contradição (G_{ct}) maior ou igual a $+1/2$ resulta no estado extremo de totalmente inconsistente, sem nenhuma inter-relação, e o grau de contradição (G_{ct}) menor do que $-1/2$ resulta no estado extremo de totalmente indeterminado, sem nenhuma inter-relação.

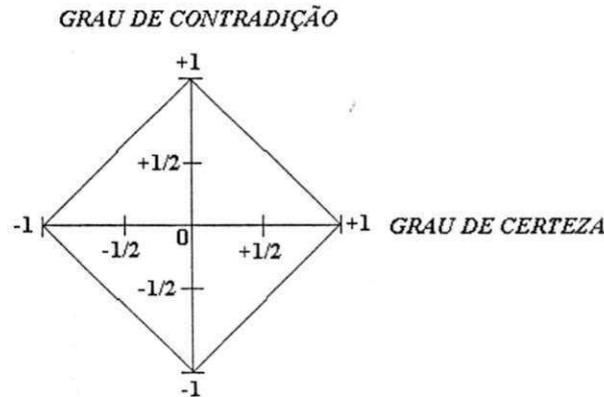


Figura 2.8 - Representação dos graus de certeza e de contradição inter-relacionados.

Analisando o eixo horizontal, que pertence ao grau de certeza, pode-se constatar que para um grau de certeza (G_c) maior do que $+1/2$ resulta no estado extremo de totalmente verdadeiro, sem nenhuma outra inter-relação e quando o grau de certeza for menor do que $-1/2$ resulta no estado extremo de totalmente falso.

Com essas considerações, no gráfico dos graus de certeza e de contradição que representa o quadrado unitário de resolução 12, os valores em módulos iguais ou acima de $1/2$ possuem estados definidos, e os valores abaixo de $1/2$ são inter-relacionados e vão definir regiões que vão resultar nos estados não extremos.

Como descritos em linhas anteriores, os valores não extremos são definidos em função do efeito que os estados extremos podem proporcionar. Neste caso, para melhorar a

descrição, é denominado valor superior de controle de certeza (V_{scc}) o valor que vai limitar o grau de certeza próximo ao verdadeiro, e valor inferior de controle de certeza (V_{icc}) é o valor que vai limitar o grau de certeza próximo ao falso. O valor que limita o grau de contradição próximo ao estado inconsistente é denominado valor superior de controle de contradição (V_{scct}) é o valor que vai limitar o grau de contradição próximo ao indeterminado é denominado de valor inferior de controle de contradição (V_{icct}).

O reticulado da LPA2V com os valores dos graus de certeza (G_c) e de contradição (G_{ct}) na configuração do quadrado unitário de resolução 12, conforme foi considerado, fica com os valores de controle ajustados da seguinte forma:

- $V_{scc} = 1/2$;
- $V_{icc} = -1/2$;
- $V_{scct} = 1/2$;
- $V_{icct} = -1/2$.

Mostra-se na figura 2.9 todos os estados lógicos do reticulado com os valores de controle considerados nessa configuração.

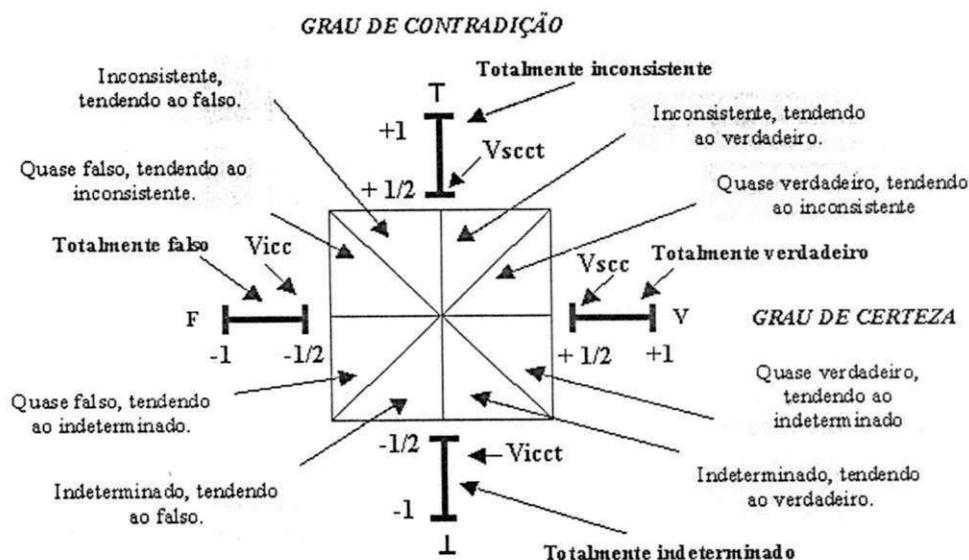


Figura 2.9 - Representação gráfica dos valores de controle dos graus de certeza e de contradição.

Os valores V_{scct} , V_{icct} , V_{scc} e V_{icc} , que limitam as regiões correspondentes aos estados chamados extremos, assim como aqueles que resultam nos estados chamados não

extremos, não são necessariamente iguais em módulo, já que foi feito o ajuste nessa configuração particular.

Com o objetivo de tornar o algoritmo mais compacto, de fácil interpretação e de melhor controlabilidade, as descrições das regiões delimitadas no quadrado unitário do plano cartesiano podem ser melhoradas.

Como são encontrados pontos situados dentro do quadrado unitário do plano cartesiano, com valores diversos para os graus de crença e descrença, cada ponto representa um estado lógico resultante, que pode ser extremo ou não extremo, dependendo da região onde o ponto foi encontrado.

Aumentando-se o número de valores dos graus de crença e de descrença, os pontos interpolados, situados dentro do quadrado unitário, sofrerão um considerável aumento. Chamando por n_l o número de valores atribuídos aos graus de crença e de descrença, e por N o número de pontos interpolados, situados no quadrado unitário do plano cartesiano, tem-se então que:

$$N = n_l^2 \quad (2.9)$$

Como descritos em linhas anteriores, cada ponto interpolado corresponde a um estado lógico resultante de saída. Um aumento no número de pontos interpolados no quadrado unitário traz como consequência um grande número de estados lógicos resultantes.

Na prática, o número de saída dos estados lógicos resultantes desejados é dependente da aplicação e, para implementação desse método em sistemas de medição e de controle, deve ser feita uma otimização.

Na otimização, consideram-se os pontos situados muito próximos como os de um mesmo estado lógico resultante. Dessa forma, são obtidas regiões com certa delimitação, onde todos os pontos considerados são inseridos, formando um conjunto de pontos equivalente a um único estado lógico resultante de saída.

A resolução do processo vai depender do número de regiões que serão delimitadas. A exatidão da análise também é dependente da discretização que é efetuada nos sinais de entrada, composta pelos graus de crença e de descrença que estão sendo aplicados. Os formatos dessas regiões podem ser variados através de ajustes de controle limites feitos externamente possibilitando a otimização do sistema de análise paraconsistente.

Na discretização do reticulado apenas um único estado lógico estará ativo no final de cada análise. Isto significa que o sistema paraconsistente pode formular conclusões e tomar uma ação baseada em uma palavra binária de 12 ou 16 dígitos, o que o torna apto a trabalhar em sistemas de medição e de controles híbridos.

É mostrado na figura 2.10 um quadrado unitário do plano cartesiano discretizado, onde um sinal multivalorado composto de graus de crença e de descrença com discretização de 10 valores. Como se pode perceber, essa discretização irá resultar em 100 pontos interpolados dentro do quadrado unitário. Isso significa que se tem como saída 100 pontos equivalentes aos estados lógicos resultantes, que em termos de *hardware* se tem um barramento de 100 vias (ou trilhas) fornecendo informações de saída. Para solucionar este problema é feita uma otimização com a delimitação de regiões, obtendo-se estados lógicos resultantes na saída correspondente a cada região delimitada, que em termos de *Hardware* significa um barramento de saída com 16 vias.

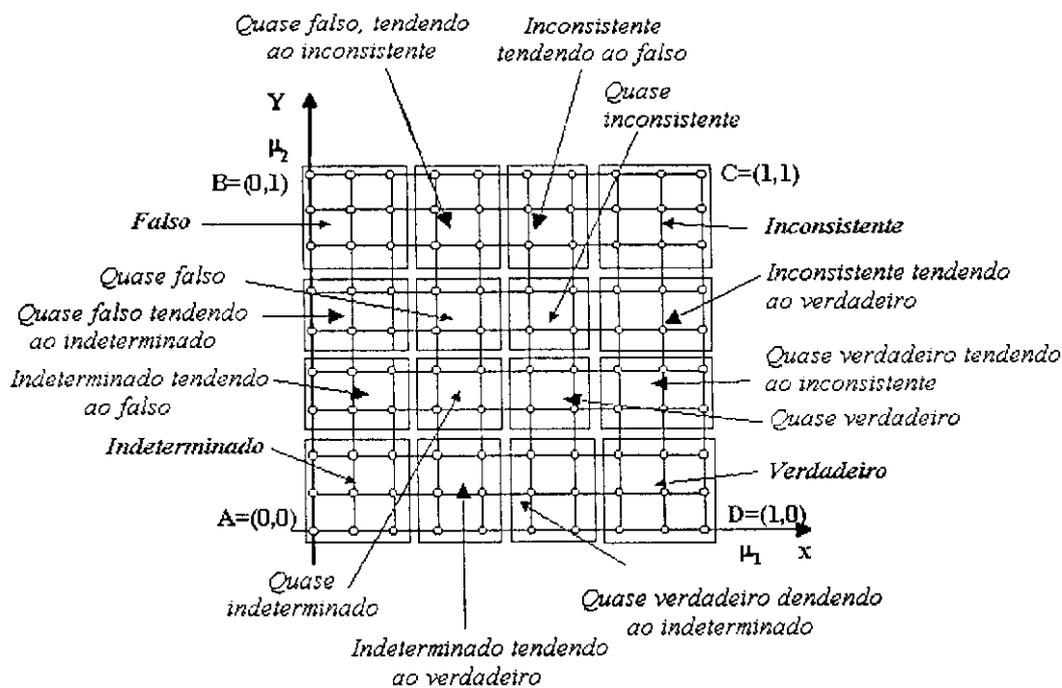


Figura 2.10 - Reticulado associado à LPA2V representado por um quadrado unitário do plano cartesiano discreto dos graus de crença e de descrença 10 e resolução 100.

A transformação dos sinais analógicos para o discreto, bem como o aumento ou a diminuição nos valores analógicos dos graus de crença e de descrença, podem ser feitos de forma computacional ou por meio de circuitos eletrônicos.

Este processo de discretização facilita a descrição de todo o reticulado originando assim um algoritmo com o objetivo de efetuar implementação da LPA2V em linguagem computacional. As descrições das regiões e as equações que envolvem os valores de entrada e de saída permitem que o algoritmo seja de fácil implementação em linguagem convencional de computação, permitindo aplicações práticas imediatas e proporcionando testes e simulações em várias situações, visando os estudos comportamentais de sistemas de medição e de controle ou de sistemas especialistas baseados na Lógica Paraconsistente Anotada de Dois Valores.

2.5 – ALGORITMO PARA-ANALISADOR

As variáveis e as grandezas originadas do reticulado da Lógica Paraconsistente Anotada, definidas no quadrado unitário do plano cartesiano, são detalhadas a seguir utilizando-se de todas as simbologias decorrentes dos diversos estados das regiões extremas e não extremas. O algoritmo elaborado com base na LPA2V é denominado de Para-Analisador (Da Silva Filho, J. I. & Abe, Jair Minoro. “Algoritmo Para-Analisador”. Instituto de Estudos Avançados da USP).

1) – Estados Extremos:

$T \Rightarrow$ Inconsistente

$F \Rightarrow$ Falso

$\perp \Rightarrow$ Indeterminado

$V \Rightarrow$ Verdadeiro

2) – Estados não Extremos

$\perp \rightarrow f \Rightarrow$ Indeterminado, tendendo ao Falso;

$\perp \rightarrow v \Rightarrow$ Indeterminado, tendendo ao Verdadeiro;

$T \rightarrow f \Rightarrow$ Inconsistente, tendendo ao Falso;

$Qv \rightarrow T \Rightarrow$ Quase Verdadeiro, tendendo ao Inconsistente;

$Qf \rightarrow T \Rightarrow$ Quase Falso, tendendo ao Inconsistente;

$Q_f \rightarrow \perp \Rightarrow$ Quase Falso, tendendo ao Indeterminado;

$Q_v \rightarrow \perp \Rightarrow$ Quase Verdadeiro, tendendo ao Indeterminado.

3) – Variáveis de Entrada

$\mu_1 \Rightarrow$ Grau de crença;

$\mu_2 \Rightarrow$ Grau de descrença.

4) – Valores relacionados

$G_{it} \Rightarrow$ Grau de Inconsistência, no qual:

$$G_{it} = \mu_1 + \mu_2 - 1 \text{ se e somente se } \mu_1 + \mu_2 \geq 1$$

$G_{id} \Rightarrow$ Grau de Indeterminação, no qual:

$$G_{id} = \mu_1 + \mu_2 - 1 \text{ se e somente se } \mu_1 + \mu_2 \leq 1$$

$G_v \Rightarrow$ Grau de Verdade, no qual:

$$G_v = \mu_1 - \mu_2 \text{ se e somente se } \mu_1 \geq \mu_2$$

$G_f \Rightarrow$ Grau de Falsidade, no qual:

$$G_f = \mu_1 - \mu_2 \text{ se e somente se } \mu_1 \leq \mu_2$$

$G_{ct} \Rightarrow$ Grau de Contradição, no qual:

$$G_{ct} = \mu_1 + \mu_2 - 1, \text{ no qual: } 0 \leq \mu_1 \leq 1 \text{ e } 0 \leq \mu_2 \leq 1$$

$G_c \Rightarrow$ Grau de Certeza, no qual:

$$G_c = \mu_1 - \mu_2, \text{ no qual: } 0 \leq \mu_1 \leq 1 \text{ e } 0 \leq \mu_2 \leq 1$$

5) – Variáveis de Controle

$V_{scc} \Rightarrow$ Variável superior de controle de certeza;

$V_{icc} \Rightarrow$ Variável inferior de controle de certeza;

$V_{sct} \Rightarrow$ Variável superior de controle de contradição;

$V_{ict} \Rightarrow$ Variável inferior de controle de contradição.

Com este algoritmo, é fácil a elaboração de circuitos eletrônicos de controladores que funcionam conforme a lógica paraconsistente, bem como, simuladores e controladores na forma de propagação utilizando qualquer linguagem de computação. O algoritmo “Para-Analisador” é mostrado no Apêndice G.

O algoritmo Para-Analisador traduz a análise paraconsistente através da análise dos valores dos graus de crença e de descrença resultando nos valores dos graus de contradição e de certeza. Além da saída analógica, representando os graus de contradição e de certeza, o algoritmo traz uma palavra binária de 12 dígitos, (bits) onde um único dígito ativo representa o estado lógico resultante da análise, possibilitando a aplicação do algoritmo na elaboração de sistemas de medição e de controle em áreas de Automação, Inteligência Artificial e Robótica.

O algoritmo Para-Analisador pode ser utilizado em *software* de sistemas microprocessados de análise paraconsistente, ou em *hardware* cujos circuitos façam um tratamento de sinais elétricos de acordo com as equações apresentadas.

2.6 – OPERAÇÕES LÓGICAS PARACONSISTENTES

Como descrito no começo desse trabalho, a lógica paraconsistente não exclui todos os princípios da lógica clássica. Muito pelo contrário, a lógica paraconsistente é um complemento da lógica clássica e utiliza-se de alguns princípios dessa, como por exemplo: as operações com o Operador *NOT* e os conectivos *OR* e *AND*.

Para se analisar a aplicação do Operador *NOT* e dos conectivos *OR* e *AND*, parte-se, inicialmente, do princípio de que os valores dos sinais dos graus de crença (μ_1) e dos graus de descrença (μ_2) podem ser binários sem nenhuma restrição quanto à relação entre seus valores individuais. Esse caso aproxima-se da proposta apresentada em (Subrahmanian, V.S. - 1987), em que os valores de μ_1 e de μ_2 podem ser iguais ou diferentes. Como são binários, os resultados obtidos no quadrado unitário do plano cartesiano são estados lógicos, que são denominados de estados extremos. Portanto, é apresentado na tabela 2.1 o quadro, em resumo, do resultado da análise no quadrado unitário do plano cartesiano e, como se podem constatar, as saídas são os estados extremos: Falso, Verdadeiro, Inconsistente e Indeterminado.

Sinais de Entrada		Estados Resultantes
Graus de crença	Graus de descrença	
μ_1	μ_2	
1	1	T
1	0	V
0	1	F
0	0	\perp

Tabela 2.1 - Valores-verdade para sinais de entrada binários, com μ_1 e μ_2 independentes.

Quando o Operador *NOT* é aplicado aos valores dos graus de crença e de descrença da tabela 2.1, os valores do par (μ_1, μ_2) são invertidos, isto é, os valores de μ_1 passam para μ_2 e vice-versa. Pela tabela 2.2 pode-se constatar que os resultados dos estados de Inconsistência e de Indeterminação não se alteram, enquanto o estado de Falsidade é convertido para Verdadeiro e o estado Verdadeiro é convertido em Falsidade.

É mostrada na tabela 2.2 uma conclusão importante: Na aplicação do Operador *NOT*, a negação ocorre apenas nos estados lógicos resultantes que denotam conotação de certeza, que são dois estados: Falso e Verdadeiro.

Sinais de Entrada		Estados Resultantes
Graus de Crença	Graus de Descrença	
μ_1	μ_2	
1	1	T
0	1	F
1	0	V
0	0	\perp

Tabela 2.2 - Valores-verdade da aplicação do Operador *NOT*.

Na lógica paraconsistente anotada, é proposto que a aplicação dos conectivos *OR* e *AND* entre dois pares de sinais (μ_1, μ_2) quaisquer, vai seguir os mesmos procedimentos aplicados à lógica clássica, que é a maximização no conectivo *OR* e a minimização no conectivo *AND*.

Para obtenção dos estados lógicos resultantes do conectivo *OR* é feita primeiramente uma maximização entre os graus de crença dos dois sinais anotados (μ_{1A}) e (μ_{1B}) , obtendo-se um grau de crença resultante (μ_{1R}) . Depois é feita uma maximização entre os graus de descrença dos dois sinais anotados (μ_{2A}) e (μ_{2B}) , obtendo-se, agora um grau de descrença resultante (μ_{2R}) . Com os valores dos graus de crença e de descrença resultante $(\mu_{1R},$

μ_{2R}) é feita uma análise no quadrado unitário do plano cartesiano e obtém-se o estado lógico resultante de saída.

Para obtenção dos estados lógicos resultantes do conetivo *AND* é feita primeiramente uma minimização entre os graus de crença dos dois sinais anotados (μ_{1A}) e (μ_{1B}), obtendo-se um grau de crença resultante (μ_{1R}). Depois é feita uma minimização entre os graus de descrença dos dois sinais anotados (μ_{2A}) e (μ_{2B}), obtendo-se, agora um grau de descrença resultante (μ_{2R}). Com os valores dos graus de crença e de descrença resultante (μ_{1R} e μ_{2R}) é feita uma análise no quadrado unitário do plano cartesiano e obtém-se o estado lógico resultante de saída.

Os sinais dos graus de crença e de descrença podem ser ternários e independentes, como descritos em linhas anteriores e mostrados na figura 2.6. Com os valores ternários na entrada sendo interpolados no quadrado unitário do plano cartesiano, tem-se um acréscimo de cinco novos pontos no reticulado.

Com os graus de crença e de descrença ternários, os cinco novos pontos definirão cinco novos estados lógicos resultantes não extremos. Como se pode constatar por meio da figura 2.11, cada estado não extremo receberá uma denominação conforme a proximidade com os extremos. São mostrados exemplos de aplicação no Apêndice G.

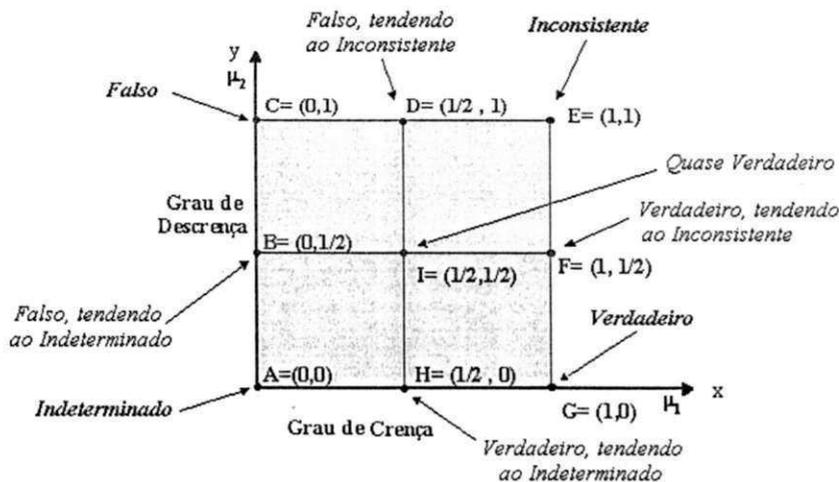


Figura 2.11 - Sinais de entrada ternários, nos quais μ_1 e μ_2 são independentes.

Em sistemas de medição e monitoramento, os sinais provenientes de sensores podem passar por operações com o operador *NOT* ou pelas operações com os conetivos *OR* e/ou *AND*, para que, em seguida, passem por uma análise paraconsistente e uma decisão seja tomada. O operador *NOT* pode ser obtido pela simples comutação dos graus de crença pelos

graus de descrença.

Mostrá-se na figura 2.12(a), com detalhes, uma operação com o conetivo *OR* e na figura 2.12(b) é mostrada uma operação com conetivo *AND*.

Na prática, em sistemas de medição, os sinais dos graus de crença e de descrença podem ser de variações contínuas com o tempo, isto é, sinais analógicos, e com as formas de onda caracterizadas por funções próprias dos sensores. As informações provenientes desses sensores são dotadas de uma grande quantidade de multivalores lógicos proporcionando dificuldade na elaboração das tabelas-verdade com os valores resultantes das aplicações dos conetivos *OR* e *AND*. Isso acontece porque há um aumento considerável no número de combinações possíveis entre os sinais de entrada.

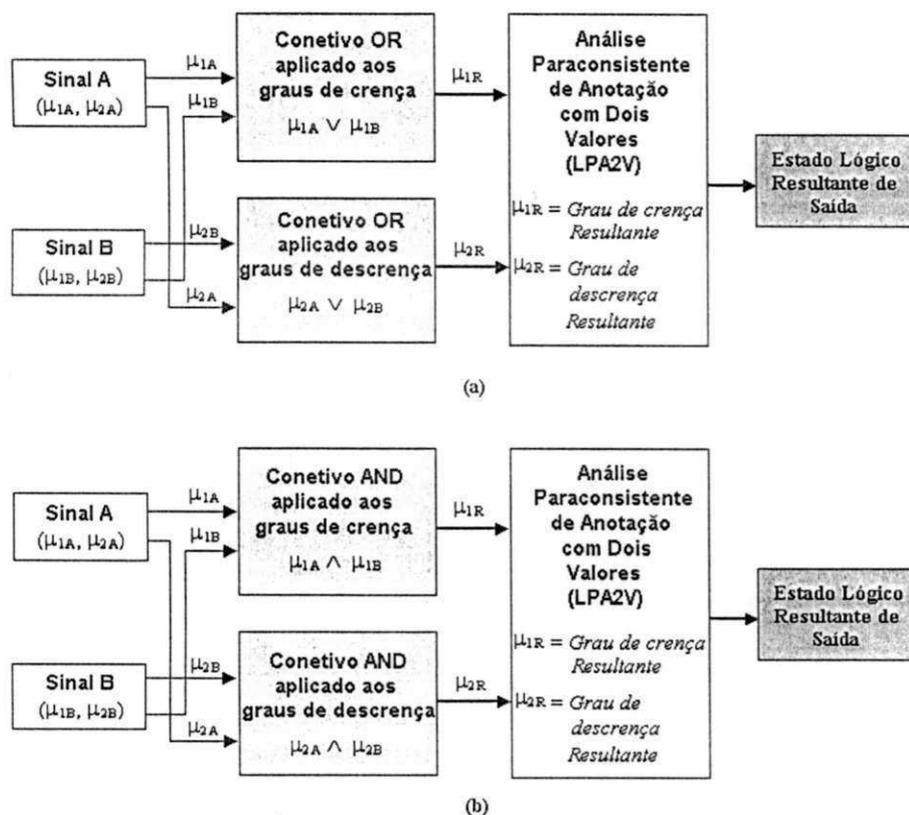


Figura 2.12 - (a) Representação dos procedimentos para se obter a função *OR* na LPA2V. (b) Representação dos procedimentos para se obter a função *AND* na LPA2V.

Na análise do quadrado unitário do plano cartesiano pode-se elaborar um método prático para obtenção dos valores de saída quando se aplica o conetivo *OR* (ou *AND*) em vários sinais anotados compostos de graus de crença e de descrença com a finalidade de se reduzir o tempo de processamento dos sinais analisados assim como a redução da complexidade dos circuitos elaborados para desenvolverem tal análise.

2.7 – INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS C_1, C_2, C_3 E C_4 NA ANÁLISE DOS GRAUS DE CRENÇA E DE DESCRENÇA

Até o momento desenvolveu-se análise no quadrado unitário do plano cartesiano dotado de oito (8) regiões de estados não extremos, quatro (4) regiões de estados extremos e com valores de controle limites $1/2$ e $-1/2$. Pela análise do algoritmo, verifica-se que a mudança de um dos quatro valores de controle limite (C_1, C_2, C_3 e C_4) modifica as características de resposta das saídas. Este efeito é mais bem visualizado através do quadrado unitário do plano cartesiano da figura 2.13, no qual é fácil verificar que, ao serem efetuadas as variações nos valores de controle limites, ocorre uma mudança nas dimensões das regiões relacionadas com os lógicos resultantes da saída. Como consequência, as características do *software* ou do sistema de controle que estiver utilizando o algoritmo Para-analisador serão modificadas.

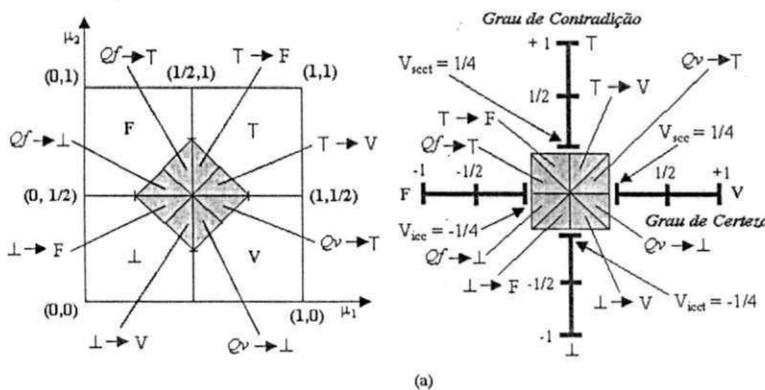


Figura 2.13 - Representação em graus e no plano unitário das regiões dos estados extremos e não extremos com valores de controle $\pm 1/4$.

Pode-se constatar na figura 2.13 e figura 2.14 que uma modificação nos valores de controle limite (C_1, C_2, C_3 e C_4) proporciona uma variação nas dimensões das regiões relacionadas com os estados lógicos resultantes de saída deixando em 2.13 um sistema mais sensível aos estados extremos e em 2.14 um sistema mais sensível aos estados não extremos.

Comparando as figuras 2.7 e 2.9 com as figuras 2.13 e 2.14, pode-se constatar claramente às variações das regiões dos estados extremos e não extremos. Na figura 2.13, no qual os valores de controle limites variam de $\pm 1/4$, é mais sensível a situações que vão resultar em estados extremos, enquanto na figura 2.14, na qual os valores de controle limites variam de $\pm 3/4$, é mais sensível a situações que vão resultar em estados não extremos.

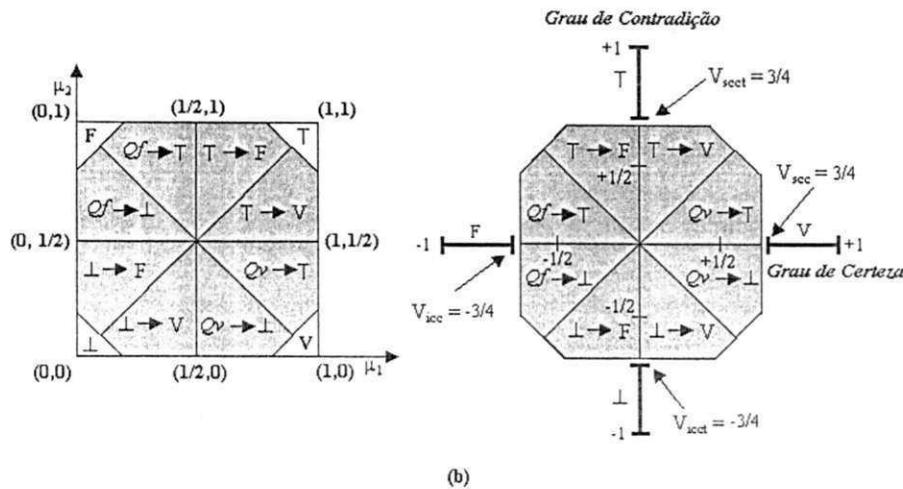


Figura 2.14 - Representação em graus e no plano unitário das regiões dos estados extremos e não extremos com valores de controle $\pm 3/4$.

Como se pode observar nas comparações das mencionadas figuras, outras situações poderão existir proporcionando mais sensibilidade a situações que resultam, por exemplo, em estados extremos de certeza ($V_{scc} = 1/2$ e $V_{icc} = -1/2$) do que os estados de contradição ($V_{scc} = 3/4$ e $V_{icc} = 3/4$) ou em situação simétrica do exemplo acima mencionado.

A representação da lógica paraconsistente anotada de dois valores, por meio do reticulado, com valores dos graus de certeza e de contradição e sendo analisado no quadrado unitário do plano cartesiano permite que os valores limites de controle sejam variados externamente. As respostas das análises podem ser mais aprimoradas com uma maior divisão no quadrado unitário do plano cartesiano aumentando-se o número de regiões delimitadas existentes.

2.8 – AUMENTANDO O NÚMERO DE REGIÕES NÃO EXTREMAS

Como no quadrado unitário do plano cartesiano cada região equivale a um estado lógico resultante de saída, o aumento do número de regiões provoca acréscimo dos estados não extremos, como se pode observar na figura 2.15(a). Cada região pode ser descrita pelos valores dos graus de certeza e de contradição como foi feito no algoritmo. A utilização dos novos estados não extremos resultantes, criados pela inclusão das regiões, vai depender das necessidades do projeto de circuitos de medição e de controle que estiver sendo desenvolvido. Com uma maior resolução e, conseqüentemente, novos estados lógicos resultantes do

quadrado unitário do plano cartesiano são oferecidas mais alternativas de controle e, evidentemente, aumenta-se às possibilidades de aplicações da lógica paraconsistente anotada em sistemas especialistas de medição e de controle. Como exemplo, mostra-se na figura 2.15(a) a inclusão de oito regiões no quadrado unitário que representa o reticulado. Para uma melhor visualização, cada região é indicada por uma letra.

Nesta configuração, as regiões que definem os estados resultantes de saída ficam agora delimitadas por oito valores de controle que podem ser variados dentro de um determinado intervalo. Os valores de controle são:

- V_{scc} = Valor superior de controle do grau de certeza;
- V_{sicc} = Valor superior intermediário de controle do grau de certeza;
- V_{icc} = Valor inferior de controle do grau de certeza;
- V_{iicc} = Valor inferior intermediário de controle do grau de certeza;
- V_{sect} = Valor superior de controle do grau de contradição;
- V_{sicct} = Valor superior intermediário de controle do grau de contradição;
- V_{icct} = Valor inferior de controle do grau de contradição;
- V_{iicct} = Valor inferior intermediário de controle do grau de contradição.

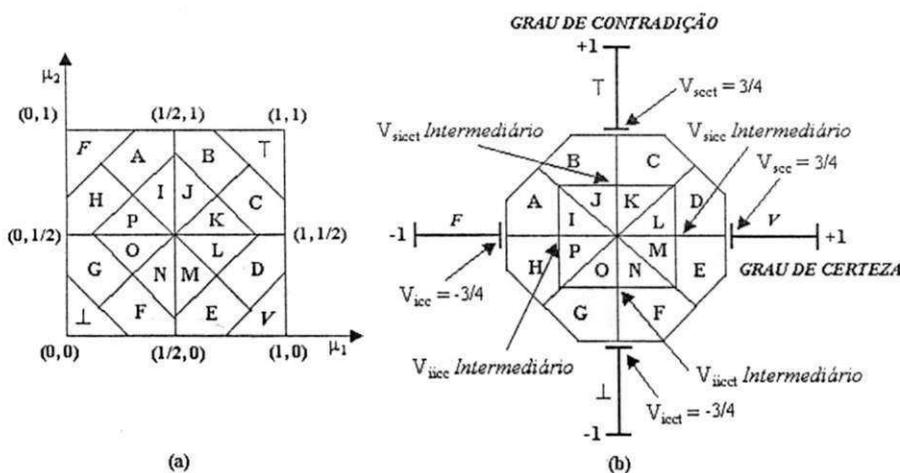


Figura 2.15 - (a) Representação no plano unitário das regiões correspondentes a quatro estados extremos e 16 estados não extremos. (b) Representação em graus da inclusão de regiões obtendo-se 4 estados extremos e 16 não extremos.

A configuração mostrada na figura 2.15 possibilita a representação de vinte estados resultantes, sendo: quatro estados extremos e dezesseis estados não extremos.

Seguindo o mesmo critério, cada região recebeu uma denominação conforme a sua proximidade com os estados extremos. Mostra-se na tabela 2.3 as relações entres as regiões e os estados resultante e os respectivos símbolos.

Como se pode observar no reticulado da figura 2.15(b), os ajustes dos valores superiores de controle estão próximo de $3/4$ e os valores de controle intermediários estão ajustados em torno de $1/2$.

Com o acréscimo de outras regiões no quadrado unitário do plano cartesiano, obtém-se um aumento na resolução dos estados resultantes de saída, o que é muito conveniente para sistemas de medição e de controle. Porém, verifica-se que o número de dispositivos de ajustes também aumenta, o que significa uma maior complexidade para controlar o sistema. Esses fatores de dependência entre a controlabilidade e a complexidade devem sempre ser devidamente analisados e, dependendo da aplicação do projeto, talvez não seja interessante este aumento da resolução.

REGIÕES	ESTADOS RESULTANTES	SÍMBOLO
A	Quase falso, tendendo ao inconsistente	$Qf \rightarrow T$
B	Inconsistente, tendendo ao falso	$T \rightarrow f$
C	Inconsistente, tendendo ao verdadeiro	$T \rightarrow v$
D	Quase verdadeiro, tendendo ao inconsistente	$Qv \rightarrow T$
E	Quase verdadeiro, tendendo ao indeterminado	$Qv \rightarrow \perp$
F	Indeterminado, tendendo ao verdadeiro	$\perp \rightarrow v$
G	Indeterminado, tendendo ao falso	$\perp \rightarrow f$
H	Quase falso, tendendo ao indeterminado	$Qf \rightarrow \perp$
I	Quase falso, tendendo ao inconsistente	$Qq-f \rightarrow T$
J	Inconsistente, tendendo ao quase falso	$T \rightarrow Qf$
K	Inconsistente, tendendo ao quase verdadeiro	$T \rightarrow Qv$
L	Quase quase verdadeiro, tendendo ao inconsistente	$Qq-v \rightarrow T$
M	Quase quase verdadeiro, tendendo ao indeterminado	$Qq-v \rightarrow \perp$
N	Indeterminado, tendendo ao quase verdadeiro	$\perp \rightarrow Qv$
O	Indeterminado, tendendo ao quase falso	$\perp \rightarrow Qf$
P	Quase quase falso tendendo ao indeterminado	$Qq-f \rightarrow \perp$

Tabela 2.3 - Denominação de estados para o quadro unitário com resolução 20.

Quando se trata do operador *NOT* e dos conetivos *OR* e *AND* se afirma que na análise do quadrado unitário do plano cartesiano pode-se elaborar um método prático para obtenção dos valores de saída quando são aplicadas as operações lógicas, acima mencionadas, em vários sinais anotados compostos de graus de crença e de descrença com a finalidade de se reduzir o tempo de processamento dos sinais analisados assim como a redução da

complexidade dos circuitos elaborados para desenvolverem tal análise. Essas operações podem ser tratadas por um programa de computador antes de serem analisadas no quadrado unitário do plano cartesiano.

Com relação ao operador *NOT* dois métodos podem ser aplicados: O método de obtenção do operador *NOT* através do quadrado unitário do plano cartesiano com os valores dos graus de crença e de descrença e o método de obtenção do operador *NOT* através do reticulado construído com os graus de certeza e de contradição (Exemplo no Apêndice G).

“Na Lógica Paraconsistente Anotada de Dois Valores, para se obter uma negação lógica nos estados lógicos resultantes de saída, basta mudar a polaridade (positivo, negativo) do sinal do grau de certeza e fazer a análise paraconsistente nos sinais, uma vez que a particularidade do grau de contradição (grau de inconsistência ou grau de indeterminação) permanece a mesma”.

Esta conclusão é de extrema importância uma vez que possibilita a construção de um operador *NOT* pela simples inversão do sinal do grau de certeza, sem a necessidade da troca do grau de crença pelo grau de descrença. Com isso tem-se facilitado a implementação do operador *NOT* por meio de programação computacional e por circuito eletrônico.

Como foi apresentado um método para simplificar a implementação do operador *NOT*, também existe um outro método para simplificar a obtenção dos estados lógicos resultantes de saída após a aplicação dos conectivos *OR* ou *AND* com dois ou mais sinais anotados (Exemplo mostrado no Apêndice G).

Até o momento foram descritos os princípios mais importantes da lógica paraconsistente anotada de dois valores que serão aplicados no circuito de monitoração e controle de sensores de temperatura que serão descritos nesta dissertação.

Os atuais processos de medição e de controle em Automação, Robótica e Inteligência Artificial, são projetados, em sua grande maioria, aplicando-se a lógica clássica e, portanto, não prevêm o aparecimento de inconsistências e indeterminações. No mundo real, as contradições ou inconsistências aparecem originadas pelas condições do ambiente em que se desenvolvem as tarefas. Como e quando estas situações contraditórias aparecem é, na maioria das vezes, independente da vontade do agente que executa a medição e o controle.

O aparecimento destas situações inesperadas obriga aos projetistas de sistemas de

medição e de controle a aplicarem métodos de tratamento do conhecimento incerto quase sempre ineficazes e, por isso, são buscadas novas formas para a elaboração de projetos de controle que consigam traduzir e transmitir diretamente as condições de um ambiente real.

Nas atividades de pesquisas tais como em Robótica e Inteligência Artificial, por exemplo, o grande desafio é a construção de sistemas de controle de robô móvel autônomo e de sistemas especialistas que consigam responder satisfatoriamente a estas mudanças comum de comportamento que se aproxime do humano.

Os métodos de interpretação e os resultados dos estudos com a implementação do algoritmo Para-analisador, apresentado neste trabalho, demonstram que a lógica paraconsistente anotada de dois valores (LPA2V) pode ser aplicada em instrumentação eletrônica e em sistemas de controle. Esta aplicação pode ser feita através da análise de sinais, utilizando como ferramenta principal o mencionado algoritmo, que demonstrou ser de fácil implementação em linguagem computacional convencional.

Como pode ser constatado, o ajuste externo do algoritmo Para-analisador permite a otimização e a controlabilidade dos sistemas, englobando situações importantes do mundo real. A visualização por meio do reticulado da LPA2V, construído através dos valores de graus de certeza e de contradição, dá uma visão das condições sensoriadas a qualquer instante, retratando situações diversas de uma forma completa e fiel.



Neste capítulo são abordadas, de maneira resumida, algumas técnicas de medição de temperatura para se ter como comparar com o processo de medição do processo apresentado neste trabalho.

3

TÉCNICAS DE MEDIÇÃO E CONTROLE DE TEMPERATURA

3.1 – INTRODUÇÃO

A temperatura de um corpo é a sua capacidade que caracteriza a transferência de calor entre ele e outros corpos; ou pode-se dizer que a temperatura é a medida do efeito causado pela aplicação de calor sobre um corpo.

A medida de temperatura é muito difícil por ser facilmente influenciada por fatores externos aos dispositivos de medida ou pela inércia térmica inerente ao sistema em si.

As medidas de outras variáveis, tais como pressão, vazão e nível, podem ser feitas instantaneamente, mas na medida de temperatura sempre há atraso na resposta. Isso quer dizer que é sempre necessário levar em consideração o fator tempo.

Um aspecto importante da medição de temperatura é que a calibração é consistente através de diferentes tipos de fenômenos físicos. Assim, uma vez se tenha calibrado dois ou mais pontos determinados para temperaturas específicas, os vários fenômenos físicos de expansão, resistência elétrica, força eletromotriz e outras propriedades físicas térmicas, irá dar a mesma leitura da temperatura.

Escolhendo-se os meios de definir a escala padrão de temperatura, pode-se empregar qualquer uma das muitas propriedades físicas dos materiais que variam com a temperatura tais como: o comprimento de uma barra metálica, a resistência elétrica de um fio, a dilatação gerada por uma junção com dois materiais distintos, a temperatura de fusão do sólido e de vaporização do líquido.

3.2 – UNIDADES DE TEMPERATURA

A 9ª Conferência Geral de Pesos e Medidas (1948) escolheu o ponto tríplice da água como ponto fixo de referência, em lugar do ponto de gelo usado anteriormente, atribuindo-lhe a temperatura termodinâmica de 273,16 K. Foi escolhido o grau Kelvin (posteriormente passaria para Kelvin) como unidade SI de temperatura e se permitiu o uso do

grau Celsius (°C), escolhido entre as opções de grau centígrado, grau centesimal e grau Celsius para expressar intervalos e diferenças de temperatura e também para indicar temperaturas em uso prático.

Em 1960, houve pequenas alterações na escala Celsius, quando foram estabelecidos dois novos pontos de referência: zero absoluto e ponto tríplice da água substituindo os pontos de congelamento e ebulição da água.

A 13ª CGPM (1967) adotou o Kelvin no lugar do grau Kelvin e decidiu que o Kelvin fosse usado para expressar intervalo e diferença de temperaturas. Atualmente, Kelvin é a unidade SI base da temperatura termodinâmica e o seu símbolo é K. O Kelvin é a fração de $1/273,16$ da temperatura termodinâmica do ponto tríplice da água. Na prática, usa-se o grau Celsius e o Kelvin é limitado ao uso científico ou a cálculos que envolvam a temperatura absoluta. Um grau Celsius é igual a um Kelvin, porém as escalas estão defasadas de 273,15. A temperatura Celsius (T_c) está relacionada com a temperatura Kelvin (T_k) pela equação:

$$T_c = T_k - 273,15 \quad (3.1)$$

A constante numérica na equação 3.1 (273,15) representa o ponto tríplice da água 273,16 menos 0,01. O ponto de 0 °C tem um desvio de 0,01 da escala Kelvin, ou seja, o ponto tríplice da água ocorre a 0,01 °C ou a 0,00 K. Os intervalos de temperatura das duas escalas são iguais, isto é, 1 °C é exatamente igual a 1 K.

A medida de temperatura pode ser realizada através do uso de células de ponto tríplice da água, com precisão de uma parte em 10^4 . Medições práticas têm precisão de duas partes em 10^3 . A escala e os pontos fixos são definidos em convenções internacionais que ocorrem periodicamente.

3.3 – ESCALAS TERMOMÉTRICAS

Para se definir numericamente uma escala de temperatura, deve-se escolher uma temperatura de referência e estabelecer uma regra para definir a diferença entre a referência e outras temperaturas. As medições de massa, comprimento e tempo não requerem concordância universal de um ponto de referência em que cada quantidade é considerada tendo um valor numérico particular. Escalas de temperatura baseadas em pontos notáveis de propriedades de substâncias dependem da substância escolhida, ou seja, a dilatação térmica do

cobre é diferente da dilatação térmica da prata. A dependência da resistência elétrica com a temperatura do cobre é diferente da prata.

Assim, é desejável que a escala de temperatura seja independente de qualquer substância. A escala termodinâmica proposta pelo barão Kelvin, em 1848, fornece uma base teórica para a escala de temperatura independente de qualquer propriedade de material e se baseia no ciclo de Carnot.

3.4 – ESCALA PRÁTICA INTERNACIONAL DE TEMPERATURA (EPIT)

O estabelecimento ou fixação de pontos para as escalas de temperatura é feito para que qualquer pessoa, em qualquer lugar ou tempo possa contestar uma temperatura específica para criar ou verificar um termômetro. Os pontos específicos de temperatura se tornam efetivamente nos protótipos internacionais de calor. A Conferência Geral de Pesos e Medidas aceitou esta EPIT, em 1948, emendou-a em 1960, estabeleceu uma nova em 1968 (com 13 pontos) e em seguida em 1990 (com 17 pontos).

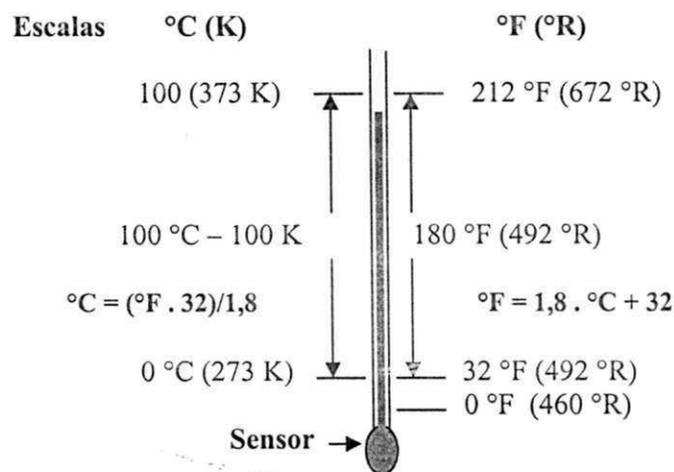


Figura 3.1 – Escala Celsius, Kelvin, Fahrenheit e Rankine.

A Escala Prática Internacional de Temperatura foi estabelecida para ficar de conformidade, de modo aproximado e prático, com a escala termodinâmica. No ponto tríplice da água, as duas escalas coincidem exatamente, por definição. A EPIT é baseada em pontos fixos, que cobrem a faixa de temperatura de -270,15 a 1084,62 °C. Muitos destes pontos

correspondem ao estado de equilíbrio durante a transformação de fase de determinado material. Os pontos fixos associados com o ponto de solidificação ou fusão dos materiais são determinados à pressão de uma atmosfera padrão (101,325 Pa). Além destes pontos de referência primários, foram estabelecidos outros pontos secundários de referência, que são mais facilmente obtidos e usados, pois requerem menos equipamentos. Porém, alguns pontos secundários da EPIT 1968 se tornaram primários na EPIT 1990. É mostrada na figura 3.1 uma relação entre as escalas termométricas Celsius, Kelvin, Fahrenheit e Rankine.

ORDEM	MATERIAL	ESTADO	TEMPERATURA (°C)
1	He	Vapor	-270,15 a – 268,15
2	e-H ₂ ^a	Ponto triplo ^b	-259,346
3	e-H ₂	Vapor	~ 256,16
4	e-H ₂	Ponto triplo	~-252,85
5	Ne	Ponto triplo	-248,593
6	O ₂	Ponto triplo	-218,791
7	Ar	Ponto triplo	-189,344
8	Hg	Ponto triplo	-38,834
9	H ₂ O	Ponto triplo	0,01
10	Ga	Fusão	27,764
11	In	Fusão	156,598
12	Sn	Fusão	231,928
13	Zn	Fusão	419,527
14	Al	Fusão	660,323
15	Ag	Fusão	961,78
16	Au	Fusão	1064,18
17	Cu	Fusão	1084,62

Tabela 3.1 – Pontos fixos da Escala Internacional de Temperatura (1990).

Há dois motivos para se ter tantos pontos para fixar uma escala de temperatura:

^a e-H₂ hidrogênio em concentração de equilíbrio das formas ortomolecular e paramolecular;

^b Ponto triplo: temperatura em que as fases sólidas, líquida e gasosa estão em equilíbrio.

1. Poucos materiais afetados pelo calor mudam o comprimento linearmente ou uniformemente. Tendo-se vários pontos, a escala pode ser calibrada em faixas estreitas, no qual os efeitos não lineares podem ser desprezados.
2. Nenhum termômetro pode medir todas as temperaturas. Muitos pontos fixos permitem um sistema robusto de calibração.

Nenhum termômetro pode medir todas as temperaturas. Muitos pontos fixos permitem um sistema robusto de calibração.

É mostrado na tabela 3.1 os pontos fixos da Escala Prática Internacional de Temperatura (1990).

3.5 – MEDIÇÃO DE TEMPERATURA

Todo dispositivo de medida de temperatura consiste de um elemento sensor de temperatura, um dispositivo visual de interpretação do valor medido e um método para efetuar a ligação entre o elemento sensor e o dispositivo interpretador. Este elemento de ligação deve ter características consideradas desejáveis.

A medição de temperatura pode ser efetuada por sensores mecânicos e elétricos. Os principais sensores mecânicos são o bimetálico e o sistema de enchimento térmico. Os principais sensores elétricos são o termo par e o detector de temperatura e resistência (RTD).

O sensor bimetálico funciona baseando-se na dilatação diferente para metais distintos. A variação da temperatura medida causa variação no comprimento e no formato da barra bimetálica, que pode ser usada para posicionar o ponteiro na escala de indicação de temperatura.

O sistema de enchimento térmico é formado por um bulbo sensível, um sensor de pressão, um tubo capilar de interligação e um fluido de enchimento. O fluido pode ser gás (tipicamente nitrogênio), fluido não volátil (glicerina ou óleo de silicone) ou um fluido volátil (éter etílico). A temperatura é medida através da variação da pressão do gás ou da pressão de dilatação do fluido não volátil ou da pressão de vapor do fluido volátil.

A medição de temperatura por termopar se baseia na tensão gerada pela diferença de temperatura entre as duas junções de dois metais diferentes. A medição de temperatura por resistência elétrica de metais ou termistores vai depender da variação da temperatura medida.

3.5.1 – SENSORES TÉRMICOS

Existem vários modos de se determinar a temperatura, incluindo o termômetro a gás, o termômetro paramagnético, o termômetro de radiação *Planck*. Porém, são métodos para a determinação termodinâmica da temperatura e só possuem interesse científico e teórico e, por isso, são restritos a laboratórios de pesquisas.

O elemento sensor deve ser dotado das seguintes características:

1. Precisão na leitura fornecida com a variação da temperatura. Se X é a propriedade característica do elemento sensor para uma faixa de temperatura, tem-se uma curva descrita em função de X versus T, como mostrado na figura 3.2.
2. Alta sensibilidade para toda escala de temperatura. É necessário X variar com a temperatura o suficiente para ser medida com precisão.

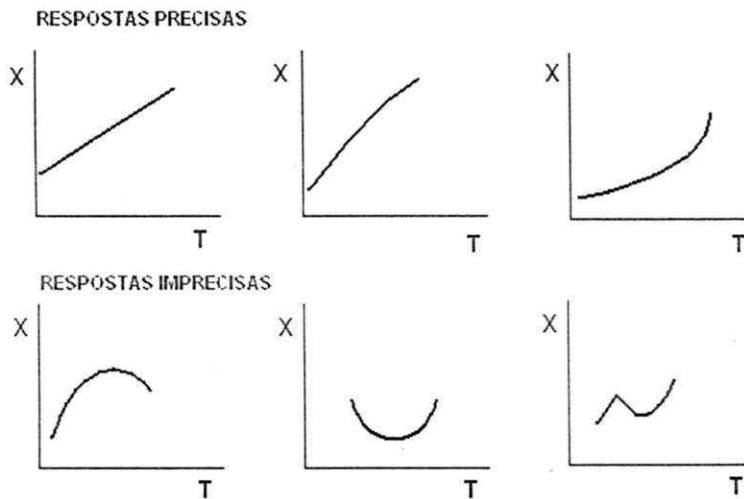


Figura 3.2 – Curvas de respostas de temperatura possíveis.

Obviamente, uma alta sensibilidade pode conduzir para uma alta precisão da medida se a credibilidade é também obtida. A sensibilidade pode ser definida como a inclinação da função da medida da temperatura, como mostrada na seguinte expressão:

$$S \equiv \frac{\partial X}{\partial T} \quad (3.2)$$

Usualmente, a sensibilidade varia com a temperatura (ver figura 3.3).

3. Estabilidade. A estabilidade é muito importante quando as leituras de temperatura obtidas são confiáveis. É necessário, para o elemento sensor, manter-se estável durante toda a vida útil do dispositivo de medida de temperatura, uma vez que a troca do elemento sensor nem sempre é fácil. O elemento sensor pode ter suas características alteradas pela alta variação de temperatura que é submetido, por ação de gases, de líquidos e com material sólido que venha a ter contato. Nos projetos de dispositivos de medida de temperatura deve-se levar em consideração as limitações do elemento sensor.
4. Baixo custo.
5. Dimensões reduzidas. As dimensões do elemento sensor são muito importantes em algumas aplicações.
6. Larga escala de medida. Uma larga escala tanto nas altas como nas baixas temperaturas facilita bastante nas aplicações de instrumentação.
7. Pequena capacidade de calor. A quantidade de calor requerida para variar a temperatura do elemento sensor pode ser muito importante. Se a massa térmica é demasiadamente grande, pode não ser possível se fazer a medida mesmo se as dimensões são adequadas.
8. Respostas rápidas. Todas as vezes que a temperatura varia, o elemento sensor também deve ter sua temperatura variada mesmo antes que uma medida seja realizada. Em determinadas aplicações, a rapidez da resposta na saída do elemento sensor é muito importante.
9. Saída utilizável. Um sensor de temperatura muito comum é o conhecido termômetro de haste de vidro com fluido. Ele é muito conveniente, de interpretação de leitura muito fácil e versátil. Embora qualquer pessoa possa ler um termômetro de haste de vidro com fluido, não existe uma saída registrada para ser usada, isto por que ele não é para aplicações.

3.5.2 – DISPOSITIVO DE INTERPRETAÇÃO E INDICAÇÃO DA TEMPERATURA

A interpretação e indicação da temperatura lida pelo instrumento específico é tão importante quanto o dispositivo sensor. Obviamente, o instrumento deve ser, pelo menos, tão sensível e estável quanto o dispositivo sensor, mas a resolução não pode ser melhorada além da sensibilidade do dispositivo sensor. As características que um dispositivo de interpretação e informação da temperatura deve possuir são:

1. Sensibilidade suficiente para acoplar o elemento sensor e sua aplicação.
2. Estabilidade, invariável com o tempo.
3. Automático, não requer ajuste manual.
4. Saída compatível e adequada para instrumentos de registros e controle.
5. Baixo custo.

3.5.3 – TIPOS DE SENSORES DE TEMPERATURA

Os sensores de temperatura podem ser classificados, de um modo geral, em mecânicos e elétricos. Os sensores mecânicos mais usados são os seguintes:

1. Bimetal.
2. Enchimento Térmico (ou Termal).
3. Haste de vidro.

Por sua vez, os sensores elétricos mais usados são:

1. Termopar.
2. Resistência metálica.
3. Termistores ou resistência a semicondutor.

Há ainda os pirômetros ópticos e de radiação, para a medição de temperatura sem contato direto. É mostrado na tabela 3.2 a faixa e métodos de medição.

MÉTODO	FAIXA DE MEDIÇÃO (°C)
Termopares	-200 a 1700
Enchimento	-195 a 760
Resistência	-250 a 650
Detectora	
Termistores	-195 a 450
Pirômetros	-40 a 3000
Radiação	

Tabela 3.2 – Faixa e métodos de medição.

3.5.4 – TERMÔMETRO DE VIDRO

Em um termômetro com haste de vidro, a variação volumétrica resultante da expansão térmica é interpretada como temperatura. Este termômetro foi o primeiro sistema de expansão térmica fechado e foi conhecido desde o século XVIII, quando Gabriel Daniel Fahrenheit investigava a expansão do mercúrio.

O termômetro de haste de vidro não pode ser utilizado em instrumentação por não possibilitar uma saída de interconexão com o sistema de controle, portanto não será abordado com mais detalhe. Em alguns casos sua utilização é mais para aferição de sistemas de controle de temperatura.

3.5.5 – ELEMENTO SENSOR BIMETAL

O termômetro com sensor a bimetálico possui todos os dispositivos de medição tais como: elemento sensor, condicionador e indicador, tudo em um único invólucro.

O princípio de funcionamento está baseado no fato de que duas hastes metálicas com coeficientes de temperaturas distintos, unidas formando uma única haste, quando submetidas a uma variação de temperatura produz uma deformação modificando sua posição inicial, proporcionando uma força ou um movimento.

O coeficiente de dilatação térmica linear (α) é definido pela seguinte expressão:

$$\alpha \equiv \frac{1}{l} \frac{dl}{dt} \quad (3.3)$$

no qual dl é a variação diferencial do comprimento acompanhando uma variação diferencial na temperatura dt , dividido pelo comprimento l . Frequentemente o parâmetro α é convertido para se usar o comprimento inicial l_0 para uma temperatura padrão em vez do atual comprimento l . Neste caso, a expressão 3.3 toma a seguinte forma:

$$\alpha' \equiv \frac{1}{l_0} \frac{dl}{dt} \quad (3.4)$$

A inclinação da curva para qualquer temperatura é dada pelo parâmetro α' . Neste caso, a inclinação média para qualquer intervalo de temperatura é dada por:

$$\alpha'_{\text{média}} = \frac{1}{l_0} \frac{\Delta l}{\Delta t} \quad (3.5)$$

Neste tipo de termômetro, a dilatação termal deve sempre indicar a temperatura ou a escala de temperatura para a qual ele foi aplicado.

O coeficiente de dilatação termal do metal depende da estrutura cristalográfica. Ele pode frequentemente ser representado por uma expressão empírica tais como:

$$\alpha = at + bt^2 + ct^3 \quad (3.6)$$

Quando somente uma exatidão moderada é requerida, os termos de t^2 e t^3 podem ser desconsiderados.

Este tipo de termômetro é constituído das seguintes partes:

1. Elemento sensor, em contato direto com o ponto de medida da temperatura.
2. Os elos mecânicos, para amplificar mecanicamente os movimentos gerados pela variação da temperatura, detectada pelo bimetal.
3. A escala acoplada diretamente aos elos mecânicos, para indicação da temperatura medida.
4. Opcionalmente, pode-se usar o sistema de transmissão.

Como as principais vantagens do termômetro a bimetal são:

1. Baixo custo.
2. Simplicidade do funcionamento.
3. Facilidade de instalação e de manutenção.
4. Largas faixas de medição.
5. Possibilidade de ser usado com os mecanismos de transmissão.

As desvantagens do termômetro a bimetálico são:

1. Precisão ruim.
2. Não linearidade de indicação.
3. Grande histerese.
4. Presença de peças móveis que se desgastam.
5. Facilidade de perder calibração.

A principal aplicação para o termômetro bimetálico é em indicação local de temperaturas de processo industrial. É muito usado para controle comercial e residencial de temperatura associado a ar condicionado e refrigeração.

3.5.6 – ELEMENTO SENSOR DE ENCHIMENTO TÉRMICO

O sistema térmico de enchimento mecânico foi um dos métodos mais usados no início da instrumentação, para a medição de temperatura. O método continua sendo um meio satisfatório de medição de temperatura para a indicação, registro e controle local. Seu uso não é limitado à leitura local ou controle, mas é utilizado para a transmissão pneumática para leitura ou controle remoto.

O sistema termal de enchimento é usado para a indicação, registro e controle local. É também usado como sensor do transmissor pneumático. É o método de medição de temperatura de natureza mecânica mais utilizado. Atualmente, por causa do alto custo é substituído por elementos sensores elétricos. Neste trabalho não será abordado este método de medida de temperatura.

3.5.7 – SENSOR DE TEMPERATURA TERMOPAR

Os sensores térmicos termopares transformam calor em eletricidade. As duas extremidades de dois fios de metais diferentes (geralmente, ferro e constantan®), são trançadas juntas para formar duas junções: uma de medição e outra de referência. Um voltímetro ligado em paralelo irá mostrar uma tensão termelétrica gerada pelo calor. Esta tensão é função da:

1. Diferença de temperatura entre a junção de medição e a junção de referência, que é o princípio da medição da temperatura.
2. Tipo de termopar usado. Pesquisas são desenvolvidas para se encontrar pares de metais que tenham a capacidade de gerar a máxima milivoltagem quando submetidos a temperaturas diferentes.
3. Homogeneidade dos metais. As instalações de sensores termopar requerem calibração e inspeções periódicas para verificação do estado dos fios termopares. A degradação do termopar proporciona erros na medição.

O circuito completo do termopar deve possuir os seguintes componentes básicos:

1. O sensor termopar, que está em contato com o processo. O ponto de junção dos dois metais distintos é chamado de junta quente ou junta de medição.
2. A junta de referência ou junta fria ou junta de compensação, localizada no instrumento receptor. Como a milivoltagem é proporcional à diferença de temperatura entre as duas junções, a junta de referência deve ser constante. Como nos primeiros circuitos havia um recipiente com água + gelo, para manter a junta de referência em 0 °C. A junta de referência é também chamada de junta fria, mesmo quando se mede temperatura abaixo de 0 °C. Portanto, quando a junta quente é mais fria do que a junta fria, os nomes permanecem, por questões históricas. Atualmente na prática, em vez de se colocar água + gelo num recipiente, utiliza-se um circuito de compensação com termistores e resistências.
3. Circuito de detenção do sinal de milivoltagem, geralmente é uma clássica ponte de Wheatstone, com as quatro resistências de balanço. Na prática o circuito é mais complexo, colocando-se potenciômetros ajustáveis no lugar

de resistências fixas. Os ajustes correspondem aos ajustes de zero e de largura de faixa.

4. A fonte de alimentação elétrica, de corrente contínua, para a polarização dos circuitos elétricos de detecção, amplificação e condicionamento de sinais.

As configurações de ligações podem ser de três tipos básicos:

1. O termopar é ligado diretamente do processo para o instrumento receptor remoto. Os fios de ligação devem ser de termopar, do mesmo tipo que a junta de medição, a fim de não proporcionar erros de medição. Atualmente, são desenvolvidos fios de extensão feitos de ligas com características termelétricas iguais as do termopar e de menor custo.
2. O termopar é ligado ao transmissor eletrônico de temperatura. A entrada do transmissor é o termopar, ligado ao processo e a saída é o sinal padrão de corrente contínua, de 4 a 20 mA. A vantagem dessa ligação é que o fio de transmissão é de cobre comum mais econômico que o fio de termopar.
3. O termopar é ligado ao transmissor pneumático de temperatura. A entrada do transmissor é o termopar, em contato com o processo e a saída do transmissor é o sinal pneumático padrão, de 20 a 100 kPa. Essa configuração é adequada quando se tem o instrumento receptor de natureza pneumática.

É mostrado na figura 3.3 um diagrama de um termômetro com sensor termopar.

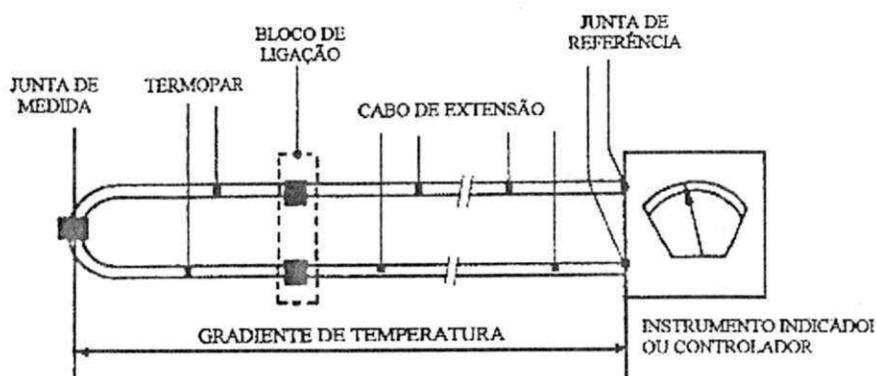


Figura 3.3 – Termômetro com sensor termopar.

Existem vários tipos de termopares, designados por letras; cada tipo apresentando maior linearidade em determinada faixa de medição. Essa variedade de tipos facilita a escolha, principalmente porque há muita superposição de faixa, havendo uma mesma faixa possível de ser medida por vários termopares.

A tensão gerada é de corrente contínua. O termopar é polarizado e cada metal corresponde a uma polaridade. Convencionou-se que o primeiro nome do termo corresponde ao pólo positivo (+).

Os tipos mais comuns de elementos sensores termopar são:

1. Tipo J, de Ferro (+) e Constantan (-), com faixa de medição de 900 °C. Para a identificação, o Fe é o fio magnético.
2. Tipo K, de Cromel (+) e Alumel (-), para a faixa de medição até 1200 °C, sendo o Cromel levemente magnético.
3. O tipo T, de Cobre (+) e Constantan (-), para faixa até 300 °C. É fácil a identificação do cobre por causa de sua cor característica.
4. Tipo S, com a liga de Platina (90%) + Ródio (10%) (+) e Platina pura (-). Atinge até medições de 1500 °C e para identificação, platina pura é a mais maleável.
5. Tipo R, também uma liga de Platina (87%) + Ródio (13%) (+) e Platina pura (-), com a mesma faixa de medição (1500 °C) e identificando-se a Platina pura pela maior maleabilidade.

Cada curva de termopar é diferente entre si e todas possuem regiões não-lineares, como mostrada na figura 3.4.

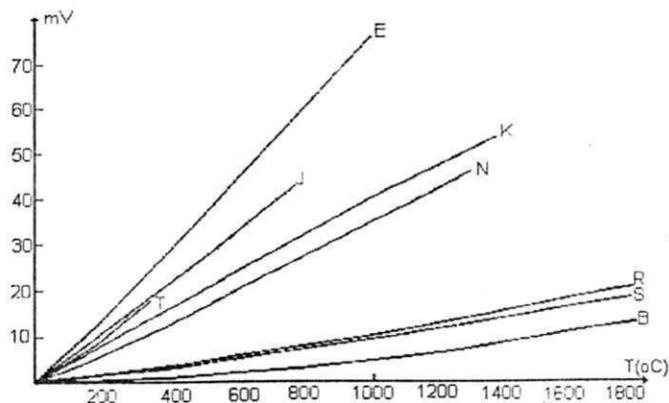


Figura 3.4 – Curvas dos vários tipos de termopar.

As curvas são necessárias e úteis para calibração do receptor de termopar. Quando se quer calibrar um instrumento indicador-registrador de temperatura a termopar, em vez de se ter um banho de temperatura, simula-se diretamente um sinal de milivoltagem substituindo o termopar.

O Termopar apresenta todas as vantagens inerentes ao sistema elétrico. Por isso, quando comparado ao sistema mecânico de enchimento termal tem-se:

1. Menor tempo de atraso.
2. Maiores distâncias de transmissão.
3. Maior flexibilidade para alterar as faixas de medição.
4. Maior facilidade para reposição do elemento sensor, quando danificado.
5. Maior precisão.

Quando o termopar é comparado com a resistência detectora de temperatura, tem-se:

1. O custo do elemento sensor é menor, portanto com tempo de resposta menor e mais conveniente para montagem.
2. O tamanho do elemento sensor é menor, portanto com tempo de resposta menor e mais conveniente para montagem.
3. Os meios de calibração são mais fáceis.
4. Verificações de calibração mais fáceis. A medição de temperatura com termopar é autoverificável, quando se tem o dispositivo de proteção de queima do termopar. Incorpora-se no circuito de medição, um sistema para levar a indicação da leitura para o fim ou para o início da escala, quando ocorrer o rompimento da junta de medição.
5. Flexibilidade para modificação do circuito, para medição de soma ou subtração de temperaturas.
6. As larguras de faixas medidas são maiores que as conseguidas no sistema mecânico e como o bulbo de resistência.

O sistema com elemento sensor constituído por termopar, apresenta desvantagem com relação ao sistema de enchimento mecânico e com relação ao bulbo de resistência

elétrica, tais como:

1. A característica temperatura x miliensão não é totalmente linear.
2. O sinal de miliensão pode captar ruídos na linha de transmissão.
3. O circuito de medição é polarizado, quando o da resistência não o é.
4. Requer circuito de compensação das variações da temperatura ambiente.
5. A junta de medição pode se deteriorar, se oxidar e envelhecer com o tempo.

Os termopares são aplicados em medições de temperaturas em um ponto e não em uma região média, no qual se quer pequenos atrasos. Este tipo de medidor de temperatura é conveniente em sistemas que envolvem muitos pontos de medição, sendo selecionado instantaneamente um único ponto para indicação ou registro.

TIPO	MATERIAL	SENSIBILIDADE mV/K	TEMPERATURA K	INCERTEZA % v.m	F.e.m (mV)
T	Cobre/Constantant	0,05	3 a 675	0,5	-6,258 a 20,869
J	Ferro/Constantant	0,05	63 a 1475	1,0	-8,096 a 42,922
K	Cromel/Alumel	0,04	3 a 1645	1,0	-6,458 a 54,875
E	Cromel/Constantant	0,08	3 a 1275	1,0	-9,835 a 76,358
R	Pt + 10% Rh/Pt	0,01	224 a 2035	0,5	-0,226 a 21,108
S	Pt +13% Rh/Pt	0,01	224 a 2035	0,5	-0,236 a 18,698
B	Pt 30% Rh/Pt +6%Rh		273 a 2000	0,5	0 a 13,814

Tabela 3.3 – Características dos Termopares Padrão ISA.

Como a homogeneidade dos fios componentes do termopar pode se modificar, o termopar e os fios de extensão de termopar devem ser periodicamente calibrados. A

calibração consiste em verificar se as suas características encontram-se dentro dos limites de tolerância (termopar bom) ou além da tolerância (termopar deve ser descartado).

Para calibrar instrumentos com termopar, a técnica básica é fornecer um sinal conhecido para o instrumento receptor para garantir que ele está dando uma indicação precisa e exata. O calibrador fornece este sinal de uma fonte estável e monitora, ao mesmo tempo, o sinal com o sistema de medição do próprio calibrador. A curva temperatura versus tensão armazenada no sistema do microprocessador do calibrador é o ponto de referência para gerar uma saída correta. Assim, o calibrador simula o termopar, gerando uma tensão correspondente à temperatura e indicando temperatura (e não tensão). É mostrada na tabela 3.3 a característica dos termopares Padrão ISA.

3.5.8 – RESISTÊNCIA DETECTORA DE TEMPERATURA (RTD)

A resistência elétrica dos materiais depende da temperatura; este é o princípio de operação do sensor de temperatura à resistência elétrica (RTD – *Resistance Temperature Detector*). Quando se conhece a característica temperatura versus resistência e se quer a medição da temperatura, basta medir a resistência elétrica. Essa medição é realizada de maneira fácil e prática.

Normalmente, a resistência metálica possui o coeficiente de temperatura positivo, isto é, o aumento da temperatura implica no aumento da resistência elétrica. A resistência elétrica de material semicondutor (Si e Ge) e as soluções eletrolíticas possuem coeficientes de temperatura negativos, no qual o aumento da temperatura proporciona uma diminuição da resistência elétrica. A resistência elétrica a semicondutor, com coeficientes de temperaturas negativos, é chamada de *termistor* e é usada também como elemento sensor de temperatura e nos circuitos de compensação de temperatura ambiente das juntas de referência do termopar.

Teoricamente, qualquer metal pode ser usado como elemento sensor de temperatura, porém, na prática industrial são usados apenas àqueles que apresentam propriedades convenientes, tais como:

1. Linearidade entre a variação da resistência termal e a temperatura.
2. Estabilidade termal.
3. Ductibilidade.

4. Disponibilidade comercial.
5. Baixo custo.

Os metais mais usados como elementos sensor resistivos são: Platina, Níquel e Cobre. Também é usado material semicondutor como elemento sensor resistivo (termistor).

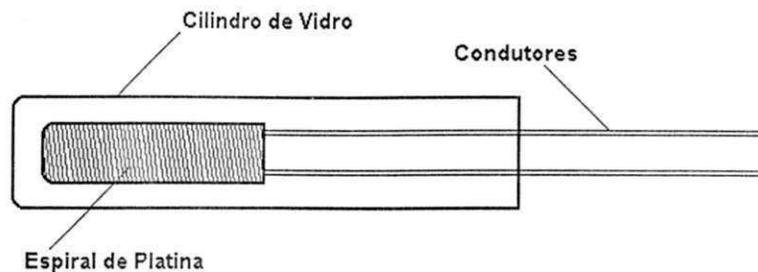


Figura 3.5 – Constituição básica de um elemento sensor resistivo de temperatura de Platina.

Hugh Longburne Callender desenvolveu experimentalmente uma expressão para resolver os problemas de imprecisão nas medidas de resistência usando a platina, aplicada em 1871 pelo engenheiro alemão Carl Wilhelm Siemens. A expressão tornou-se famosa nos estudos da termometria da resistência elétrica e ficou conhecida como equação de Callender.

$$t = \left(\frac{R_t - R_0}{R_{100} - R_0} \right) 100 + \delta \left(\frac{t}{100} \right) \left(\frac{t}{100} - 1 \right) \quad (3.7)$$

Na expressão acima, t é dado em graus Celsius, R é a resistência elétrica e δ é uma constante representando pequenos desvios da linearidade que ocorrem em termômetros específicos. Os índices em R indicam temperatura medida (R_t), temperatura em 0 °C (R_0) e temperatura em 100 °C (R_{100}).

Na equação de Callender o primeiro termo fornece a temperatura nominal em função da resistência de platina (t_{pt}) dentro da interpolação linear. Quando a temperatura é substituída no segundo termo, uma pequena correção é adicionada algebricamente a t_{pt} , dando uma estimativa da temperatura.

As medidas realizadas em laboratórios com a equação de Callender freqüentemente se consegue uma exatidão de $\pm 0,001$ °C. Contudo, esta exatidão não é conseguida para temperaturas abaixo de 0 °C.

Pelo fato de a equação de Callender não proporcionar bons resultados com o

termômetro a gás, Van Dusen, em 1925, propôs a adição de um terceiro termo com a finalidade de melhorar a exatidão na escala do ponto de ebulição e do gelo do oxigênio. Neste caso, a equação de Callender-Van Dusen apresenta a seguinte forma:

$$t = \left(\frac{R_t - R_0}{R_{100} - R_0} \right) 100 + \delta \left(\frac{t}{100} \right) \left(\frac{t}{100} - 1 \right) + \beta \left(\frac{t}{100} - 1 \right) \left(\frac{t}{100} \right)^3 \quad (3.8)$$

A Platina (Pt) é usada para medição de temperatura na faixa entre 0 e 650 °C. A característica Resistência x Temperatura é linear nesta faixa e apresenta grande coeficiente de temperatura. O sensor Pt 100 tem resistência elétrica de 100Ω a 0 °C e de 139Ω a 100 °C. É mostrada na figura 3.5 uma constituição básica de um sensor de temperatura de Platina.

O elemento sensor de temperatura resistivo constituído por Platina é o mais caro e apresenta as seguintes vantagens em relação aos demais:

1. É disponível em elevado grau de pureza.
2. É resistente a oxidação, mesmo a altas temperaturas.
3. É facilmente transformada em fio (dúctil).

O Níquel (Ni) é o segundo metal mais utilizado para a fabricação de elementos sensores para a medição de temperatura. É também encontrado em forma quase pura, entre 0 °C e 100 °C apresenta um grande coeficiente termal. Porém, a sua sensibilidade decresce bruscamente em temperaturas acima de 300 °C. A sua curva Resistência x Temperatura não é linear.

O Cobre (Cu) é outro material utilizado na fabricação de elemento sensor de temperatura, porém em menor freqüência que os elementos sensores constituídos pela Platina e Níquel.

Quando comparada com o termopar, a resistência detectora de temperatura de Platina apresenta as seguintes vantagens:

1. Altíssima precisão. Provavelmente a medição de temperatura através da platina é a mais precisa em todo o campo da instrumentação.
2. Não apresenta polaridade.
3. Apropriada para medição de temperatura média enquanto o termopar é adequado para medição de temperatura em um ponto.

4. Capaz de medir largura de faixa estreita; de até 5 °C.
5. Mantém-se estável, precisa e calibrada durante muitos anos.

As desvantagens que o elemento sensor de temperatura resistivo de Platina possui em relação aos demais são:

1. Alto custo.
2. Os bulbos são maiores.
3. O tempo de resposta é mais demorado.
4. O alto-aquecimento da resistência constitui um problema.
5. A exigência de fiação com três ou quatro fios para a compensação da temperatura ambiente.

A resistência detectora de temperatura é aplicada quando se quer uma medição com altíssima exatidão e estabilidade e quando a largura de faixa de medição é estreita.

Na montagem tipo isolamento mineral, tem-se o sensor montado em um tubo metálico com uma extremidade fechada e preenchido todos os espaços com óxido de magnésio, permitindo uma boa troca térmica e protegendo o sensor de choques mecânicos. A ligação do bulbo é feita com fios de Cobre, Prata ou Níquel, isolados entre si, sendo a extremidade aberta, selada com resina epoxi, vedando o sensor do ambiente em que vai atuar.

Este tipo de montagem permite a redução do diâmetro e apresenta rápida velocidade de resposta, como mostrado na figura 3.6.

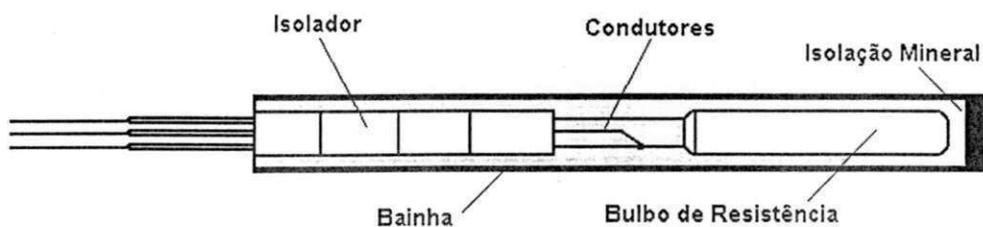


Figura 3.6 – Resistência detectora de temperatura na montagem tipo isolamento mineral.

O termistor é considerado um detector de temperatura à resistência (RTD), no qual é constituído com um tipo especial de semiconductor. As diferenças básicas entre o termistor e uma resistência convencional são as seguintes:

1. O coeficiente de temperatura é negativo.

2. Sua resposta é mais rápida e seu tamanho é menor.
3. Seu custo é muito menor que o da resistência de Pt e Ni.

Os termistores são extremamente sensíveis, podendo ter uma sensibilidade de 1000 a 1 milhão de vezes maior do que um termômetro de resistência de platina. Contudo, os termistores são menos estáveis e não lineares.

A maioria dos termistores é composta com semicondutores que possuem um processo de condução complexa, sendo determinada pela expressão seguinte:

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = ne' \mu \quad (3.9)$$

No qual n é número de portadores fluindo, e é a carga dos portadores e μ é a mobilidade. O número de portadores, definido na expressão (3.10), não apresenta um comportamento perfeitamente semilogaritmico, como teria se μ fosse constante.

$$n = n_0 e^{-\Delta E / kT} \quad (3.10)$$

As suas desvantagens são a limitação das faixas de medição (-50 a 300 °C) e a menor precisão. A maior aplicação do termistor é em circuitos de compensação de temperatura ambiente na junta de termopar.

3.5.9 – DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE JUNÇÃO

Os semicondutores de junção são usados em dispositivos de medidas de temperatura de formas distintas. A simplicidade do processo consiste no fato de que a resistência de polarização direta de um diodo ou transistor é muito sensível à variação de temperatura. Uma forma comum é obtida de um par de diodos conectados no interior de um transistor, desenvolvidos para se ter as mesmas características elétricas, contidas sempre no mesmo invólucro, de tal forma que eles compartilhem a mesma temperatura. Para um transistor de junção, a tensão de polarização, entre a base e o emissor, é dada pela seguinte expressão:

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s} \quad (3.11)$$

no qual k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta, q é a carga elétrica do elétron, I_c é a corrente do coletor e I_S é a corrente de saturação reversa. Neste caso, a corrente I_c e I_S podem ser constantes e a tensão de polarização pode ser considerada dependente somente da temperatura absoluta. É mostrado na figura 3.7 um circuito para medida de temperatura utilizando diodos casados inseridos em transistores de junção dispostos num mesmo invólucro, no qual a tensão entre a base e o emissor para os transistores Q_1 e Q_2 é dada pela seguinte expressão:

$$\Delta V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (3.12)$$

Pelo fato do logaritmo de 1 ser igual a zero, o circuito da figura 3.7 deve ser ajustado de tal forma que $I_1 \neq I_2$. Em alguns casos I_1 é o dobro de I_2 e fornecidos por fontes de correntes constantes. A diferença de tensão ΔV depende somente de T .

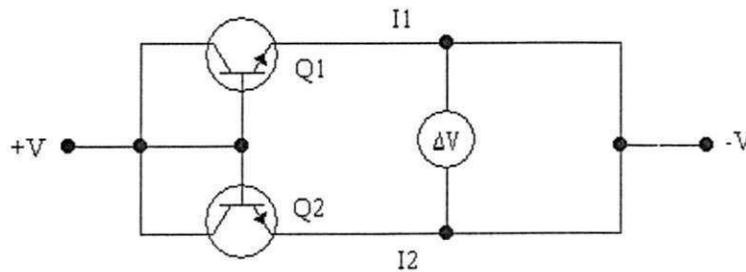


Figura 3.7 – Medida de temperatura com diodos casados inseridos num transistor de junção.

A escolha adequada para os valores de I_1 e I_2 permite que a tensão ΔV_{be} seja definida para qualquer valor desejado, possibilitando a aplicação como medidor de temperatura para ambientes ou para compensação de termopares.

O circuito mostrado na figura 3.7 é aplicado em sensores de temperatura monolítico, tais como o LM34 e LM35. A maioria dos sensores de temperatura elétrica apresenta uma certa dificuldade na sua aplicação, além de apresentarem também a necessidade de determinadas compensações, seja na junção do termopar ou na linearidade da escala de temperatura.

O sensor de temperatura monolítico LM35 utiliza-se da propriedade semicondutora de que ΔV_{be} de dois transistores, operando para diferentes correntes, varia para

pequenas diferenças de temperatura (expressão 3.12), no qual se tem que:

$$\Delta V_{be} = V_{be1} - V_{be2} \quad (3.13)$$

É mostrado na figura 3.8 um circuito básico para medida de temperatura utilizado no sensor de temperatura monolítico LM35 da *National* (este sensor de temperatura é calibrado para o °C).

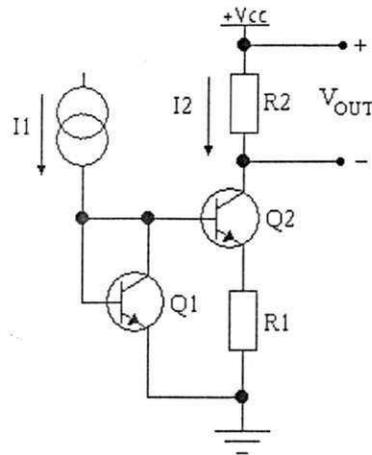


Figura 3.8 – Circuito básico do sensor de temperatura monolítico.

Na expressão 3.12, quanto mais tempo a relação entre I_1 e I_2 manter-se constante, ΔV_{be} aproxima-se de uma função linear da temperatura (na prática isto não é totalmente verdade, sendo necessário um circuito para compensar a não linearidade). A linearidade da tensão ΔV_{be} com a temperatura é boa o suficiente para que a grande maioria dos sensores de temperatura monolítico possua seu funcionamento baseado neste princípio.

Os sensores de temperatura monolíticos apresentam problemas devido ao pequeno sinal de saída, isto é, a saída apresenta pequenos erros causados pela fuga de corrente. Outro problema é a necessidade de se ajustar dois resistores para se obter o maior grau de exatidão. Para superar estes problemas, foi desenvolvido o circuito mostrado na figura 3.9. O referido circuito apresenta facilidade no procedimento de calibração e possui um circuito de compensação de curvatura devido a característica não linear da tensão ΔV_{be} em função da temperatura. O emissor do transistor Q_1 tem uma área dez vezes maior do que a área do emissor do transistor Q_2 possuindo, conseqüentemente, uma densidade de corrente igual a um décimo. A diferença da densidade da corrente de Q_1 e Q_2 desenvolverá uma tensão, nos extremos de R_1 , proporcional à variação de temperatura. Para uma tensão de 25 °C, esta tensão é de 60 mV. O amplificador A_1 é usado para garantir que a tensão entregue a base do transistor Q_1 (V_{PTAT}) seja um múltiplo da tensão ΔV_{be} ($n \times \Delta V_{be}$). O valor de n é definido na

calibração do dispositivo para dar uma correta saída para qualquer temperatura.

Geralmente supõe-se que o valor da tensão V_{PTAT} é igual a 1.38V (para °C) dando uma saída correta de 770 mV para 25 °C. Dessa forma, n será igual a $V_{PTAT}/\Delta V_{be}$ ou $1.38V/60mV = 23$, e V_{PTAT} terá um coeficiente de temperatura de:

$$\frac{nk}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} = 8,8mV/^{\circ}C \quad (3.14)$$

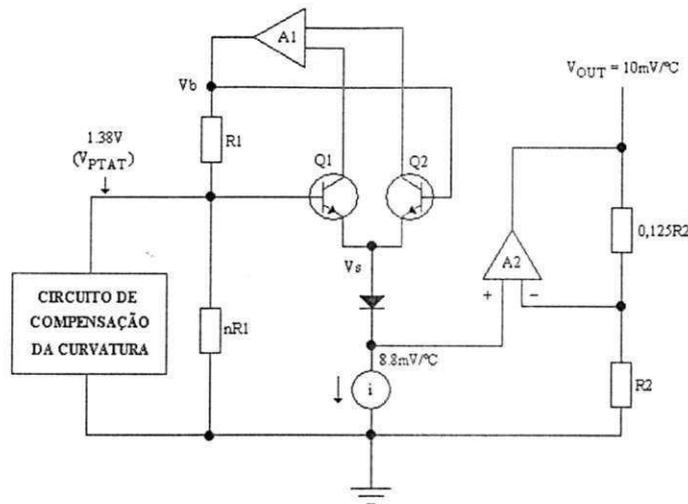


Figura 3.9 – Circuito básico do sensor de temperatura LM35.

Os sensores monolíticos dotados com o circuito da figura 3.9 (como no caso do sensor LM35 da *National*) apresentam uma boa resposta linear para uma variação de temperatura de -10 °C até 150 °C.

3.5.10 – PIRÔMETRO DE RADIAÇÃO

Os métodos convencionais de medição de temperatura descritos em linhas anteriores requerem que o sensor seja levado ao contato físico com o corpo cuja temperatura se que medir. Também, o sensor de temperatura geralmente deve assumir a mesma temperatura do corpo sob medição. Isto significa que o sensor deve ser capaz de suportar esta temperatura, que no caso de corpos quentes, é um problema prático, pois o sensor pode se danificar na presença da temperatura máxima por muito tempo. Para corpos que estão se movendo, é praticamente impossível usar um sensor com contato. Mais ainda, quando se pretende determinar as variações da temperatura sobre a superfície de um objeto, um sensor

fixo de contato não pode varrer toda a superfície.

O pirômetro óptico é o dispositivo oficial reconhecido internacionalmente para medir temperaturas acima de 1064,43 °C.

O pirômetro óptico mede a intensidade de energia radiante emitida numa faixa estreita do comprimento de onda do espectro visível. A intensidade da luz no espectro visível emitida por um objeto quente varia rapidamente com sua temperatura. Assim, com uma pequena variação da temperatura há uma variação muito maior na luminosidade, o que fornece um meio natural para a determinação de temperaturas com boa precisão.

O pirômetro óptico é um instrumento com o qual a luminosidade desconhecida de um objeto é medida comparando-a com a luminosidade conhecida de uma fonte padrão. Os pirômetros utilizam dois métodos para comparação:

- Variando a intensidade da luz emitida por uma lâmpada padrão (corrente que passa através do filamento) até atingir o mesmo brilho da fonte.
- Variando a luminosidade aparente do corpo quente através de dispositivos ópticos enquanto uma corrente constante atravessa o filamento da lâmpada padrão que permanece com brilho constante.

A comparação do brilho entre a fonte a ser medida e o filamento da lâmpada é feito por um observador, o que faz com que essa medida dependa, portanto, da sensibilidade do olho humano às diferenças no brilho entre duas fontes da mesma cor. É mostrado na figura 3.10 um esquema básico de um pirômetro óptico.

Ao considerar-se uma aplicação deve-se levar em conta os seguintes dados:

1. As medidas efetuadas com pirômetros ópticos são independentes da distância entre a fonte e o aparelho, além de que são providos de um conjunto de lentes que aproxima o objetivo a ser medido.
2. Em uso industrial, consegue-se uma precisão de até $\pm 2\%$.
3. Devido à medida de temperatura ser baseada na emissividade da luz (brilho), erros significativos podem ser criados, devido à reflexão de luz ambiente pela fonte a ser medida.
4. Quando o meio onde se executa a medida possui partículas em suspensão, causando assim uma diminuição da intensidade da luz proveniente da

fonte, a precisão da medição é diminuída.

Os termômetros ou pirômetros de radiação são disponíveis com vários tipos diferentes de sensores de radiação e podem ter vários nomes diferentes, tais como: pirômetro de radiação, termômetro de radiação, pirômetro óptico ou termômetro infravermelho. Como os nomes não são padronizados e nem rigorosos, sempre se deve analisar o princípio de funcionamento do equipamento.

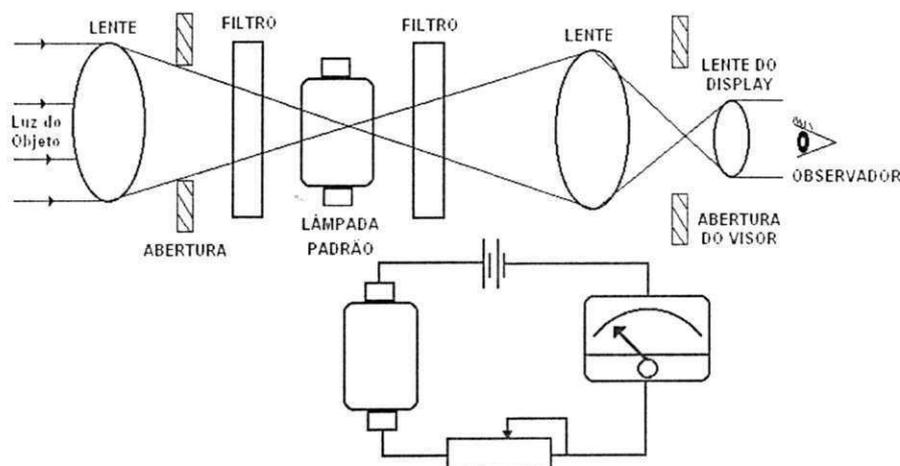


Figura 3.10 – Esquema básico de um pirômetro de radiação.

3.5.11 – TEMPERATURA E RADIAÇÃO

O desenvolvimento do pirômetro de radiação remonta à teoria quântica de Planck, realizada em torno de 1900 e da lei de Stefan-Boltzmann para a energia total irradiada.

$$Q_T = \sigma AT^4 \quad (3.15)$$

No qual:

Q_T é o calor total radiado da superfície de um corpo negro ideal;

σ é a constante de Stefan-Boltzmann;

A é a área da superfície emitente e

T é a temperatura absoluta da superfície emitente.

De acordo com a equação de Stefan-Boltzmann (equação 3.15), a densidade de potência irradiada total emitida (W) por um objeto é diretamente proporcional à emissividade deste objeto, multiplicada por uma constante SB e pela quarta potência da temperatura absoluta:

$$W = (SB) (E) T^4 \quad (3.16)$$

No qual:

W é dado em W/cm^2 ;

E é uma fração entre 0 e 1;

SB é a constante de Stefan-Boltzmann, valendo $5,67 \times 10^{-12} W \cdot cm^{-2} \cdot K^{-4}$, e

T é a temperatura absoluta, em K.

É mostrada na figura 3.11 a faixa de comprimento de onda sobre a qual 90% da potência total é encontrada, para várias temperaturas. Consta-se que temperaturas mais baixas requerem medições em comprimentos de onda maiores.

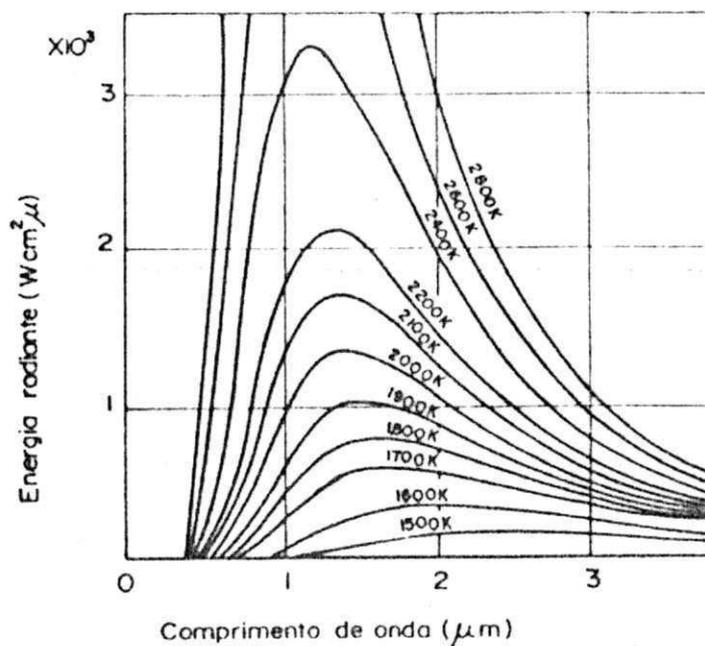


Figura 3.11 – Radiação de um corpo negro como função da temperatura.

A lei de Planck vai além e prevê o nível de radiação emitida por unidade de área de um corpo negro em cada comprimento de onda específico. Esta equação é mais complexa, porém o princípio importante usado na medição de temperatura é que a emissão da radiação

possui picos em comprimentos de onda menores, quando a temperatura aumenta. Assim, pode-se estimar a temperatura de um objeto quente de ferro, pois quanto menor o comprimento de onda emitido, mais branco fica o corpo, mais quente ele se encontra e, conseqüentemente, mais alta é sua temperatura.

A linha que liga os picos em diferentes temperaturas tende para a esquerda. Este desvio nos valores de pico é expressivo pela lei de deslocamento de Wien, relacionando o comprimento de onda na máxima radiação com a temperatura absoluta. Tem-se que:

$$W_1 = \frac{C_W}{T} \quad (3.17)$$

No qual:

W_1 é o comprimento de onda na máxima radiação, em microns;

C_W é a constante de Wien, igual a 2897 microns x Kelvin, e

T é a temperatura absoluta.

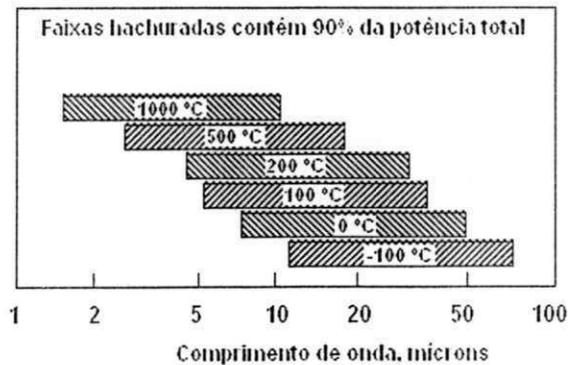


Figura III.12 – Comprimento de onda e temperatura.

Baseando-se nas leis de Planck, Stefan-Boltzmann e Wien pode-se construir termômetros através da medição da radiação em comprimentos específicos de onda (óptico e de faixa estreita) ou em toda radiação (total ou faixa larga), como mostrado na figura 3.12. Variações na emissividade do material do processo, radiação devidas a sujeiras, pó, fumaça, umidade ou absorção atmosférica podem introduzir erros na medição da temperatura.

A radiação termal é uma propriedade universal da matéria que é ausente somente quando o material está em um gás inerte, como o He, ou está na temperatura de 0 K (que é praticamente impossível). Através desta propriedade da matéria, a técnica de pirometria de

radiação foi desenvolvida, de modo que é possível inferir a temperatura de um objeto sem entrar em contato direto com ele. Isto é conseguido por um sistema óptico que coleta, alguma ou totalmente, a energia visível ou infravermelha, às vezes, através de um filtro e focaliza esta energia em um detector, como mostrado na figura 3.13.

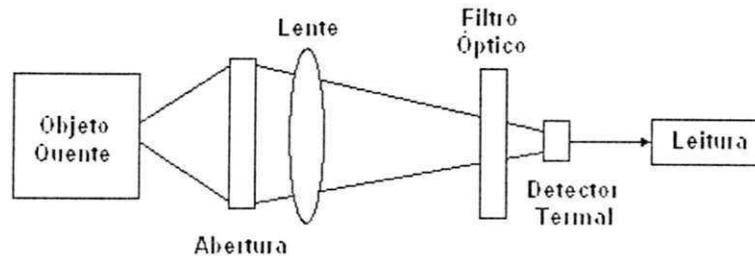


Figura 3.13 – Esquema básico de um pirômetro de radiação.

O detector converte a energia concentrada em um sinal elétrico mais amigável, que é função transcendental (não linear) da temperatura absoluta. Interessa apenas a energia situada entre 0,3 a 20 microns. Isto compreende o espectro visível (0,35 a 0,75 microns) e próximo ao infravermelho (0,7 a 2,0 microns). A intensidade e distribuição desta energia de uma substância podem ser comparadas com as de um corpo negro que irradia sua energia em uma distribuição e intensidade teoricamente previsíveis. A área sob a curva representa a quantidade total de potência irradiada em todos os comprimentos de onda.

O alvo real, porém, sempre se desvia do corpo negro ideal por alguns graus. A relação da energia de um corpo negro, sob condições similares, é chamada de emitância (E). Duas outras relações características de alvos são a refletância (R) e transmitância (T) e para um corpo cuja temperatura seja constante, tem-se para qualquer comprimento de onda:

$$E + R + T = 1 \quad (3.18)$$

No qual:

T é a transcondutância;

R é a refletância e

E é a emitância.

O pirômetro de radiação colhe radiação de todas estas três fontes de energia sobre uma faixa de comprimento de onda na qual ele é sensível. O objetivo é medir a temperatura de um corpo B, e se o corpo A estiver na mesma temperatura que o corpo B, B irá absorver,

emitir, refletir e transmitir energia radiante e irá parecer ser um corpo negro, como mostrado na figura 3.14.

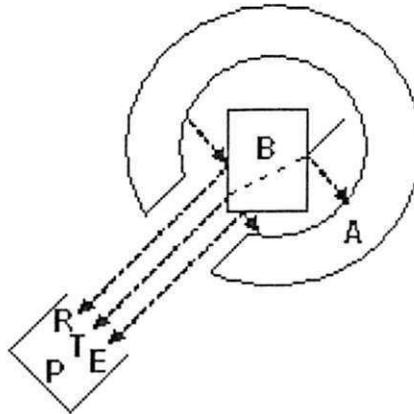


Figura 3.14 – Emissão, reflexão e transmissão.

Mas freqüentemente, A não está em uma temperatura uniforme, nem está completamente cercado por B. Mais ainda, B pode estar mais frio que A ou ter uma alta refletância que o faz refletir fontes externas de energia radiante. Se qualquer uma destas condições prevalecer, a medição da energia total irradiada por B não pode ser convertida exatamente em temperatura com a lei de Stefan-Boltzmann.

Para um melhor resultado, a emitância deve ser alta e a refletância baixa. A transmitância da maioria dos objetos sólidos (com exceção do vidro) está próxima de zero. Se o material do processo não é sólido, o detector de energia radiante vê além da superfície ou se o objeto é fino, vê através dele.

Emitância, refletância e transmitância não são fatores fáceis de serem determinados e variam consideravelmente com o comprimento de onda. Materiais como metais ferrosos dotados de uma superfície imediata tem uma alta emitância em ondas mais longas. O comportamento do vidro é oposto: ele é praticamente transparente à energia visível e quase opaco para comprimentos de onda na faixa de 5 a 7 microns.

A quantidade de radiação termal deixando um objeto depende da temperatura e da emitância deste objeto. Se o objeto é um emissor perfeito (corpo negro), sua emitância é 1. As emissividades da maioria das substâncias são conhecidas, mas infelizmente, a emissividade determinada sob as condições de laboratório raramente iguala-se, totalmente, com à emitância real sob as condições de operação. A temperatura não é o único fator determinante da

emissividade; outros fatores como oxidação, acabamento da superfície e o formato afetam, também, a emissividade.

As incertezas relacionadas com a emitância podem ser reduzidas criando-se as condições do corpo negro (tubo alvo ou buraco alvo) ou usando pirômetros de relação ou de comprimento de onda curto. A regra geral é medir a temperatura de um objeto em um local onde sua emissividade é mais alta ou onde a variação na energia irradiada é mais sensível às variações de temperatura do que às variações da emissividade. É mostrado na figura 3.15 um esquema básico de um pirômetro de radiação.

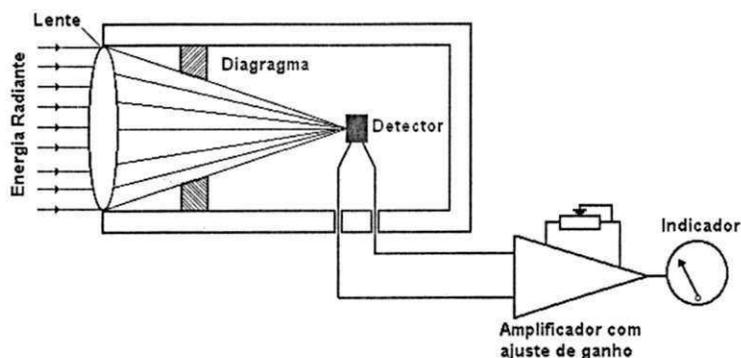


Figura 3.15 – Esquema básico de um pirômetro de radiação.

4

Neste capítulo é apresentada uma descrição detalhada do funcionamento do sistema paraconsistente de medição e monitoramento de temperatura, assim como os procedimentos dos testes e ajustes.

4**SISTEMA DE MEDIÇÃO E MONITORAMENTO DE TEMPERATURA****4.1 – INTRODUÇÃO**

Diversos desenvolvimentos teóricos foram e têm sido relevantes para que se fosse alcançado o nível tecnológico atual. Na área de instrumentação eletrônica e controle, muitas contribuições foram feitas baseadas na teoria de medição e de controle moderno. Assim, os que se aplicam tal conhecimento devem ser capazes de compreender processos estocásticos, álgebra multivariável e processamento digital de sinais, dentre outros tópicos. O conhecimento necessário para se projetar, implementar e manter um sistema de controle desse porte está muito além do que é necessário para se operar sistemas PID em plantas industriais. A dimensão e complexidade de modelos de processos industriais tende a aumentar significativamente, quando se objetiva o desenvolvimento de um modelo preciso e de alta resolução. Cuidados são necessários para que a complexidade não exceda um certo grau, após o que o modelo perde seu valor, por se distanciar demasiadamente da realidade.

Na metodologia convencional de projetos de sistemas de medição e de controle, o que é modelada é a planta ou processo que está sendo controlado. Esse procedimento é chamado por identificação de sistemas, onde o sistema é assumido como linear, ou aproximadamente linear, caracterizado por um conjunto de equações diferenciais, cuja solução indicaria ao controlador como os parâmetros deveriam ser ajustados para um determinado comportamento do sistema (tais como, amortecimento, sobre-sinal, velocidade de resposta, tempo de acomodação e erro em regime permanente).

Por outro lado, em muitos sistemas não afeitos ao controle automático, os processos de medição e do controle do sistema são desenvolvidos por operadores humanos e a metodologia de projeto está focalizada no comportamento dos operadores, isto é, como eles ajustariam os parâmetros de controle para um determinado conjunto de circunstâncias. A metodologia paraconsistente se identifica muito com o sistema de controle manual, no qual o operador responde com uma ação quando percebe a necessidade de fazê-la. O sistema de controle paraconsistente, baseado no modelo identificado do operador humano, torna-se um

modelo lógico da forma com que o operador raciocina, ao manipular o sistema, como mostrado na figura 4.1. Esse deslocamento de ponto de vista de modelagem do sistema físico para o operador humano muda o enfoque dos problemas de controle automático.

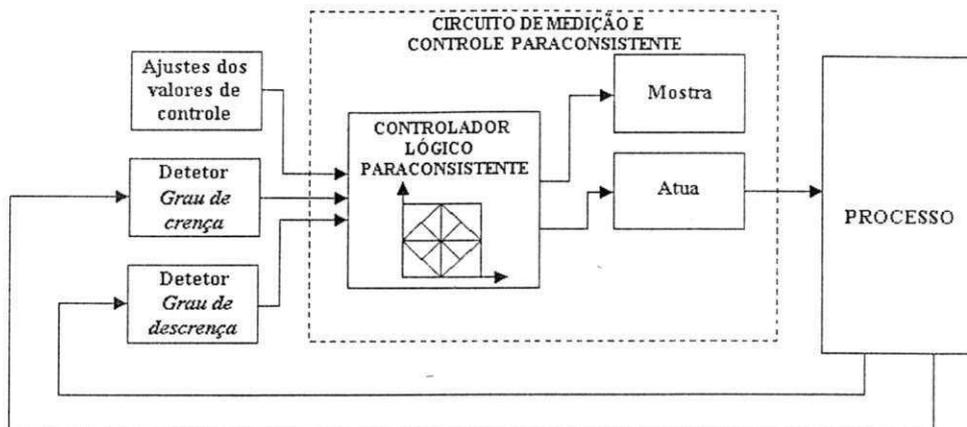


Figura 4.1. Detecção e processamento de sinais em um controlador lógico paraconsistente.

4.2 – OBTENÇÃO DOS SINAIS ANALÓGICOS

O funcionamento dos circuitos de medição e controle em processos convencionais, de um modo geral, tem por função deixar o sistema estável e operando em determinado ponto de estabilização (valor de referência) mais conveniente ao processo que está sendo monitorado e controlado. Os sensores de grandezas físicas captam sinais de informações provenientes do processo que, em seguida, são tratados por um controlador. A saída do controlador resulta em um sinal cuja finalidade é atuar no sistema e a ação deste sinal é posteriormente comparada na forma de uma realimentação. A realimentação também é feita por meio de informações obtidas por sinais provenientes de sensores.

O processo a ser controlado pode ser de vários tipos onde as grandezas físicas medidas são quase sempre as seguintes: temperatura, vazão, nível, pressão, luz, etc.

Os estudos apresentados no Capítulo 2 demonstram que os graus de certeza e de contradição podem ser utilizados como sinais de informação (Da Silva Filho, J. I. – 1997) e (Da Silva Filho, J. I. – 1999). Portanto, a lógica paraconsistente anotada de dois valores (LPA2V) pode ser utilizada para automação, em malhas de controle industrial por meio do circuito chamado de Controlador Lógico Paraconsistente (Paracontrol). O circuito controlador lógico paraconsistente tanto pode ser do tipo analógico como do tipo microprocessado, no qual um programa de computação, originado do algoritmo chamado de Para-Analisador, efetua toda a lógica do controle (Da Silva Filho, J. I. & Abe, - 1998).

4.3 – SISTEMA DE MEDIÇÃO E ANÁLISE

No processo de medição e de monitoramento de malhas que funcionam com a LPA2V são inseridos na entrada os valores μ_{1A} , μ_{2A} , μ_{1B} e μ_{2B} , que devidamente convertidos em sinais digitais, são analisados, por meio do programa, no sistema de medição e análise microprocessado. Os valores são constantemente analisados por meio das expressões do quadrado unitário do plano cartesiano (expressões 4.4 e 4.5) gerando uma saída variável com o tempo e composta pelos dois valores resultantes dos parâmetros de entrada (μ_{1R} e μ_{2R}). Os procedimentos do sistema e as características do controle paraconsistente são determinados pelos valores dos controles de ajustes dos parâmetros de valores limites. Estes ajustes, que no algoritmo Para-analisador são valores inseridos no programa como parâmetros de entrada, podem ser utilizados como realimentação ou como constantes de otimização de controle. O resultado da análise paraconsistente representada pelos valores dos parâmetros de entrada vai determinar qual região do quadrado unitário do plano cartesiano é posicionada na saída, produzindo uma informação de oito bits.

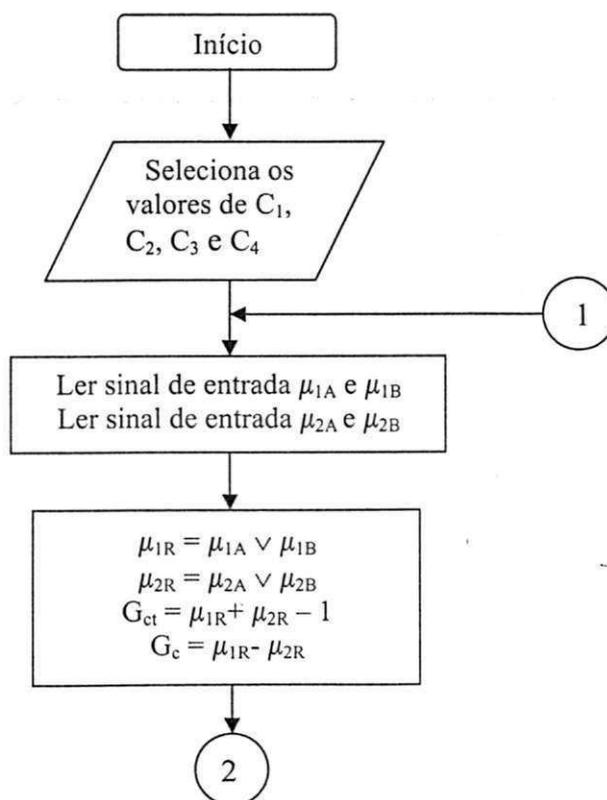
No quadrado unitário do plano cartesiano, a associação do grau de certeza (que é composta pelos graus de verdade e de falsidade) com o grau de contradição (que é composta pelos graus de inconsistência e de indeterminação) definem o estado lógico de saída. Para que o resultado da análise possa ser aplicado em sistemas de automação, que necessitam de ajustes contínuos para manter a estabilização em uma malha de controle de processos, os estados lógicos resultantes devem ser transformados em um sinal possível de ser aplicado diretamente no elemento final de controle.

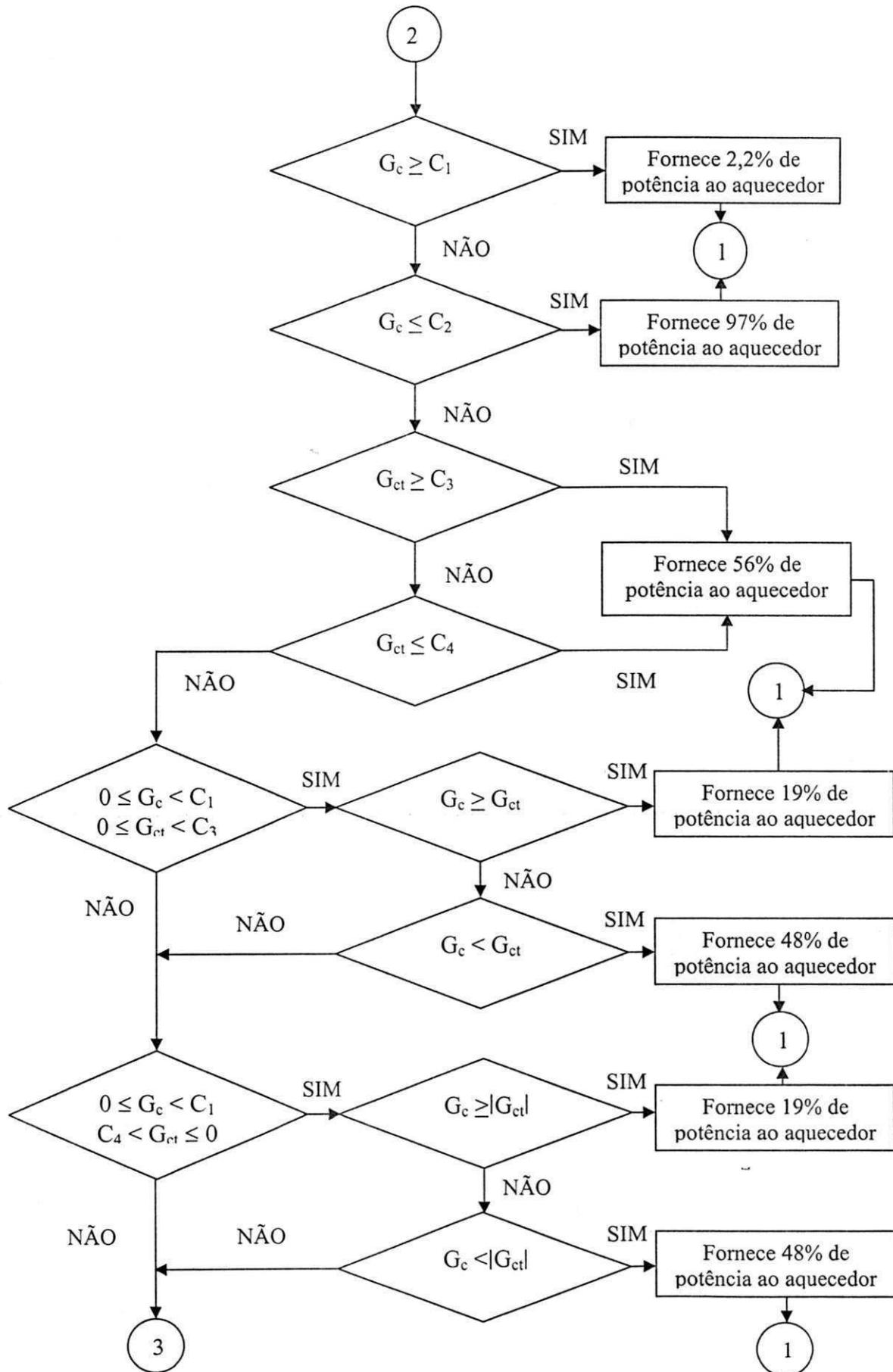
No circuito de controle de temperatura paraconsistente, o sistema microprocessado é responsável pela conversão do sinal analógico dos sensores de temperatura, pela análise lógica paraconsistente dos sinais convertidos, pela informação enviada ao controle de potência do aquecedor e pela indicação da informação de equilíbrio da temperatura do sistema. Isto é feito utilizando-se um microcontrolador PIC16F877 dotado dos seguintes recursos:

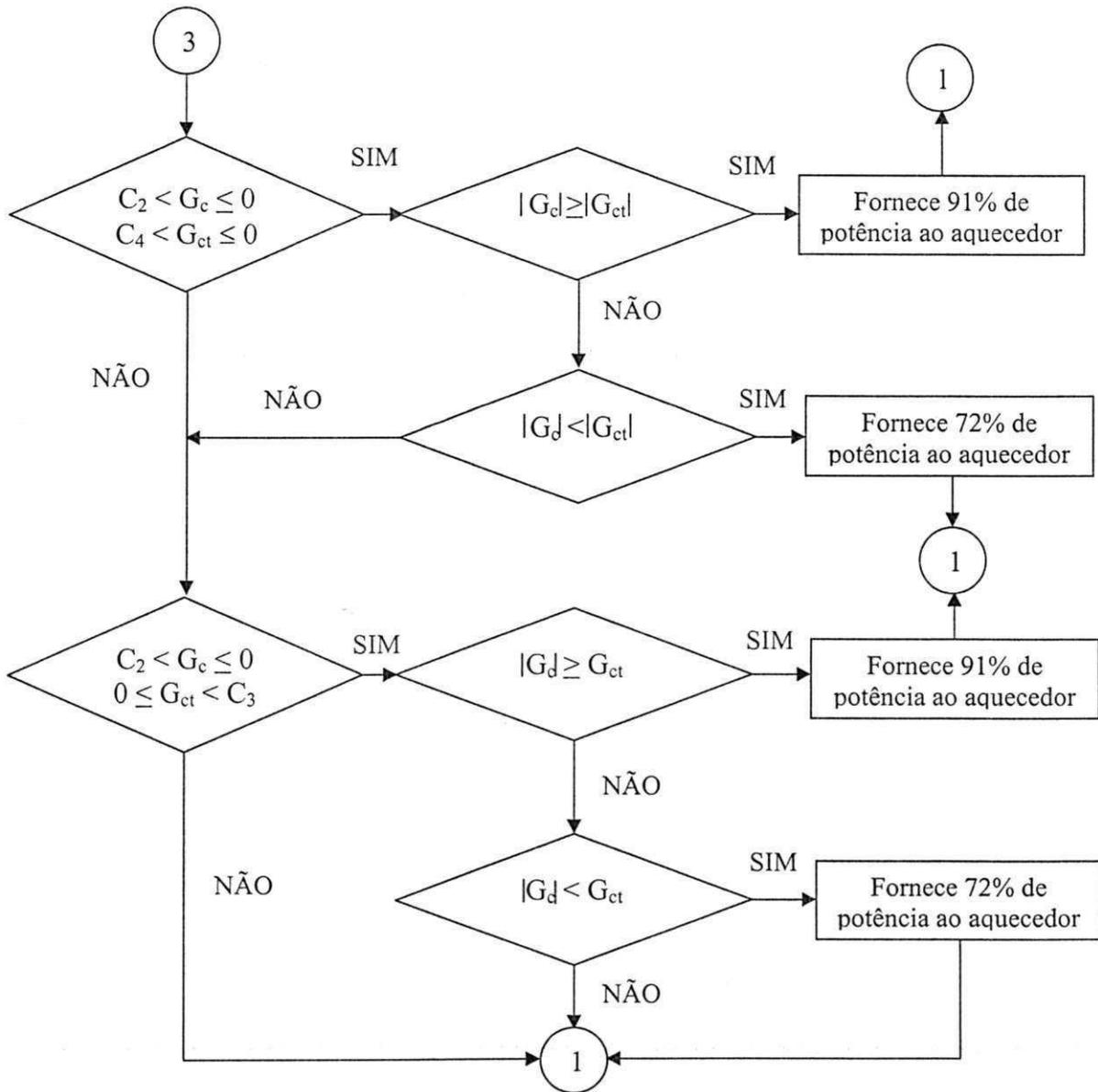
- Microcontrolador de 40 pinos, que possibilita a montagem de um hardware complexo e capaz de interagir com diversos recursos e funções ao mesmo tempo;
- Via de programação em 14 bits e 35 instruções;

- 33 portas configuráveis como entrada ou saída;
- 14 interrupções disponíveis;
- Memória de programação E²PROM FLASH, que permite a gravação rápida do programa diversas vezes no mesmo chip, sem a necessidade de apagá-lo através de luz ultravioleta;
- Memória RAM com 368 bytes;
- Três timers (2x8 bits e 1x16 bits);
- Comunicações seriais: SPI, I²C e USART;
- Conversores analógicos de 10 bits (8x);
- Dois módulos CCP: Capture, Compare e PWM;
- Programação *in-circuit* (alta e baixa tensão);
- *Power-on* (POR) interno;
- *Brown-out*(BOR) interno.

A seguir mostra-se o fluxograma do *software* que o microcontrolador vai operar para o desenvolvimento da lógica paraconsistente da medida e do controle de temperatura.







4.3.1 – SENSORES E CONDIIONAMENTO DE SINAIS

No Paracontrol microprocessado, o algoritmo implementado vai quantificar os valores dos graus de crença (μ_1) e de descrença (μ_2) considerando-os sinais de grandezas físicas provenientes dos detectores (sensores de temperatura) e analisá-los dentro dos princípios lógicos paraconsistentes, proporcionando uma ação. Esta análise ocorre no interior de um quadrado unitário de um plano cartesiano, como mostrado na figura 4.2, e o resultado dependerá da localização do ponto, constituído pelo par (μ_1, μ_2) , no interior do quadrado. Cada região definida no quadrado unitário do plano cartesiano proporciona uma ação distinta na saída do circuito de controle paraconsistente.

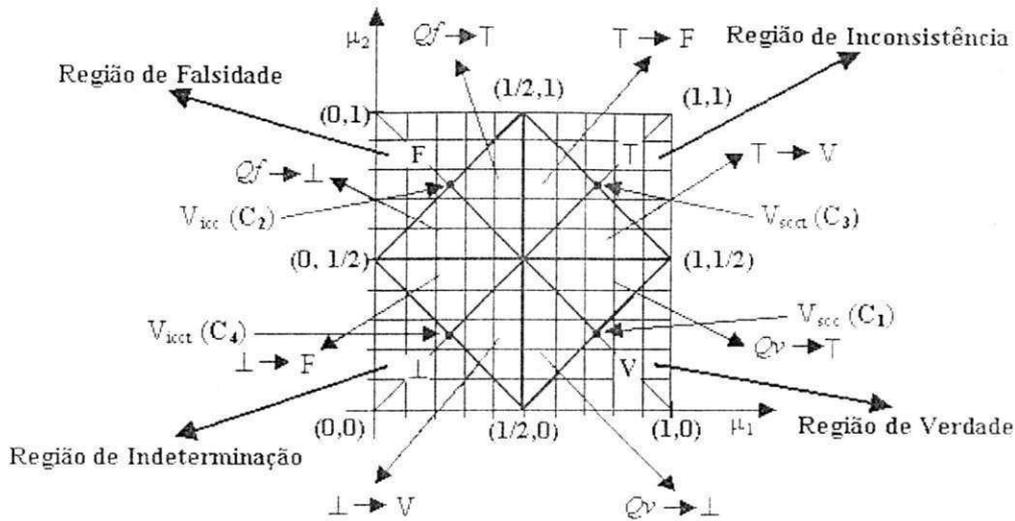


Figura 4.2. Quadrado Unitário do Plano Cartesiano dividido em 10 x 10 partes, para a análise paraconsistente do projeto.

As informações sobre temperatura são retiradas nas saídas de dois pares de sensores LM35, da *National*. Cada par de sensores fornece as grandezas dos graus de crença e descrença (μ_{1A} , μ_{2A} e μ_{1B} , μ_{2B}), que passando por um circuito amplificador, é entregue ao sistema de medição e análise, como mostrado na figura 4.3.

O circuito de medição e de controle de temperatura paraconsistente foi projetado para estabilizar a temperatura em três níveis distintos: 50°C, 60°C e 70°C.

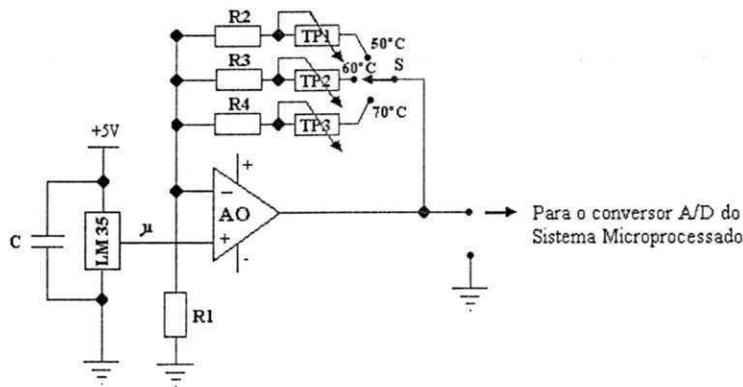


Figura 4.3 – Circuito de captação do sinal dos sensores de temperatura.

Os circuitos dos graus de crença e de descrença funcionam de maneira idêntica. Os resistores dos circuitos foram calculados para proporcionarem um ganho ao sinal analógico ($1 \leq A_v \leq 5,7$) de maneira que a saída tenha uma grandeza compatível com o

conversor A/D (nível de TTL) do sistema microprocessado, assim como de definir o valor máximo para cada nível de temperatura.

Os graus de crença e de descrença variam de zero até um, que em termos de tensão contínua equivale uma variação de 0V até 5V, se o nível de temperatura de referência escolhido for de 70°C (*Set Point*) ou de 0V até 4V, se o nível de temperatura de referência for de 60°C ou, ainda, uma variação de 0V até 3V se o nível de temperatura de referência escolhido for de 50°C. Os ajustes das tensões, para cada nível de temperatura de referência do controlador, são feitos nos Trimpots (TPs) da malha de realimentação do amplificador operacional. São mostrados nas tabelas 4.1, 4.2 e 4.3 os quadros explicativos para cada faixa de variação da tensão de saída do amplificador operacional, de acordo com o nível de temperatura escolhido.

Tensão Elétrica (V)	0	+0,5	+1,0	+1,5	+2,0	+2,5	+3,0	+3,5	+4,0	+4,5	+5,0
Grau de Crença μ_1	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Grau de Descrença μ_2	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0

Tabela 4.1 - Valores analógicos da variação da tensão dos parâmetros μ_1 e μ_2 para 70°C

Tensão Elétrica (V)	0	+0,4	+0,8	+1,2	+1,6	+2,0	+2,4	+2,8	+3,2	+3,6	+4,0
Grau de Crença μ_1	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Grau de Descrença μ_2	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0

Tabela 4.2 - Valores analógicos da variação da tensão dos parâmetros μ_1 e μ_2 para 60°C

Tensão Elétrica (V)	0	+0,3	+0,6	+0,9	+1,2	+1,5	+1,8	+2,1	+2,4	+2,7	+3,0
Grau de Crença μ_1	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Grau de Descrença μ_2	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0

Tabela 4.3 - Valores analógicos da variação da tensão dos parâmetros μ_1 e μ_2 para 50°C

A chave de seleção "S" posicionada adequadamente determina qual malha de realimentação do amplificador operacional é conectada. Cada malha é adequadamente ajustada para os valores limites fornecidos nos quadros explicativos nas tabelas 4.1, 4.2 e 4.3. Como existem dois pares de sensores (um circuito para cada sensor), as chaves duplas S_1 , S_2 e S_3 não são ligadas simultaneamente (50°C, 60°C e 70°C), sendo utilizadas também para o acionamento três chaves analógicas CD 4066, como mostrado na figura 4.4.

É mostrada na figura 4.4 apenas o circuito de captação dos sinais μ_{1A} e μ_{2A} , com a seleção dos valores das temperaturas de referência (*set point*) utilizando apenas duas chaves analógicas CD 4066. Para a captação dos sinais μ_{1B} e μ_{2B} , assim como dos valores das temperaturas de referência é utilizado um circuito idêntico ao mostrado na figura 4.4.

Os sensores de temperatura que processarão as informações dos graus de crença e de descrença, encontram-se distribuídos no reservatório de tal maneira que detectam temperaturas diferentes da massa líquida, quando a temperatura do sistema encontra-se em desequilíbrio, apresentando um certa inconsistência, como mostrado na figura 4.5. Neste caso, os diversos graus de crença e de descrença do processo podem ser submetidos a uma operação lógica *NOT*, *OR* ou *AND* para se obter os valores resultantes (μ_{1R} e μ_{2R}). O tipo da operação lógica aplicada vai depender do processo sob controle. Para o caso do controle de temperatura paraconsistente, desenvolvido neste trabalho, a operação lógica *OR* foi definida devido ao fato de que se um dos sensores deixar de funcionar a medição da temperatura continuará a ser executada sem perda da eficiência devido às características do operador lógico *OR* (maximização dos termos da operação lógica *OR*). Além disso, a temperatura menor tende a se aproximar da temperatura maior à medida que o grau de certeza se aproxima da região de verdade, fazendo com que a diferença existente entre a temperatura do líquido e do valor de referência fique dentro da tolerância definida pelos parâmetros dos valores limites (C_1 , C_2 , C_3 e C_4). Isto pode também ser caracterizado como uma vantagem deste tipo de controlador.

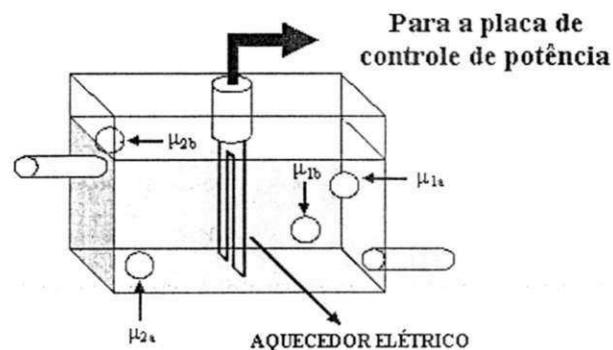


Figura 4.5 – Distribuição dos sensores de temperatura no reservatório.

4.3.2 – CONVERSOR A/D

Os sinais analógicos são provenientes de quatro sensores de temperatura LM35 da *Motorola*, que não requer de calibração externa, é calibrado diretamente na escala Celsius no qual apresenta uma variação de escala de $+10\text{mV}/^\circ\text{C}$ e tem uma escala de variação de temperatura completa de -55°C até $+150^\circ\text{C}$, que atende completamente aos interesses do projeto. O sinal proveniente de cada sensor de temperatura é amplificado num amplificador operacional LM358, também da *Motorola*. Um ajuste do ganho do amplificador operacional é

necessário para que a tensão de saída tenha um nível igual ao solicitado pela tensão de referência (V_{REF}) do conversor A/D do microcontrolador. Neste caso, a tensão de referência do conversor define a conversão para o valor da temperatura de referência do controlador de temperatura paraconsistente.

O conversor A/D do microcontrolador PIC16F877 é dotado de característica de conversão de aproximação sucessiva, com um conversor interno de 10 bits, dando um total de 1024 pontos. Com oito canais de conversão, com diversas configurações entre analógico e digitais, este conversor possui quatro maneira distinta de se obter a tensão de referência, tais como: V_{DD} (tensão interna de +5V), V_{SS} (tensão GND interna), V_{REF+} (tensão positiva de referência externa) e V_{REF-} (tensão negativa de referência externa). A frequência de conversão é baseada no clock da máquina, havendo três possibilidades de ajustes de frequência (divisores) ou em um circuito RC dedicado, possibilitando o funcionamento em modo *SLEEP*. Os 10 bits do sinal convertido são armazenados em dois registradores de oito bits, havendo a possibilidade de se preencher primeiro o registrador baixo (*ADRESL*) completando os dois bits restantes no registrador alto (*ADRESH*), isto é, justificado pela direita ou no caso contrário, isto é, justificado pela esquerda. No projeto foi escolhida a segunda alternativa no qual apenas os oito bits do registrador *ADRESH* foram utilizados, desconsiderando, dessa forma, os dois bits menos significativos que apresentavam uma grande instabilidade no resultado da conversão.

No conversor A/D do microcontrolador o menor passo, ou resolução, é dado diretamente pelo número de bits e pode ser expresso pela seguinte equação:

$$resolução = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (4.1)$$

No qual V_{ref} é uma tensão de referência e n é o número de bits do conversor.

Cada um dos n bits que compõe a informação digital representa uma parcela do valor da tensão analógica a ser convertida, de forma que a soma de todas as contribuições de cada um dos n bits forma a tensão de entrada do conversor A/D.

O valor analógico convertido é determinado, pela expressão 4.2 cujo resultado é dado em decimal, efetuando-se a conversão para binário ou hexadecimal.

$$V_{digital(10)} = \frac{V_{analógico}}{resolução} \quad (4.2)$$

Neste trabalho, como já comentado anteriormente, utiliza-se de três tensões de referências para diferenciar cada valor de temperatura de referência (*set point*). As tabelas 4.5, 4.6 e 4.7 representam os valores convertidos das tensões contínuas, dos sinais analógicos de entrada, mostradas nos quadros explicativos das tabelas 4.1, 4.2 e 4.3.

Sinal Lógico Paraconsistente		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Sinal de Tensão (V)		0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
Sinal Convertido em Binário	LSE	0000	1001	0011	1101	0111	0001	1011	0101	1110	1000	1111
	MSE	0000	0001	0011	0100	0110	1000	1001	1011	1100	1101	1111
Sinal Convertido em Hexadecimal		00	19	33	4D	67	81	9B	B5	CE	D8	FF

Tabela 4.5 – Valores das tensões dos sinais analógicos de entrada convertidos, para uma temperatura de referência igual a 70°C.

Sinal Lógico Paraconsistente		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Sinal de Tensão (V)		0	0,4	0,8	1,2	1,6	2,0	2,4	2,8	3,2	3,6	4,0
Sinal Convertido em Binário	LSE	0000	1101	1011	1100	0110	0000	1001	0011	1101	1110	1111
	MSE	0000	0001	0011	0100	0110	1001	1001	1011	1100	1110	1111
Sinal Convertido em Hexadecimal		00	1D	3B	4C	66	90	99	B3	CD	EE	FF

Tabela 4.6 – Valores das tensões dos sinais analógicos de entrada convertidos, para uma temperatura de referência igual a 60°C.

Sinal Lógico Paraconsistente		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Sinal de Tensão (V)		0	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7	3,0
Sinal Convertido em Binário	LSE	0000	1001	0011	1101	0111	0001	1011	0101	1110	1000	1111
	MSE	0000	0001	0011	0100	0110	1000	1001	1011	1100	1101	1111
Sinal Convertido em Hexadecimal		00	19	33	4D	67	81	9B	B5	CE	D8	FF

Tabela 4.7 – Valores das tensões dos sinais analógicos de entrada convertidos, para uma temperatura de referência igual a 50°C.

Após a conversão dos sinais analógicos de entrada, o microcontrolador, através do algoritmo Para-Analisador, efetuará a análise lógica paraconsistente com a finalidade de posicionar o ponto resultante (μ_{1R} , μ_{2R}) na região adequada do quadrado unitário do plano cartesiano e poder, assim, gerar o sinal de controle de saída

No programa do microcontrolador a conversão ocorre da seguinte maneira:

```

;*****
;
;          LEITURA E CONVERSÃO DOS SINAIS ANALÓGICOS
;*****
CONV_MI:

AN0:  MOVLW  B'01000001'  ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI1A.
      MOVWF  ADCON0
      CALL   ESPERA      ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF   ADCON0,2
      NOP
      BTFSC ADCON0,2    ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO  $-1         ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF  ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI1A   ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI1A EM CONV_MI1A.
      CALL  ATRASO

AN1:  MOVLW  B'01001001'  ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI2A.
      MOVWF  ADCON0
      CALL   ESPERA      ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF   ADCON0,2    ; INICIA A CONVERSÃO DO SINAL DE ENTRADA.
      NOP
      BTFSC ADCON0,2    ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO  $-1         ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF  ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI2A   ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI2A EM CONV_MI2A.
      COMF  CONV_MI2A,F ; EFETUA O COMPLEMENTO DE MI2A.
      CALL  ATRASO

AN2:  MOVLW  B'01010001'  ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI1B.
      MOVWF  ADCON0
      CALL   ESPERA      ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF   ADCON0,2
      NOP
      BTFSC ADCON0,2    ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO  $-1         ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF  ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI1B   ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI1B EM CONV_MI1B.
      CALL  ATRASO

AN4:  MOVLW  B'01100001'  ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI2B.
      MOVWF  ADCON0
      CALL   ESPERA      ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF   ADCON0,2    ; INICIA A CONVERSÃO DO SINAL DE ENTRADA.
      NOP
      BTFSC ADCON0,2    ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO  $-1         ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF  ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI2B   ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI2B EM CONV_MI2B.
      COMF  CONV_MI2B,F ; EFETUA O COMPLEMENTO DE MI2B.
      CALL  ATRASO

```

4.3.2 – ANÁLISE PARACONSISTENTE DOS SINAIS CONVERTIDOS

Nesta etapa do processo, os sinais de entrada convertidos são analisados no interior do quadrado unitário do plano cartesiano aplicando o algoritmo Para-Analisador. Com os valores da tensão de referência de conversão e da tensão da temperatura de referência (previamente selecionadas por uma das chaves S_1 , S_2 ou S_3) é determinada a grandeza máxima da abscissa e da ordenada do quadrado unitário em questão.

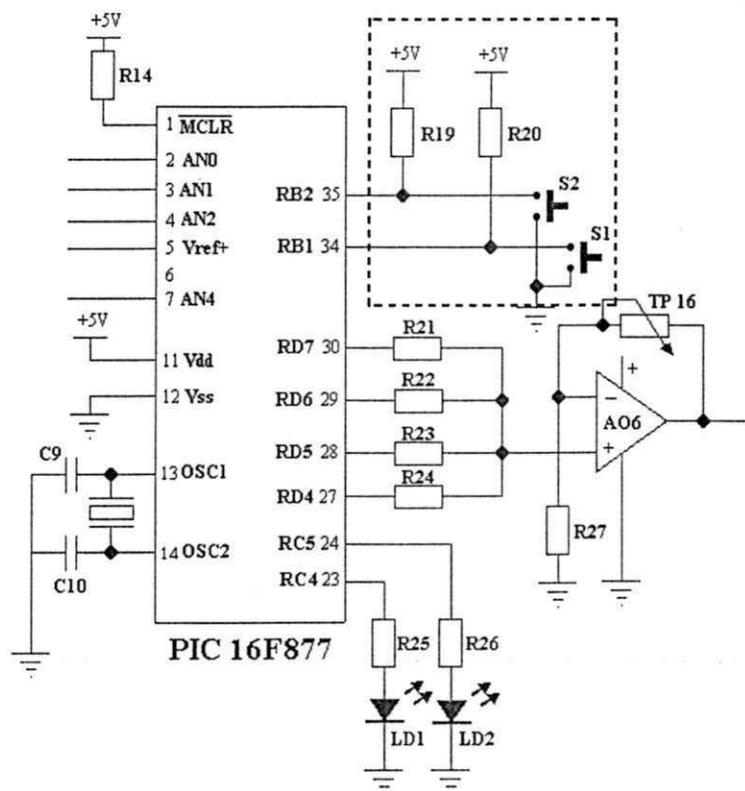


Figura 4.6 – Entrada para a seleção dos valores limites de controle (C_1 , C_2 , C_3 e C_4).

Na seleção das chaves S_1 e S_2 , níveis de sinais TTL são inseridos nos pinos 34 e 35 (RB1 e RB2 da porta B) do microcontrolador selecionando os valores dos parâmetros limites de controle (C_1 , C_2 , C_3 e C_4), como mostrado no circuito da figura 4.6. As combinações dos sinais TTLs inseridos nos mencionados pinos para a seleção dos valores limites são mostrados na tabela 4.8.

NÍVEIS DE TENSÃO TTL NOS PINOS RB1 E RB2		VALOR DA TEMPERATURA DE REFERÊNCIA		PARÂMETROS DOS VALORES LIMITES DE CONTROLE	
		G ₁	G ₂	G ₃	G ₄
1 0	50°C	1100001	0011111	1100001	0011111
0 1	60°C	1100000	0100000	1100000	0100000
1 1	70°C	1011111	0100001	1011111	0100001
0 0	VOLTA A LER	-	-	-	-

Tabela 4.8 – Parâmetros dos valores limites de controle para cada temperatura de referência.

No programa do microcontrolador, esta seleção é feita da seguinte maneira:

```

*****
DEFINIÇÕES DOS VALORES LIMITES
*****
C13_70 EQU 0XBFF ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (70°C)
C24_70 EQU 0X41 ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (70°C)
C13_60 EQU 0XC0 ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (60°C)
C24_60 EQU 0X40 ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (60°C)
C13_50 EQU 0XC1 ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (50°C)
C24_50 EQU 0X3F ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (50°C)
*****
LEITURA DA TEMPERATURA DE REFERÊNCIA
*****
LEITURA DOS BITS RB1 E RB2 DA PORTA B.
*****
LER_PB:
BTFS PORTB,1
GOTO $+4
BTFS PORTB,2
GOTO LER_PB
BTFS PORTB,2
GOTO TEMP_50
BTFS PORTB,2
GOTO TEMP_60
BTFS PORTB,2
GOTO TEMP_70
*****
TEMP_50:
; CARREGAMENTO DOS PARÂMETROS PARA 50°C NOS
; RESPECTIVOS REGISTRADORES.
MOVWF C13_50
MOVWF PARAM_C13
MOVWF C24_50
MOVWF PARAM_C24
MOVWF COMP_C24
; VERIFICA SE O BIT RB1 ESTÁ RESESTADO.
; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA A 4ª LINHA.
; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE O BIT RB2 ESTÁ SETADO.
; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA NOVA LEITURA.
; CASO AFIRMATIVO, DESVIA PARA TEMP_50 (50°).
; VERIFICA SE O BIT RB2 ESTÁ SETADO.
; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA TEMP_60 (60°C)
; CASO AFIRMATIVO, DESVIA PARA TEMP_70 (70°V)
*****

```

```

COMF  COMP_C24,F
INCF  COMP_C24,F
GOTO  CONV_MI
    
```

```

TEMP_60:                ; CARREGAMENTO DOS PARÂMETROS PARA 60°C NOS
                        ; RESPECTIVOS REGISTRADORES.
    
```

```

MOVLW C13_60
MOVWF PARAM_C13
MOVLW C24_60
MOVWF PARAM_C24
MOVWF COMP_C24
COMF  COMP_C24,F
INCF  COMP_C24,F
GOTO  CONV_MI
    
```

```

TEMP_70:                ; CARREGAMENTO DOS PARÂMETROS PARA 70°C NOS
                        ; RESPECTIVOS REGISTRADORES.
    
```

```

MOVLW C13_70
MOVWF PARAM_C13
MOVLW C24_70
MOVWF PARAM_C24
MOVWF COMP_C24
COMF  COMP_C24,F
INCF  COMP_C24,F
    
```

Neste trabalho foi levado em consideração que os valores limites de controle assumiriam uma grandeza igual a 75% dos valores máximos e mínimos dos graus de certeza e de contradição, com a finalidade de proporcionar uma excelente tolerância ao processo de controle de temperatura. Estes valores, convertidos, são mostrados na tabela 4.8.

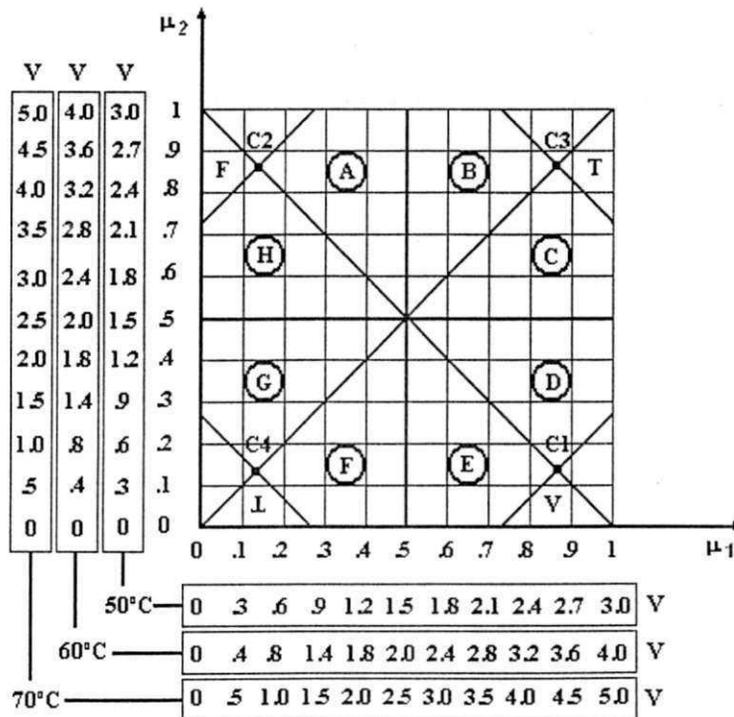


Figura 4.7 – Quadrado Unitário do Plano Cartesiano com definição de $\pm 75\%$ dos valores do G_C e do G_{CT} .

Com a definição das grandezas dos valores limites, neste trabalho, o quadrado unitário do plano cartesiano fica com a forma apresentada na figura 4.7.

Como se podem constatar, as áreas das regiões de Verdade, Falsidade, Inconsistência e de Indeterminação foram reduzidas (em relação aos valores de $\pm 50\%$ analisados no Capítulo 2) a partir dos valores impostos aos parâmetros C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , com a finalidade de se diminuir a margem de erro entre a temperatura medida e a temperatura de referência. Esta tolerância é definida de acordo com o processo sob controle e efetua-se no *software*, não havendo a necessidade de se fazer nenhum ajuste no hardware do controlador, o que já é mais uma vantagem.

A programação do sistema de medida e análise microprocessado é baseada no algoritmo Para-Analisador (Da Silva & Abe – 1998) apresentada no Apêndice G.

O algoritmo Para-Analisador desenvolve as expressões paraconsistente para se definir em qual região do reticulado do quadrado unitário no plano cartesiano se encontra o ponto constituído pelos parâmetros μ_{1R} e μ_{2R} , que representam as coordenadas cartesianas nos eixos “x” e “y” respectivamente. As expressões que são efetuadas pelo programa do sistema microprocessado, após a determinação dos valores resultantes, são:

$$1) G_{ct} = \mu_{1R} + \mu_{2R} - 1 \longrightarrow \text{Grau de Contradição} \quad (4.4)$$

$$2) G_c = \mu_{1R} - \mu_{2R} \longrightarrow \text{Grau de Certeza} \quad (4.5)$$

A análise dos parâmetros de entrada será iniciada após a definição dos valores limites de controles (C_1 , C_2 , C_3 e C_4), efetuado pelas chaves S_1 e S_2 , para que se possa ter uma idéia da exatidão do resultado do processo sob controle, para cada temperatura de referência. Os parâmetros dos valores limites de controle são definidos como segue:

1. $C_1 = V_{scc}$ (Definido como valor superior do controle de certeza);
2. $C_2 = V_{icc}$ (Definido como valor inferior do controle de certeza);
3. $C_3 = V_{sct}$ (Definido como valor superior do controle de contradição);
4. $C_4 = V_{ict}$ (Definido como valor inferior do controle de contradição).

No programa do microcontrolador, os cálculos para se determinar os valores resultantes dos graus de crença e de descrença, assim como dos graus de certeza e de contradição são efetuados da seguinte maneira:

```

;*****
; DETERMINAÇÃO DO GRAU DE CRENÇA E DESCRENÇA RESULTANTE (MI_1R E MI_2R)
;*****
MOVF   CONV_MI1B,W ; DETERMINA O GRAU DE CRENÇA RESULTANTE (MI_1R).
IORWF  CONV_MI1A,W
MOVWF  MI_1R

MOVF   CONV_MI2B,W ; DETERMINA O GRAU DE DESCRENÇA RESULTANTE (MI_2R).
IORWF  CONV_MI2A,W
MOVWF  MI_2R

;*****
; DETERMINAÇÃO DO GRAU DE CONTRADIÇÃO - GCT = (MI1R+MI2R)-1
;*****

MOVF   MI_2R,W      ; ARMAZENA EM W O DADO MI1R.
ADDWF  MI_1R,W      ; EFETUA A SOMA (MI1R+MI2R).
MOVWF  SOMA_MIL     ; ARMAZENA O RESULTADO EM SOMA_MIL.
BTSS   STATUS,0    ; VERIFICA SE HOUVE TRANSBORDO.
GOTO   $+2          ; CASO NEGATIVO ARMAZENA W COM 0xFF.
INCF   SOMA_MIH,F   ; CASO AFIRMATIVO, INCREMENTA SOMA_MIH.
MOVLW  0xFF
SUBWF  SOMA_MIL,W   ; DETERMINA GCT = (MI1R+MI2R)-1.
MOVWF  GRAU_CONTL   ; ARMAZENA O VALOR DE W EM GRAU_CONTL.
BTSS   STATUS,0    ; VERIFICA SE HOUVE TRANSBORDO.
GOTO   $+5
BTSS   SOMA_MIH,0
GOTO   $+2
INCF   GRAU_CONTH,F ; SE FOR NEGATIVO INCREMENTA GRAU_CONTH.
MOVWF  COMP_GCT
COMF   COMP_GCT,F   ; EFETUA O COMPLEMENTO DOIS DE GCT.
INCF   COMP_GCT,F

;*****
; DETERMINAÇÃO DO GRAU DE CERTEZA - GC = (MI1R - MI2R)
;*****

MOVF   MI_2R,W
SUBWF  MI_1R,W      ; DETERMINA GC = (MI1R - MI2R).
MOVWF  GRAU_CERTL
BTSS   STATUS,0
INCF   GRAU_CERTH,F
MOVWF  COMP_GC
COMF   COMP_GC,F
INCF   COMP_GC,F

;*****

```

No programa do sistema de medida e análise microprocessado foi levado em consideração um quadrado unitário no qual os eixos “x” e “y” encontram-se divididos em dez partes, como mostrado na figura 4.7. Isso teve como finalidade facilitar a conversão dos valores analógicos provenientes dos sensores (parâmetros μ_{1A} , μ_{2A} , μ_{1B} e μ_{2B}) para valores discretos, que possam ser operacionalizados no sistema microprocessado por meio de um programa não muito extenso. Portanto as regiões extremas e não extremas são definidas em função dos parâmetros dos valores limites extremos, dos graus de certeza (G_c) e de contradição (G_{ct}). O programa do microcontrolador para determinação das regiões acima mencionadas fica com a seguinte forma:

; DETERMINAÇÃO DOS ESTADOS LÓGICOS EXTREMOS

COND_VERD: ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE VERDADE.

```

BTFSC GRAU_CERTH,0
GOTO  COND_FALS ; IMPOSSIBILIDADE DE SER VERDADE, DESVIA PARA
MOVF  PARAM_C13,W ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE FALSIDADE.
SUBWF  GRAU_CERTL,W
BTFSS  STATUS,0
GOTO  COND_INCO ; IMPOSSIBILIDADE DE SER VERDADE, DESVIA PARA
MOVLW 0XFF ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INCONSISTÊNCIA.
MOVWF  PORTD
MOVLW 0X10 ; INDICAÇÃO DE TEMPERATURA ESTABILIZADA (LED 01)
MOVWF  PORTC
CALL  ATRASO
GOTO  MAIN

```

COND_FALS: ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE FALSIDADE.

```

MOVF  COMP_C24,W
SUBWF  COMP_GC,W
BTFSS  STATUS,0
GOTO  COND_INCO ; IMPOSSIBILIDADE DE SER FALSO, DESVIA PARA
MOVLW 0X32 ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INCONSISTÊNCIA.
MOVWF  PORTD
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMPERATURA NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL  ATRASO
GOTO  MAIN

```

COND_INCO: ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INCONSISTÊNCIA.

```

BTFSC  GRAU_CONTH,0
GOTO  COND_INDE ; IMPOSSIBILIDADE DE SER INCONSISTENTE, DESVIA PARA
MOVF  PARAM_C13,W ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INDETERMINAÇÃO.
SUBWF  GRAU_CONTL,W
BTFSS  STATUS,0
GOTO  EST_NEXT ; IMPOSSIBILIDADE DE SER INCONSISTÊNCIA, DESVIA PARA
MOVLW 0X20 ; VERIFICAÇÃO DAS CONDIÇÕES DOS EST. NÃO EXTREMOS.
MOVWF  PORTC ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
NOP
GOTO  MAIN

```

COND_INDE: ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INDETERMINAÇÃO.

```

MOVF  COMP_C24,W
SUBWF  COMP_GCT,W
BTFSS  STATUS,0
GOTO  EST_NEXT ; IMPOSSIBILIDADE DE SER INDETERMINADO, DESVIA PARA
MOVLW 0X20 ; VERIFICAÇÃO DAS CONDIÇÕES DOS EST. NÃO EXTREMOS.
MOVWF  PORTC ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
NOP
GOTO  MAIN

```

; DETERMINAÇÃO DOS ESTADOS LÓGICOS NÃO EXTREMOS

; 1) DETERMINAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE VERDADE TENDENDO AO INCONSISTENTE
; E SITUAÇÃO DE INCONSISTENCIA TENDENDO AO VERDADEIRO.

EST_NEXT:

```

BTFSC  GRAU_CERTH,0 ; VERIFICA SE GC É POSITIVO.

```

```

GOTO   SIT_TRES           ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA SIT_TRES.
BTFSC  GRAU_CONTH,0      ; CASO POSITIVO, VERIFICA SE GCT É POSITIVO.
GOTO   SIT_DOIS          ; CASO NEGATIVO DESVIA PARA SIT_DOIS.
MOVF   PARAM_C13,W       ; CASO POSITIVO, VERIFICA SE GC < C1.
SUBWF  GRAU_CERTL,W
BTFSC  STATUS,0
GOTO   SIT_TRES           ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA SIT_TRES.
MOVF   PARAM_C13,W       ; VERIFICA SE GCT < C3.
SUBWF  GRAU_CONTL,W
BTFSC  STATUS,0
GOTO   SIT_DOIS          ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA SIT_DOIS.
MOVF   GRAU_CONTL,W      ; CASO POSITIVO, VERIFICA SE GC >= GCT.
SUBWF  GRAU_CERTL,W
BTFSS  STATUS,0
GOTO   INC_VER
MOVLW  0XC0              ; CASO AFIRMATIVO, INDICA UMA SITUAÇÃO DE QUASE
MOVWF  PORTD             ; VERDADE TENDENDO AO INCONSISTENTE.
MOVLW  0X20              ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

```

INC_VER:

```

MOVLW  0X90              ; CASO NEGATIVO, INDICA UMA SITUAÇÃO DE
MOVWF  PORTD             ; INCONSISTENTE TENDENDO À VERDADE.
MOVLW  0X20              ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

```

```

;*****
;2) VERIFICAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE VERDADE TENDENDO AO INDETERMINADO
;    E DE INDETERMINADO TENDENDO AO VERDADEIRO.

```

SIT_DOIS:

```

MOVF   PARAM_C13,W       ; VERIFICAÇÃO SE GC < C1.
SUBWF  GRAU_CERTL,W
BTFSC  STATUS,0
GOTO   MAIN              ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF   COMP_C24,W
SUBWF  COMP_GCT,W        ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE GCT > C4.
BTFSC  STATUS,0
GOTO   MAIN              ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF   COMP_GCT,W
SUBWF  GRAU_CERTL,W      ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE GC >= MÓDULO DE GCT.
BTFSS  STATUS,0
GOTO   IND_VER
MOVLW  0XC0              ; CASO AFIRMATIVO, INDICA SIT. DE QUASE VERDADE
MOVWF  PORTD             ; TENDENDO AO INDETERMINADO.
MOVLW  0X20              ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

```

IND_VER:

```

MOVLW  0X90              ; CASO NEGATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE INDETERMINADO
MOVWF  PORTD             ; TENDENDO AO VERDADEIRO.
MOVLW  0X20              ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

```

```

;*****
;3) VERIFICAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE FALSO TENDENDO AO INDETERMINADO
;    E DE INDETERMINADO TENDENDO AO FALSO.

```

SIT_TRES:

```

MOVF   COMP_C24,W        ; VERIFICA SE GC > C2.

```

```

SUBWF COMP_GC,W
BTFSC STATUS,0
GOTO MAIN ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
BTFSS GRAU_CONTH,0 ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE GCT <= 0.
GOTO SIT_QUATRO ; CASO NÃO SEJA, DESVIA PARA A SIT_QUATRO.
MOVF COMP_C24,W
SUBWF COMP_GC,W ; CASO SEJA, VERIFICA SE GCT > C4.
BTFSC STATUS,0
GOTO MAIN ; CASO NÃO SEJA, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF COMP_GCT,W
SUBWF COMP_GC,W ; CASO SEJA, VERIFICA SE |GC| > |GCT|.
BTFSS STATUS,0
GOTO IND_FAL
MOVLW 0X40 ; CASO AFIRMATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE
MOVWF PORTD ; QUASE FALSO TENDENDO AO INDETERMINADO.
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO
GOTO MAIN

IND_FAL:
MOVLW 0X70 ; CASO NEGATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE
MOVWF PORTD ; INDETERMINADO TENDENDO AO FALSO.
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO
GOTO MAIN

;*****
;4) VERIFICAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE FALSO TENDENDO AO INCONSISTENTE OU
; DE INCONSISTENTE TENDENDO AO FALSO.

SIT_QUATRO:
MOVF PARAM_C13,W ; VERIFICA SE GCT < C3.
SUBWF GRAU_CONTL,W
BTFSC STATUS,0
GOTO MAIN ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF GRAU_CONTL,W
SUBWF COMP_GC ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE MÓDULO DE GC >=
; GCT.

BTFSS STATUS,0
GOTO INC_FAL
MOVLW 0X40 ; CASO AFIRMATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE QUASE
MOVWF PORTD ; FALSO TENDENDO AO INCONSISTENTE.
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO
GOTO MAIN

INC_FAL:
MOVLW 0X70 ; CASO NEGATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE
MOVWF PORTD ; INCONSISTÊNCIA TENDENDO AO FALSO.
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO
GOTO MAIN

;*****

```

Os resultados originados das operações paraconsistentes, por meio do *software*, são enviados para fora do microprocessador através da Porta D. Neste caso, são aproveitados apenas o bits mais significativos para o controle de potência do aquecedor.

Através dos pinos 23 e 24 da Porta C (RC₄ e RC₅) são ligados os Leds LD₁ e LD₂, respectivamente, para informar as situações de estabilização da temperatura do reservatório,

como mostrado na figura 4.6. Quando a temperatura do reservatório encontrar-se igual a temperatura de referência, isto é, uma temperatura estabilizada, o LD₁ (Led de cor verde) permanece aceso. Em caso contrário, o LD₂ (Led de cor vermelha) fica aceso. Esta condição é definida por *software* quando se determinam os valores extremos e não extremos.

4.4 – CIRCUITO DE CONTROLE DE POTÊNCIA ELÉTRICA DA FONTE DE CALOR

O circuito de controle de potência é constituído por um circuito conversor D/A, formado por um circuito somador com amplificador operacional e por um circuito de controle de fase para tiristores, no qual é constituído pelo circuito integrado TCA 785.

4.4.1 – CIRCUITO CONVERSOR D/A

O circuito conversor D/A é constituído por um circuito somador com um amplificador operacional LM 358, utilizando-se apenas dos quatro bits mais significados da Porta D do microcontrolador, como mostrado na figura 4.8.

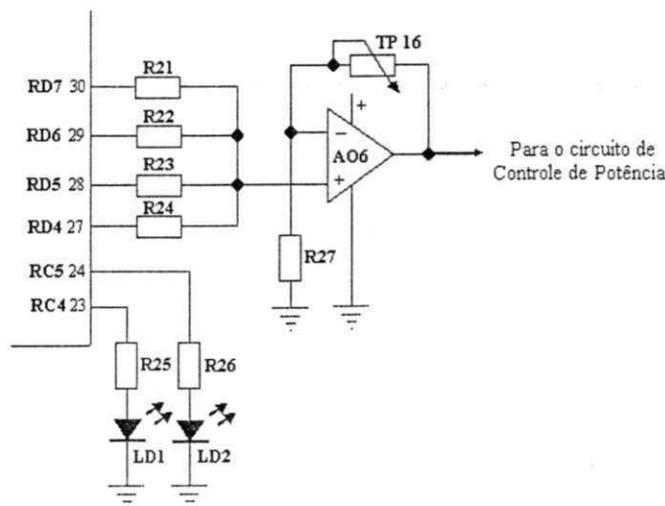


Figura 4.8 – Circuito conversor D/A utilizando um amplificador operacional.

No circuito acima, os resistores apresentam aproximadamente as seguintes proporções:

- $R_{21} = R$ (bit mais significativo);
- $R_{22} = 2R$;
- $R_{23} = 4R$;
- $R_{24} = 8R$ (bit menos significativo).

O resistor R_{27} e o trimpot TP_{16} são responsáveis pelo ganho do amplificador operacional além de não permitir que a tensão de controle entregue ao circuito de controle de potência, pino 11 do TCA 785, seja superior a tensão máxima de rampa (10V). No ajuste do circuito, o valor encontrado foi de 9,05 V e ocorre quando a entrada do conversor é máxima.

NÍVEIS DE ENTRADA		TENSÃO NA SAÍDA O AMP. OPERACIONAL (V)
HEXADECIMAL	BINÁRIO	
0	0 0 0 0	0,57
1	0 0 0 1	0,57
2	0 0 1 0	1,09
3	0 0 1 1	1,59
4	0 1 0 0	2,34
5	0 1 0 1	2,84
6	0 1 1 0	3,43
7	0 1 1 1	3,93
8	1 0 0 0	5,08
9	1 0 0 1	5,58
A	1 0 1 0	6,18
B	1 0 1 1	6,68
C	1 1 0 0	7,44
D	1 1 0 1	7,94
E	1 1 1 0	8,54
F	1 1 1 1	9,05

Tabela 4.9 – Tensão entregue ao TCA 785 em função dos níveis lógicos de entrada.

Quando a temperatura encontra-se em desequilíbrio, isto é, a temperatura do reservatório e a tensão de referência não forem iguais, o microcontrolador fornece para a Porta D níveis lógicos que proporcionarão valores de tensão na saída do amplificador operacional, que produzirá uma diminuição ou aumento do ângulo de disparo do tiristor. É

mostrado na tabela 4.9 o resultado dos testes para valores digitais que variam de 0000 até FFFF e os respectivos valores das tensões na saída do amplificador operacional AO5.

4.4.2 – CIRCUITO DE CONTROLE DE POTÊNCIA

O circuito de controle de potência irá controlar a temperatura fornecida ao líquido do reservatório através do aquecedor elétrico. Este controle é efetuado através do ângulo de disparo do TRIAC (TIC 216D) que vai depender do valor da tensão de controle fornecida pelo circuito conversor D/A, como mostrado na figura 4.9.

O disparo do TRIAC é efetuado pelo circuito integrado TCA 785 que foi projetado para ser usado em circuitos de controle utilizando-se de tiristores, TRIACs e transistores. Os pulsos de disparo podem ser deslocados de ângulos de fase de 0 a 180 graus. O sinal de sincronismo é obtido a partir do resistor R28 (220kΩ) ligado à própria rede alternada que alimenta a carga. No TCA 785, um detector acusa a passagem da tensão por zero, transferindo esta informação para um registrador de sincronismo. Este, por sua vez, controla o gerador de rampa, o capacitor C7, que é carregado por uma corrente constante (determinada por R29 em série com TP17). Se a tensão de rampa excede a tensão de controle (ângulo de disparo ϕ), proveniente do circuito conversor, um sinal é processado pela lógica. Dependendo da magnitude da tensão de controle, o ângulo de disparo ϕ pode ser deslocado entre os valores situados na faixa de 0 a 180°.

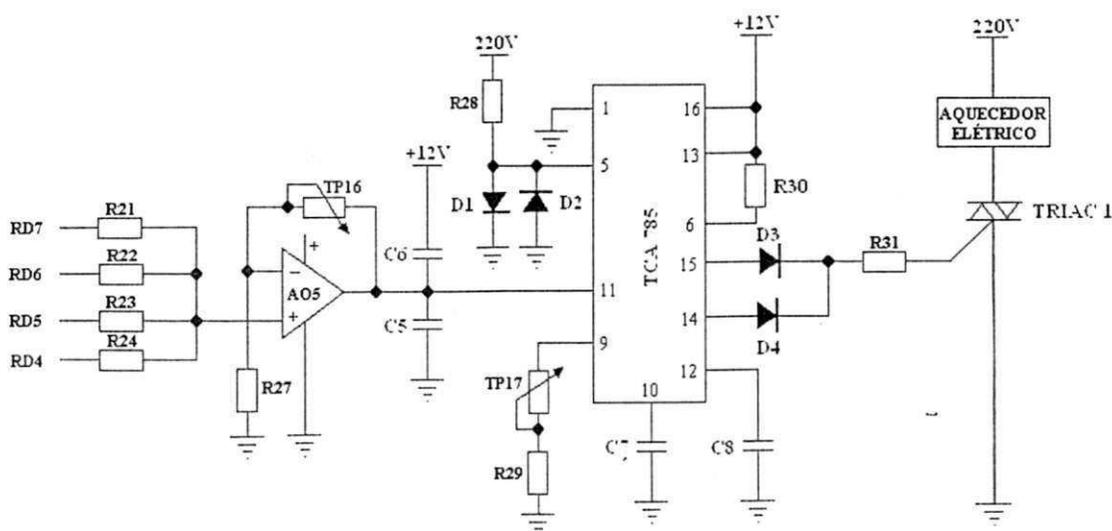


Figura 4.9 – Circuito completo do Controle de Potência.

Para cada meia onda, um pulso positivo de aproximadamente 30 μ s de duração aparece nas saídas Q₁ e Q₂ (pinos 14 e 15 respectivamente). A duração do pulso pode ser prolongada até 180° através do capacitor C₈. Se o pino 12 for ligado ao terminal terra, tem-se a produção de pulsos entre o ângulo ϕ e 180°. Neste trabalho o capacitor C₈ assume um valor de 150 pF produzindo uma duração entre pulsos de 93 μ s. É mostrado na figura 4.9 o circuito completo do controle de potência usado para controlar a temperatura do líquido no reservatório.

NÍVEIS DE ENTRADA		TENSÃO NA SAÍDA O AMP. OPERACIONAL (V)	TENSÃO NA CARGA (V)	POTÊNCIA NA CARGA (%)	POTÊNCIA NA CARGA (W)
HEXA	BINÁRIO				
0	0 0 0 0	0,57	225	100	1000
1	0 0 0 1	0,57	225	100	1000
2	0 0 1 0	1,09	222	97,7	977
3	0 0 1 1	1,59	217	95,5	955
4	0 1 0 0	2,34	205	91,4	914
5	0 1 0 1	2,84	194	85,4	854
6	0 1 1 0	3,43	178	78,3	783
7	0 1 1 1	3,93	164	72,2	722
8	1 0 0 0	5,08	127	55,9	559
9	1 0 0 1	5,58	109	48,0	480
A	1 0 1 0	6,18	87	38,8	388
B	1 0 1 1	6,68	69	30,8	308
C	1 1 0 0	7,44	42	18,7	187
D	1 1 0 1	7,94	28	12,3	123
E	1 1 1 0	8,54	14	6,2	62
F	1 1 1 1	9,05	5	2,2	22

Tabela 4.10 – Variação da potência do aquecedor em função dos dados entregues pelo μ C.

O circuito mostrado na figura 4.9 fornece pulsos de disparos com ângulos de fase que depende da informação entregue pelo microcontrolador (μC). Isto faz com que o aquecedor tenha sua potência aumenta ou diminuída, dependendo da região em que o ponto, formado pelos graus de crença e de descrença, encontra-se. É mostrada na Tabela 4.10 a variação da potência da fonte de calor em função dos dados fornecidos pelo microcontrolador.

Para o controle da potência do aquecedor, foram considerados apenas alguns valores da tabela 4.10 em função das regiões do quadrado unitário do plano cartesiano em que o ponto, constituído pelos graus de crença e de descrença, se encontra. É mostrada na tabela 4.11 a relação acima mencionada.

REGIÃO EM QUE O PONTO (μ_1, μ_2) SE ENCONTRA	NÍVEIS LÓGICOS		POTÊNCIA ENTREGUE AO AQUECEDOR (%)
	HEXA	BINÁRIO	
FALSO	3	0 0 1 1	96
A	4	0 1 0 0	91
B	7	0 1 1 1	72
C	9	1 0 0 1	48
D	D	1 1 0 0	19
E	D	1 1 0 0	19
F	9	1 0 0 1	48
G	7	0 1 1 1	72
H	4	0 1 0 0	91
VERDADE	F	1 1 1 1	0
T	8	1 0 0 0	56% RETORNA A LER
\perp	8	1 0 0 0	56% RETORNA A LER

Tabela 4.11 – Valores de potência entregue ao aquecedor em função das regiões do quadrado unitário do plano cartesiano.

De acordo com os valores de potência na tabela 4.11, constata-se que quanto mais próximo o ponto se encontra da região de verdade menor é a potência entregue ao aquecedor

e, em caso contrário, quanto mais afastado o ponto se encontra da região de verdade maior é a potência entregue ao aquecedor.

É mostrado na figura 4.10 o diagrama em bloco do Sistema de Medição Monitoração e Controle de Temperatura Paraconsistente. No Apêndice B é mostrado o circuito completo e no Apêndice E o layout do circuito impresso do lado combreado e do lado dos componentes.

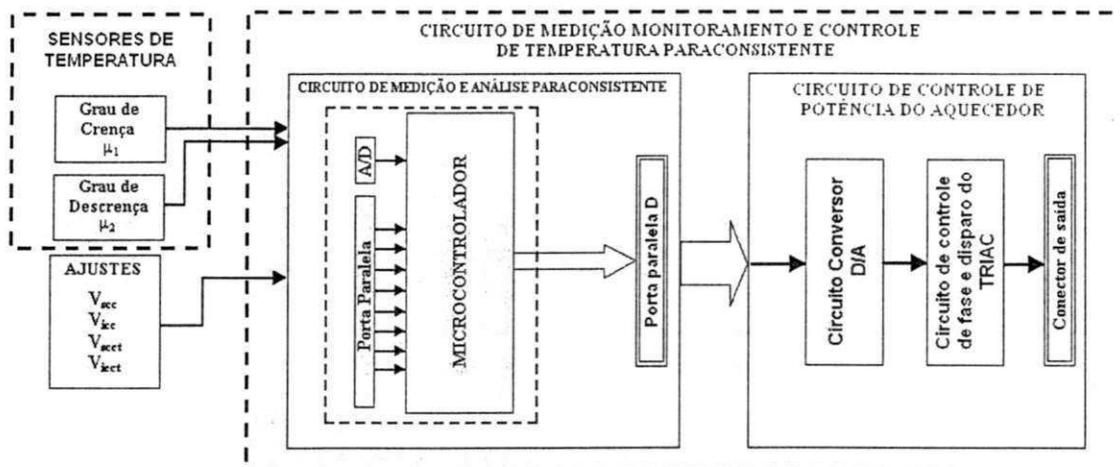


Figura 4.10 – Diagrama em blocos do Sistema de Medida Monitoração e Controle de Temperatura Paraconsistente.

4.5 – EXPERIMENTOS E DESENVOLVIMENTO DO CIRCUITO

O projeto foi dividido em três etapas operacionais. A primeira foi à escolha da grandeza física a ser monitorada e o levantamento das referências bibliográficas para uma formação dos conhecimentos necessários para a manipulação dos dados. A segunda etapa foi o desenvolvimento do projeto e escolha dos componentes críticos tais como o microcontrolador, o circuito de controle do ângulo de disparo do Triac e os componentes de chaveamento, para a comutação dos valores de referências (*set point*). A terceira etapa foi à execução do projeto no qual foi desenvolvido o *software* para o microcontrolador e os circuitos projetados foram montados e testados para desenvolverem as atividades de controle de temperatura, aplicando a lógica paraconsistente anotada de dois valores.

Alguns tópicos desenvolvidos na segunda etapa foram modificados na terceira etapa, tais como a escolha dos componentes de chaveamento que antes tinha sido definido como uma comutação através de microrelés duplos (ver figura 4.11) e resolveu-se utilizar o

μ_{1A} e μ_{1B} (graus de crença) assim como para o valor dos sensores μ_{2A} e μ_{2B} (graus de descrença). Numa segunda fase foi inserida no programa a parte que efetua a operação lógica e define o valor resultante do grau de crença e do grau de descrença. Neste caso foi considerado valor distinto para μ_{1A} e μ_{1B} , assim como para os valores de μ_{2A} e μ_{2B} . Foi observada a mesma informação, feita no teste anterior, e constatado os resultados na mesma tabela de valores predefinidos. O resultado foi considerado satisfatório, devido ao fato que os valores medidos encontravam-se dentro da tolerância definida pelos parâmetros de controle limites (C_1 , C_2 , C_3 e C_4).

REGIÃO DO QUADRADO UNITÁRIO DO PLANO CARTESIANO	SAÍDA DIGITAL PARA OS LEDS	
	BINÁRIO	HEXADECIMAL
QUASE VERDADE TENDENDO AO INCONSISTENTE	1 0 0 0 0 0 0 0	8 0
VERDADE	1 1 1 1 1 1 1 1	F F
QUASE VERDADE TENDENDO AO INDETERMINADO	1 1 1 1 1 1 1 0	F E
INDETERMINADO TENDENDO AO VERDADEIRO	1 1 1 1 1 1 0 0	F C
INDETERMINADO	1 1 1 1 1 0 0 0	F 8
INDETERMINADO TENDENDO AO FALSO	1 1 1 1 1 0 0 1	F 9
QUASE FALSO TENDENDO AO INDETERMINADO	1 1 1 1 1 0 1 0	F A
FALSO	1 1 1 1 0 0 0 0	F 0
QUASE FALSO TENDENDO AO INCONSISTENTE	1 1 1 0 0 0 0 0	E 0
INCONSISTENTE TENDENDO AO FALSO	1 1 0 0 0 0 0 0	C 0
INCONSISTENTE	1 0 0 1 0 0 0 0	9 0
INCONSISTENTE TENDENDO AO VERDADEIRO	1 0 1 0 0 0 0 0	A 0

Tabela 4.12 – Verificação da exatidão do software do microcontrolador.

Nos experimentos com o circuito de controle de potência, os dados de entrada do conversor D/A, constituído por quatro resistores (R_{21} , R_{22} , R_{23} e R_{24}) e um amplificador operacional (AO_6 , R_{27} e TP_{16}), foram inicialmente obtidos por chaveamento independente do microcontrolador e o controle de potência foi realizado numa lâmpada de 100 W. Alguns ajustes foram feitos no trimpot da malha de realimenta do amplificador operacional (TP_{16}) com a finalidade de proporcionar um sinal de saída (sinal entregue ao pino 11 do TCA 785) com uma tensão para não ultrapassar o valor da tensão máxima de rampa (Tensão de alimentação do TCA 785 menos 2 V). O valor definido foi uma tensão de 9,05 V e que fornece uma potência de 20 W quando o ponto constituído por (μ_{1R} , μ_{2R}) encontra-se na região de verdade (ver tabelas 4.9 e 4.10). Esta pequena potência (2,2% da potência do aquecedor elétrico) tem como finalidade compensar um pouco a perda de calor do líquido na temperatura ambiente (ver tabela 4.11). Não foram feitos experimentos para se definir o percentual mais adequado porque a troca de calor do líquido com o meio externo depende da temperatura do ambiente, que é uma função da situação climática do dia e da região em que o equipamento está operando.

O experimento para a aferição dos valores limites das tensões de seleção das temperaturas de referência (trimpots de TP_1 a TP_{15}) foi inicialmente realizado com o controle da potência do aquecedor de modo independente (controle manual), enquanto o circuito de controle de potência ainda mantinha o controle da potência da lâmpada de 100W. Para cada valor de temperatura de referência o aquecedor era desligado e feito os ajuste dos trimpots definidos pela seleção das chaves S_1 , S_2 ou S_3 . Após os ajustes, a lâmpada de 100W foi substituída pelo aquecedor elétrico no qual proporcionou o aquecimento do líquido do recipiente do reservatório como o esperado.

Diversos testes de comutação da temperatura de referência foram realizados com uma resposta dentro dos resultados esperados. Nos experimentos de diminuição da temperatura de referência, em alguns casos, foram produzidos com um resfriamento forçado, da massa líquida, com a inserção de gelo no reservatório.

As medidas de temperatura para os ajustes do circuito controlador de temperatura paraconsistente foram realizadas com um termômetro digital da *Minipa*, instrumento digital portátil, tipo vareta, a prova de água, LCD de 3 e 1/2 dígitos, resolução de 0,1°C ou 0,1°F, precisão básica de 3°C, registro de máximo e mínimo. Com capacidade de realizar medidas de temperaturas na faixa de -10°C a 200°C ou 14°F a 392°F.

5

Neste capítulo é feita uma conclusão das atividades desenvolvidas nas investigações da utilização da lógica paraconsistente anotada, na instrumentação eletrônica. São feitas sugestões para o desenvolvimento de novas pesquisas.

5

CONCLUSÃO E SUGESTÕES

5.1 – CONCLUSÃO

Os resultados apresentados nas investigações da utilização dos conceitos da lógica paraconsistente anotada, na medição e monitoramento da temperatura de um líquido por uma fonte de calor controlada, levou-se a concluir que a análise dos sinais analógicos provenientes de sensores de temperatura pode ser tratada por meio de uma lógica não clássica levando o resultado a uma determinada ação, podendo ser considerados as situações de inconsistência dos referidos sinais. Foi implementado e construído um sistema de medição e monitoramento de temperatura de um líquido, no qual um microcontrolador é programado utilizando a lógica paraconsistente anotada de dois valores para a comprovação dos resultados esperados apresentando respostas de medidas de temperatura com uma aproximação de ± 1 °C.

5.2 – SUGESTÕES

Pode-se desenvolver investigações da utilização da lógica paraconsistente anotada de dois valores em outras aplicações da instrumentação eletrônica tais como: nível, pressão, Ph, deslocamento, etc.

Foram desenvolvidas investigações com lógica paraconsistente anotada de dois valores, no qual foram analisados dois pares dos graus de crença e de descrença sendo necessário desenvolver operações com o conetivo *OR*. Sugere-se que sejam desenvolvidas investigações para aplicação com o conetivo *AND*.

A lógica paraconsistente anotada de dois valores permite a análise com os parâmetros de crença e de descrença aplicados no plano cartesiano. Sugere-se investigações no espaço n-dimensional.



Nesta parte é apresentada a referência bibliográfica que deu suporte ao desenvolvimento desta dissertação.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABE J.M. “Lógica Paraconsistente e Inteligência Artificial”. Coleção Cadernos de Estudos e pesquisa – UNIP.
- ABE, J. M. MUROLO, A. C. “Lógica Paraconsistente Aplicada no Controle de Qualidade Total” . Universidade Estadual de Londrina.
- ABE, J. M. & S. FILHO, J. I. “Implementação de Circuitos Eletrônicos de Funções Lógicas Paraconsistentes Radix N”. Instituto de Estudos Avançados da USP.
- ABE, J. M. & S. Filho. “Lógica Paraconsistente Anotada e Circuitos de Portas Lógicas”. Instituto de Estudos Avançados da USP.
- ABE & PAVERO. “Teoria Intuitiva dos Conjuntos”. McGraw-Hill/Makron Books.
- ABE, J. M. “Fundamentos da Lógica Anotada” – Tese de Doutorado, FFLCH/USP – São Paulo, 1992.
- ARTHUR & TARCÍSIO. “Uma Família de Lógicas Paraconsistente e/ou Paracompletas com Semânticas Recursivas”. Universidade Federal do Ceará - 1993.
- BARCZAK, CZESLAU L. “Controle Digital de Sistemas Dinâmicos – Projetos e Análises. Editora EDGARD BLÜCHER LTDA. 1ª Edição – 1995”.
- BIJAN, Yousefzadeh. “Basic Control Engineering”. Longman Scientific & Technical – 1979.
- CLULEY, J. C. “Programming for Minicomputers”. 2ª ed, Crane, Russak & Company, Inc – 1984.
- CONSTANTINO, Newton C. A da Costa e Jair Minoro Abe. “Tópicos de Teoria dos Sistemas Ordenados (Volumes I, II e III). Instituto de Estudos Avançados da USP”.
- COUGHANOWR, Donald R. & Koppel, Lowell B. “Análise e Controle de Processos”. Editora Guanabara - 1978.
- DA COSTA, N. C.A. “Ensaio sobre os Fundamentos da Lógica. Hucitec 1996” – São Paulo.

- DA COSTA & BÉZIAU, J. Y. “Elementos de Teoria de Conjuntos, Paraconsistente. CLE” - Unicamp, 1998 – Campinas.
- DA COSTA, N. C. A; Lawrence J. Henschen; James J. Lu e V. S. Subrahmanian. “Automatic Theorem Proving in Paraconsistent Logics: Teory and Implementation”. Instituto de Estudos Avançados da USP - 1990.
- DA COSTA, N. C. A & V. S. Subrahmanian. “Paraconsistent Logics as a Formalism for Reasoning About Inconsistent Knowledge Bases”. Instituto de Estudos Avançados da USP - 1989.
- DA COSTA, N. C. A, V. S. Subrahmanian e Carlo Vago. “The Paraconsistent Logics $P\tau$ ”. Instituto de Estudos Avançados da USP - 1989.
- DA COSTA, N. C. A, Abe e V. S. Subrahmanian. “Remarks on Annotated Logic”. Instituto de Estudos Avançados da USP.
- DA COSTA, N. C. A; Abe. J. Minoro; Murolo, Afrânio Carlos; Da Silva Filho, J. I; S. Leite, Casemiro Fernandes. “Lógica Paraconsistente Aplicada”. Editora Atlas S.A. – 1999 – São Paulo.
- DALTRINI, Beatriz Macia, Mário Jino & Magalhães, Léo Pini. “Introdução a Sistemas de Computação Digital”. MAKRON Books do Brasil Editora Ltda, 1999.
- DA SILVA FILHO, J. I. “Implementação de Circuitos Lógicos Fundamentado em uma Classe de Lógica Paraconsistente Anotada” – Tese de Mestrado – EPUSP, São Paulo – 1997.
- DA SILVA FILHO, J. I. “Métodos de Aplicações da Lógica Paraconsistente Anotada de Anotação de dois valores LPA2v com construção de Algoritmo e Implementação de Circuitos Eletrônicos” – Tese de Doutorado – EUSP, São Paulo, 1999.
- DA SILVA FILHO, J. I. & Abe, Jair Minoro. “Algoritmo Para-Analisador”. Parte I. Instituto de Estudos Avançados da USP - 1998.
- DA SILVA FILHO, J. I. & Abe, Jair Minoro. “Algoritmo Para-Analisador”. Parte II. Instituto de Estudos Avançados da USP - 1998.
- DA SILVA FILHO, J. I. & Abe, Jair Minoro. “Algoritmo Para-Analisador”. Parte III. Instituto de Estudos Avançados da USP - 1998.
- FREGNI, Edson & Saraiv, Antonio Mauro. “Engenharia do Projeto Lógico Digital”. Editora Edgard Blücher Ltda, 1994.

- FRÖTZ, Friedrich & Ortttenburger, Fritz. “Técnicas de Controle Eletrônico”. SIEMENS – 1990.
- HEMERLY, Elder M. “Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos”. Editora EDGARD BLÜCHER LTDA. – 1996.
- LUCIANO SIGHIERI & AKIYOSHI NISHINARI. “Controle Automático de Processos Industriais – Instrumentação”. Editora EDGARD BLÜCHER LTDA. 2ª Edição – 1988.
- MALVINO, Albert Paul, Ph.D. “Microcomputadores e Microprocessadores”. Editora McGraw-Hill do Brasil – 1985.
- MIYAGI, Paulo Eigi. “Controle Programável”. Editora Edgard Blücher Ltda. – 1996.
- MOLLENKAMP, Robert A. “Controle Automático de Processos”. EBRAS Editora Brasileira – SMAR. 1988.
- MORRIS, Robert L. & Miller, John R. “Projeto com Circuitos Integrados TTL” – Texas Instruments Incorporated – Guanabara Dois, 1980.
- OGATA, K. “Engenharia de Controle Moderno”, 2ª ed. – Prentice Hall, 1990.
- PEREIRA, Fábio. “Microcontroladores PIC – Técnicas Avançadas”. Editora Érica – 2002.
- PREDKO, Myke. “Programming and Customizing the PIC Microcontroller”. Editora McGraw-Hill – 1998.
- RIBEIRO, Antônio Marcos. “Instrumentação”, 8ª ed. Tek Treinamento & Consultoria Ltda, 1999.
- RINE, D. C & Vrandesic, Z. G. & Smith, K. C “*Electronic Circuits for Mult-valued digital Systems*”-1984.
- SAMPAIO, Antônio. “Hardware para Profissionais”, Vol 1 – Editora Brasport Livros e Multimídia Ltda, 1998.
- SEDRA, Adel S. & Smith, Kenneth C. “Microeletrônica”. Editora MAKRON Books do Brasil Ltda – 2000.
- SHAW, Ian S & Simões, Marcelo Godoy. “Controle e Modelagem Fuzzy”. Editora Edgard Blücher Ltda, 1999.
- SOUZA, David José de & Lavinia, Nicolas César. “Conectando o PIC”. Mosaico Engenharia Eletrônica – 2002.

SUBRAHMANIAN, V.S. "On the Semantics of Quantitative Logic Programs". 4th IEEE Symposium on Logic Programming, Computer Society Press, Washington D.C., 1987. p. 173-182.

TAUB, Herbert. "Circuitos Digitais e Microprocessadores". Editora McGraw-Hill – 1984.

THOMAS D. McGee – "Principles and Methods of Temperature Measurement" – Wiley-Interscience Publication, 1988.

TOCCI, Ronald J. & Widmer, Neal S. "Digital Systems – Principles and Applications" – Eighth Edition – Prentice Hall, Inc. – 2003.



Neste apêndice encontram-se dispostos o programa de controle do microcontrolador, o diagrama esquemático do circuito de controle de temperatura paraconsistente assim como os layouts da placa do circuito impresso.



PROGRAMA DO MICROCONTROLADRO PIC 16F877

```

*****
;
;          UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
;          CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA - CCT
;          COORDENADORIA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - COPELE
;          DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - DEE
;
;          PROGRAMA PARA O CONTROLE DE TEMPERATURA APLICANDO
;          LÓGICA PARACONSISTENTE DE DOIS VALORES
;
;          VERSÃO 1.0                                     DATA: 11/11/2003
;          MESTRANDO: LUIS HERMANO C. DE LIMA JUNIOR
;          ORIENTADORES: PROF. RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, DR.
;                   PROF.. SEBASTIAN YURE CAVALCANTI CATUNDA, DR.
;
*****
ERRORLEVEL -302          ; NÃO LISTA MENSAGENS DE ERRO DE BANCO (302).

LIST P=PIC16F877        ; MICROCONTROLADOR UTILIZADO.
#include <P16F877.INC>
_CONFIG_CP_OFF & _WDT_OFF & _BODEN_OFF & _PWRTE_ON & _XT_OSC &
_WRT_ENABLE_ON & _LVP_OFF & _CPD_OFF

*****
#define BANK0 BCF STATUS,RP0          ; SETA BANCO 0 DA MEMÓRIA.
#define BANK1 BSF STATUS,RP0          ; SETA BANCO 1 DA MEMÓRIA.
#define MI_1A PORTA,0                 ; DEFINE O BIT RA0 COMO ENTRADA DE MI_1A.
#define MI_2A PORTA,1                 ; DEFINE O BIT RA1 COMO ENTRADA DE MI_2A.
#define MI_1B PORTA,2                 ; DEFINE O BIT RA2 COMO ENTRADA DE MI_1B.
#define V_REF PORTA,3                 ; DEFINE O BIT RA3 VREF. (+).
#define MI_2B PORTA,5                 ; DEFINE O BIT RA5 COMO ENTRADA DE MI_2B.
#define RB1 PORTB,1                   ; DEFINE O BIT RB1 COMO ENTRADA.
#define RB2 PORTB,2                   ; DEFINE O BIT RB2 COMO ENTRADA.

RESET EQU 0X000

*****
CBLOCK 0X20          ; SELICIONA O 1º. ENDEREÇO DA MEMÓRIA DO USUÁRIO

PARAM_C13          ; REGISTRADOR DOS PARÂMETROS C1 E C3.
PARAM_C24          ; REGISTRADOR DOS PARÂMETROS C2 E C4.
CONV_MI1A          ; REGISTRADOR DO GRAU DE CRENÇA "A".
CONV_MI2A          ; REGISTRADOR DO GRAU DE DESCRENÇA "A".
CONV_MI1B          ; REGISTRADOR DO GRAU DE CRENÇA "B".
CONV_MI2B          ; REGISTRADOR DO GRAU DE DESCRENÇA "B".
MI_1R              ; REGISTRADOR DO GRAU DE CRENÇA RESULTANTE
MI_2R              ; REGISTRADOR DO GRAU DE DESCRENÇA RESULTANTE
SOMA_MIH           ; REGISTRADOR DO BYTE ALTO DA SOMA (MI1 + MI2)
SOMA_MIL           ; REGISTRADOR DO BYTE BAIXO DA SOMA (MI1 + MI2)
GRAU_CONTH         ; REGISTRADOR DO BYTE ALTO DO GRAU DE CONTRADIÇÃO
GRAU_CONTL         ; REGISTRADOR DO BYTE BAIXO DO GRAU DE CONTRADIÇÃO
GRAU_CERTH         ; REGISTRADOR DO BYTE ALTO DO GRAU DE CERTEZA
GRAU_CERTL         ; REGISTRADOR DO BYTE BAIXO DO GRAU DE CERTEZA

```

```

COMP_C24      ; REGISTRADOR DO COMPLEMENTO DOIS DE C2 E C4
COMP_GC       ; REGISTRADOR DO COMPLEMENTO DOIS DE GC
COMP_GCT      ; REGISTRADOR DO COMPLEMENTO DOIS DE GCT
CONT1         ; REGISTRADOR TEMPORÁRIO DO CONTADOR 01.
CONT2         ; REGOSTRADPR TEMPORÁRIO DO CONTADOR 02.
CONT3         ; REGOSTRADPR TEMPORÁRIO DO CONTADOR 03.

```

ENDC

```

;*****
;
ORG   RESET      ; ENDEREÇO INICIAL DE PROCESSAMENTO

```

GOTO INICIO

```

;*****
;
ORG   0X04       ; ENDEREÇO INICIAL DE INTERRUPTÃO
RETFIE      ; RETORNA DA INTERRUPTÃO
;*****
;

```

INICIO

```

BANK1      ; ALTERA PARA O BANCO 1 DE MEMÓRIA.
BCF   TRISE,4
MOVLW B'0000011' ; PROGRAMA O CONVERSOR.
MOVWF ADCON1
MOVLW B'00101111' ; DEFINE APENAS O BIT RA4 DA PORTA A COMO SAÍDA.
MOVWF TRISA
MOVLW B'00000110' ; CONFIGURA PORTA B COMO SAÍDA MENOS RB1 E RB2.
MOVWF TRISB
MOVLW B'00000000' ; DEFINE TODA PORTA D COMO SAÍDA.
MOVWF TRISD
MOVLW B'000'      ; CONFIGURA TODA PORTA E COMA SAÍDA.
MOVWF TRISE
MOVLW B'10001000' ; HABILITA O PRESCALER PARA O WDT FAZENDO
MOVWF STATUS      ; UMA RELAÇÃO DE 1:1 PARA O TMR0 (1us).
MOVLW B'00000000'
MOVWF INTCON      ; DEFINE TODAS AS INTERRUPTÕES DESLIGADAS.
BANK0      ; RETORNA PARA O BANCO 0.

```

```

;*****
;
;          DEFINIÇÕES DOS VALORES LIMITES
;*****
;

```

```

C13_70 EQU 0XBF      ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (70°C)
                  ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CONTRADIÇÃO (70°C)
C24_70 EQU 0X41      ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (70°C)
                  ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CONTRADIÇÃO (70°C)

C13_60 EQU 0XC0      ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (60°C)
                  ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CONTRADIÇÃO (60°C)
C24_60 EQU 0X40      ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (60°C)
                  ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CONTRADIÇÃO (60°C)

C13_50 EQU 0XC1      ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (50°C)
                  ; VALOR SUPERIOR DO CONTROLE DE CONTRADIÇÃO (50°C)
C24_50 EQU 0X3F      ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CERTEZA (50°C)
                  ; VALOR INFERIOR DO CONTROLE DE CONTRADIÇÃO (50°C)

```

```

;*****
;
CLR   PORTA      ; LIMPA A PORTA A
CLR   PORTB      ; LIMPA A PORTA B
CLR   PORTD      ; LIMPA A PORTA D

```

```

*****
;
;
PROGRAMA PRINCIPAL
*****
;
CONVERSÃO DOS SINAIS ANALÓGICOS DE ENTRADA

```

MAIN:

```

CLRf  SOMA_MIH   ; LIMPA O REGISTRADOR SOMA_MIH.
CLRf  SOMA_MIL   ; LIMPA O REGISTRADOR SOMA_MIL.
CLRf  GRAU_CONTH ; LIMPA O REGISTRADOR GRAU_CONTH.
CLRf  GRAU_CONTL ; LIMPA O REGISTRADOR GRAU_CONTL.
CLRf  GRAU_CERTH ; LIMPA O REGISTRADOR GRAU_CERTH.
CLRf  GRAU_CERTL ; LIMPA O REGISTRADOR GRAU_CERTL.
CLRf  STATUS     ; LIMPA O REGISTRADOR DE FLÁGS.
CLRf  COMP_GC    ; LIMPA O REGISTRADOR GC.
CLRf  COMP_GCT   ; LIMPA O REGISTRADOR GCT.
CLRf  COMP_C24   ; LIMPA O REGISTRADOR C24.
CLRf  CONV_MI1A  ; LIMPA O REGISTRADOR CONV_MI1A.
CLRf  CONV_MI2A  ; LIMPA O REGISTRADOR CONV_MI2A.
CLRf  CONV_MI1B  ; LIMPA O REGISTRADOR CONV_MI1B.
CLRf  CONV_MI2B  ; LIMPA O REGISTRADOR CONV_MI2B.
CLRf  MI_1R      ; LIMPA O REGISTRADOR MI_1R.
CLRf  MI_2R      ; LIMPA O REGISTRADOR MI_2R.

```

```

*****
;
VERIFICAÇÃO DA TEMPERATURA DE TRABALHO
LEITURA DOS BITS RB1 E RB2 DA PORTA B.
*****
;

```

LER_PB:

```

BTFSC PORTB,1 ; VERIFICA SE O BIT RB1 ESTÁ RESETADO.
GOTO $+4       ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA A 4ª LINHA.
BTFSS PORTB,2 ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE O BIT RB2 ESTÁ SETADO.
GOTO LER_PB    ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA TEMP_50 (50°C).
GOTO TEMP_50   ; CASO AFIRMATIVO, DESVIA PARA TEMP_70 (70°C).
BTFSS PORTB,2 ; VERIFICA SE O BIT RB2 ESTÁ SETADO.
GOTO TEMP_60   ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA TEMP_60 (60°C)
GOTO TEMP_70   ; CASO AFIRMATIVO, RETORNA PARA NOVA LEITURA.

```

TEMP_50:

```

; CARREGAMENTO DOS PARÂMETROS PARA 50°C NOS
; RESPECTIVOS REGISTRADORES.
MOVLW C13_50
MOVWF PARAM_C13
MOVLW C24_50
MOVWF PARAM_C24
MOVWF COMP_C24
COMF COMP_C24,F
INCF COMP_C24,F
GOTO CONV_MI

```

TEMP_60:

```

; CARREGAMENTO DOS PARÂMETROS PARA 60°C NOS
; RESPECTIVOS REGISTRADORES.
MOVLW C13_60
MOVWF PARAM_C13
MOVLW C24_60
MOVWF PARAM_C24
MOVWF COMP_C24
COMF COMP_C24,F
INCF COMP_C24,F
GOTO CONV_MI

```

TEMP_70:

```

; CARREGAMENTO DOS PARÂMETROS PARA 70°C NOS
; RESPECTIVOS REGISTRADORES.
MOVLW C13_70
MOVWF PARAM_C13
MOVLW C24_70
MOVWF PARAM_C24

```

```
MOVWF COMP_C24
COMF COMP_C24,F
INCF COMP_C24,F
```

```
*****
;
; LEITURA E CONVERSÃO DOS SINAIS ANALÓGICOS
```

CONV_MI:

```
AN0: MOVLW B'01000001' ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI1A.
      MOVWF ADCON0
      CALL ESPERA ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF ADCON0,2
      NOP
      BTFSC ADCON0,2 ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO $-1 ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI1A ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI1A EM CONV_MI1A.
      CALL ATRASO
```

```
AN1: MOVLW B'01001001' ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI2A.
      MOVWF ADCON0
      CALL ESPERA ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF ADCON0,2 ; INICIA A CONVERSÃO DO SINAL DE ENTRADA.
      NOP
      BTFSC ADCON0,2 ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO $-1 ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI2A ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI2A EM CONV_MI2A.
      COMF CONV_MI2A,F ; EFETUA O COMPLEMENTO DE MI2A.
      CALL ATRASO
```

```
AN2: MOVLW B'01010001' ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI1B.
      MOVWF ADCON0
      CALL ESPERA ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF ADCON0,2
      NOP
      BTFSC ADCON0,2 ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO $-1 ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI1B ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI1B EM CONV_MI1B.
      CALL ATRASO
```

```
AN4: MOVLW B'01100001' ; DEFINE AS CONDIÇÕES DE CONVERSÃO DO MI2B.
      MOVWF ADCON0
      CALL ESPERA ; ESPERA PELA ESTABILIZAÇÃO DA DEFINIÇÃO.
      BSF ADCON0,2 ; INICIA A CONVERSÃO DO SINAL DE ENTRADA.
      NOP
      BTFSC ADCON0,2 ; VERIFICA SE JÁ OCORREU A CONVERSÃO.
      GOTO $-1 ; CASO NEGATIVO, CONTINUA VERIFICANDO.
      MOVF ADRESH,W
      MOVWF CONV_MI2B ; CASO AFIRMATIVO, ARMAZENA MI2B EM CONV_MI2B.
      COMF CONV_MI2B,F ; EFETUA O COMPLEMENTO DE MI2B.
      CALL ATRASO
```

```
*****
;
; DETERMINAÇÃO DO GRAU DE CRENÇA E DESCRENÇA RESULTANTE (MI_1R E MI_2R)
```

```
MOVF CONV_MI1B,W ; DETERMINA O GRAU DE CRENÇA RESULTANTE (MI_1R).
ANDWF CONV_MI1A,W
MOVWF MI_1R
```

```
MOVF  CONV_MI2B,W ; DETERMINA O GRAU DE DESCRENÇA RESULTANTE (MI_2R).
ANDWF CONV_MI2A,W
MOVWF MI_2R
```

```
*****
;
; DETERMINAÇÃO DO GRAU DE CONTRADIÇÃO - GCT = (MI1R+MI2R)-1
```

```
MOVF  MI_2R,W      ; ARMAZENA EM W O DADO MI1R.
ADDWF MI_1R,W      ; EFETUA A SOMA (MI1R+MI2R).
MOVWF SOMA_MIL     ; ARMAZENA O RESULTADO EM SOMA_MIL.
BTFSS STATUS,0    ; VERIFICA SE HOVE TRANSBORDO.
GOTO  $+2          ; CASO NEGATIVO ARMAZENA W COM 0xFF.
INCF  SOMA_MIH,F   ; CASO AFIRMATIVO, INCREMENTA SOMA_MIH.
MOVLW 0xFF
SUBWF SOMA_MIL,W   ; DETERMINA GCT = (MI1R+MI2R)-1.
MOVWF GRAU_CONTL  ; ARMAZENA O VALOR DE W EM GRAU_CONTL.
BTFSC STATUS,0    ; VERIFICA SE HOVE TRANSBORDO.
GOTO  $+5
BTFSC SOMA_MIH,0
GOTO  $+2
INCF  GRAU_CONTH,F ; SE FOR NEGATIVO INCREMENTA GRAU_CONTH.
MOVWF COMP_GCT
COMF  COMP_GCT,F  ; EFETUA O COMPLEMENTO DOIS DE GCT.
INCF  COMP_GCT,F
```

```
*****
;
; DETERMINAÇÃO DO GRAU DE CERTEZA - GC = (MI1R - MI2R)
```

```
MOVF  MI_2R,W
SUBWF MI_1R,W      ; DETERMINA GC = (MI1R - MI2R).
MOVWF GRAU_CERTL
BTFSS STATUS,0
INCF  GRAU_CERTH,F
MOVWF COMP_GC
COMF  COMP_GC,F
INCF  COMP_GC,F
```

```
*****
;
; DETERMINAÇÃO DOS ESTADOS LÓGICOS EXTREMOS
```

COND_VERD:

```
BTFSC GRAU_CERTH,0 ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE VERDADE.
GOTO  COND_FALS    ; IMPOSSIBILIDADE DE SER VERDADE, DESVIA PARA
MOVF  PARAM_C13,W  ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE FALSIDADE.
SUBWF GRAU_CERTL,W
BTFSS STATUS,0
GOTO  COND_INCO    ; IMPOSSIBILIDADE DE SER VERDADE, DESVIA PARA
MOVLW 0xFF         ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INCONSISTÊNCIA.
MOVWF PORTD
MOVLW 0X10         ; INDICAÇÃO DE TEMPERATURA ESTABILIZADA (LED 01)
MOVWF PORTC
CALL  ATRASO
GOTO  MAIN
```

COND_FALS:

```
MOVF  COMP_C24,W   ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE FALSIDADE.
SUBWF COMP_GC,W
BTFSS STATUS,0
GOTO  COND_INCO    ; IMPOSSIBILIDADE DE SER FALSO, DESVIA PARA
```

```

MOVLW 0X32 ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INCONSISTÊNCIA.
MOVWF PORTD
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMPERATURA NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO
GOTO MAIN

```

COND_INCO:

```

BTFSC GRAU_CONTH,0 ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INCONSISTÊNCIA.
GOTO COND_INDE ; IMPOSSIBILIDADE DE SER INCONSISTENTE, DESVIA PARA
MOVF PARAM_C13,W ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INDETERMINAÇÃO.
SUBWF GRAU_CONTL,W
BTFSS STATUS,0
GOTO EST_NEXT ; IMPOSSIBILIDADE DE SER INCONSISTÊNCIA, DESVIA PARA
MOVLW 0X20 ; VERIFICAÇÃO DAS CONDIÇÕES DOS EST. NÃO EXTREMOS.
MOVWF PORTC ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
NOP
GOTO MAIN

```

COND_INDE:

```

MOVF COMP_C24,W ; VERIFICAÇÃO DA CONDIÇÃO DE INDETERMINAÇÃO.
SUBWF COMP_GCT,W
BTFSS STATUS,0
GOTO EST_NEXT ; IMPOSSIBILIDADE DE SER INDETERMINADO, DESVIA PARA
MOVLW 0X20 ; VERIFICAÇÃO DAS CONDIÇÕES DOS EST. NÃO EXTREMOS.
MOVWF PORTC ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
NOP
GOTO MAIN

```

```

*****
; DETERMINAÇÃO DOS ESTADOS LÓGICOS NÃO EXTREMOS
*****
; DETERMINAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE VERDADE TENDENDO AO INCONSISTENTE
; E SITUAÇÃO DE INCONSISTENCIA TENDENDO AO VERDADEIRO.

```

EST_NEXT:

```

BTFSC GRAU_CERTH,0 ; VERIFICA SE GC É POSITIVO.
GOTO SIT_TRES ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA SIT_TRES.
BTFSC GRAU_CONTH,0 ; CASO POSITIVO, VERIFICA SE GCT É POSITIVO.
GOTO SIT_DOIS ; CASO NEGATIVO DESVIA PARA SIT_DOIS.
MOVF PARAM_C13,W ; CASO POSITIVO, VERIFICA SE GC < C1.
SUBWF GRAU_CERTL,W
BTFSC STATUS,0
GOTO SIT_TRES ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA SIT_TRES.
MOVF PARAM_C13,W ; VERIFICA SE GCT < C3.
SUBWF GRAU_CONTL,W
BTFSC STATUS,0
GOTO SIT_DOIS ; CASO NEGATIVO, DESVIA PARA SIT_DOIS.
MOVF GRAU_CONTL,W ; CASO POSITIVO, VERIFICA SE GC >= GCT.
SUBWF GRAU_CERTL,W
BTFSS STATUS,0
GOTO INC_VER
MOVLW 0XC0 ; CASO AFIRMATIVO, INDICA UMA SITUAÇÃO DE QUASE
MOVWF PORTD ; VERDADE TENDENDO AO INCONSISTENTE.
MOVLW 0X20 ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO

```

GOTO MAIN

INC_VER:

```

MOVLW 0X90          ; CASO NEGATIVO, INDICA UMA SITUAÇÃO DE
MOVWF PORTD        ; INCONSISTENTE TENDENDO À VERDADE.
MOVLW 0X20          ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL ATRASO
GOTO MAIN
    
```

```

;*****
; VERIFICAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE VERDADE TENDENDO AO INDETERMINADO
; E DE INDETERMINADO TENDENDO AO VERDADEIRO.
;
    
```

SIT_DOIS:

```

MOVF  PARAM_C13,W  ; VERIFICAÇÃO SE GC < C1.
SUBWF  GRAU_CERTL,W
BTFS   STATUS,0
GOTO   MAIN        ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF   COMP_C24,W
SUBWF  COMP_GCT,W  ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE GCT > C4.
BTFS   STATUS,0
GOTO   MAIN        ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF   COMP_GCT,W
SUBWF  GRAU_CERTL,W ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE GC >= MÓDULO DE GCT.
BTFS   STATUS,0
GOTO   IND_VER
MOVLW  0XC0        ; CASO AFIRMATIVO, INDICA SIT. DE QUASE VERDADE
MOVWF  PORTD       ; TENDENDO AO INDETERMINADO.
MOVLW  0X20        ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN
    
```

IND_VER:

```

MOVLW 0X90          ; CASO NEGATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE INDETERMINADO
MOVWF PORTD        ; TENDENDO AO VERDADEIRO.
MOVLW 0X20          ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF PORTC
CALL  ATRASO
GOTO  MAIN
    
```

```

;*****
; VERIFICAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE FALSO TENDENDO AO INDETERMINADO
; E DE INDETERMINADO TENDENDO AO FALSO.
;
    
```

SIT_TRES:

```

MOVF  COMP_C24,W  ; VERIFICA SE GC > C2.
SUBWF COMP_GC,W
BTFS  STATUS,0
GOTO  MAIN        ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
BTFS  GRAU_CONTH,0 ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE GCT <= 0.
GOTO  SIT_QUATRO  ; CASO NÃO SEJA, DESVIA PARA A SIT_QUATRO.
MOVF  COMP_C24,W
SUBWF COMP_GCT,W  ; CASO SEJA, VERIFICA SE GCT > C4.
BTFS  STATUS,0
GOTO  MAIN        ; CASO NÃO SEJA, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
    
```

```

MOVF  COMP_GCT,W
SUBWF  COMP_GC,W      ; CASO SEJA, VERIFICA SE |GC| > |GCT|.
BTFSS  STATUS,0
GOTO   IND_FAL
MOVLW  0X40           ; CASO AFIRMATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE
MOVWF  PORTD          ; QUASE FALSO TENDENDO AO INDETERMINADO.
MOVLW  0X20           ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

IND_FAL:
MOVLW  0X70           ; CASO NEGATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE
MOVWF  PORTD          ; INDETERMINADO TENDENDO AO FALSO.
MOVLW  0X20           ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

;*****
; VERIFICAÇÃO DAS SITUAÇÕES DE QUASE FALSO TENDENDO AO INCONSISTENTE OU
; DE INCONSISTENTE TENDENDO AO FALSO.
;*****

SIT_QUATRO:
MOVF  PARAM_C13,W    ; VERIFICA SE GCT < C3.
SUBWF  GRAU_CONTL,W
BTFSC  STATUS,0
GOTO   MAIN          ; CASO NEGATIVO, RETORNA PARA UMA NOVA LEITURA.
MOVF  GRAU_CONTL,W
SUBWF  COMP_GC       ; CASO AFIRMATIVO, VERIFICA SE MÓDULO DE GC >=
                    ; GCT.

BTFSS  STATUS,0
GOTO   INC_FAL
MOVLW  0X40           ; CASO AFIRMATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE QUASE
MOVWF  PORTD          ; FALSO TENDENDO AO INCONSISTENTE.
MOVLW  0X20           ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

INC_FAL:
MOVLW  0X70           ; CASO NEGATIVO, INDICA SITUAÇÃO DE
MOVWF  PORTD          ; INCONSISTÊNCIA TENDENDO AO FALSO.
MOVLW  0X20           ; INDICAÇÃO DE TEMP. NÃO ESTABILIZADA (LED 02).
MOVWF  PORTC
CALL   ATRASO
GOTO   MAIN

;*****
; SUB-ROTINAS DE ATRASO
;*****

ESPERA:
MOVLW  .25           ; SUB-ROTINA DE ATRASO PARA DEFINIÇÃO DOS
                    ; VALORES DE CONVERSÃO.

MOVWF  CONT1
LOOP  DECFSZ CONT1,F
GOTO  LOOP
RETURN

ATRASO:
MOVLW  .50           ; SUB-ROTINA DE ATRASO PARA DEFINIÇÃO DOS
                    ; VALORES CONVERTIDOS E CARREGADOS NOS

```

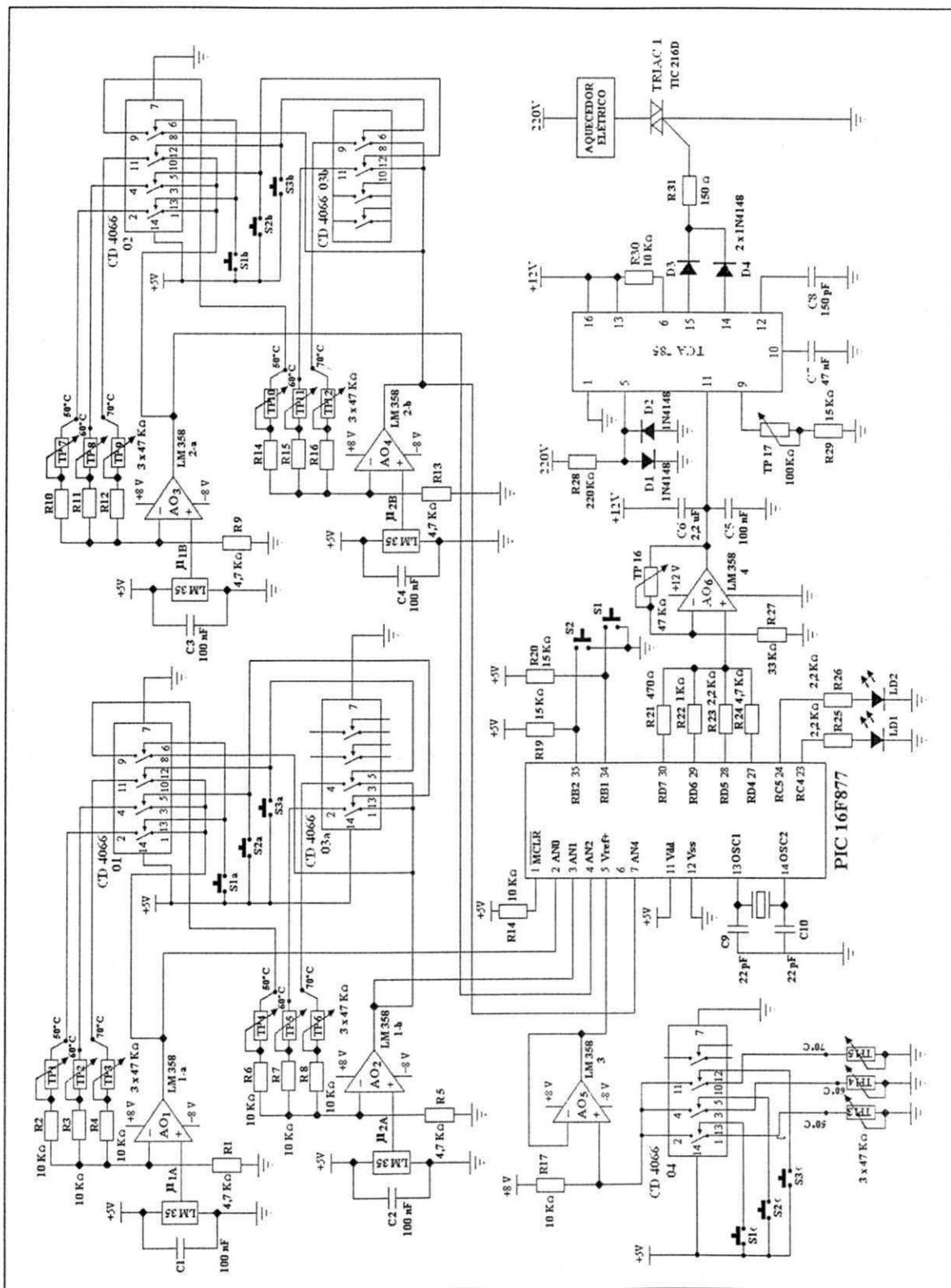
APÉNDICE

```
LOOP1 DECFSZ  CONT2,F      ; REGISTRADORES.  
      GOTO   ATRASO1  
      RETURN  
ATRASO1:  
      MOVLW .200  
      MOVWF  CONT3  
LOOP2 DECFSZ  CONT3,F  
      GOTO   LOOP2  
      GOTO   LOOP1
```

```
*****  
,  
      END  
*****  
,
```

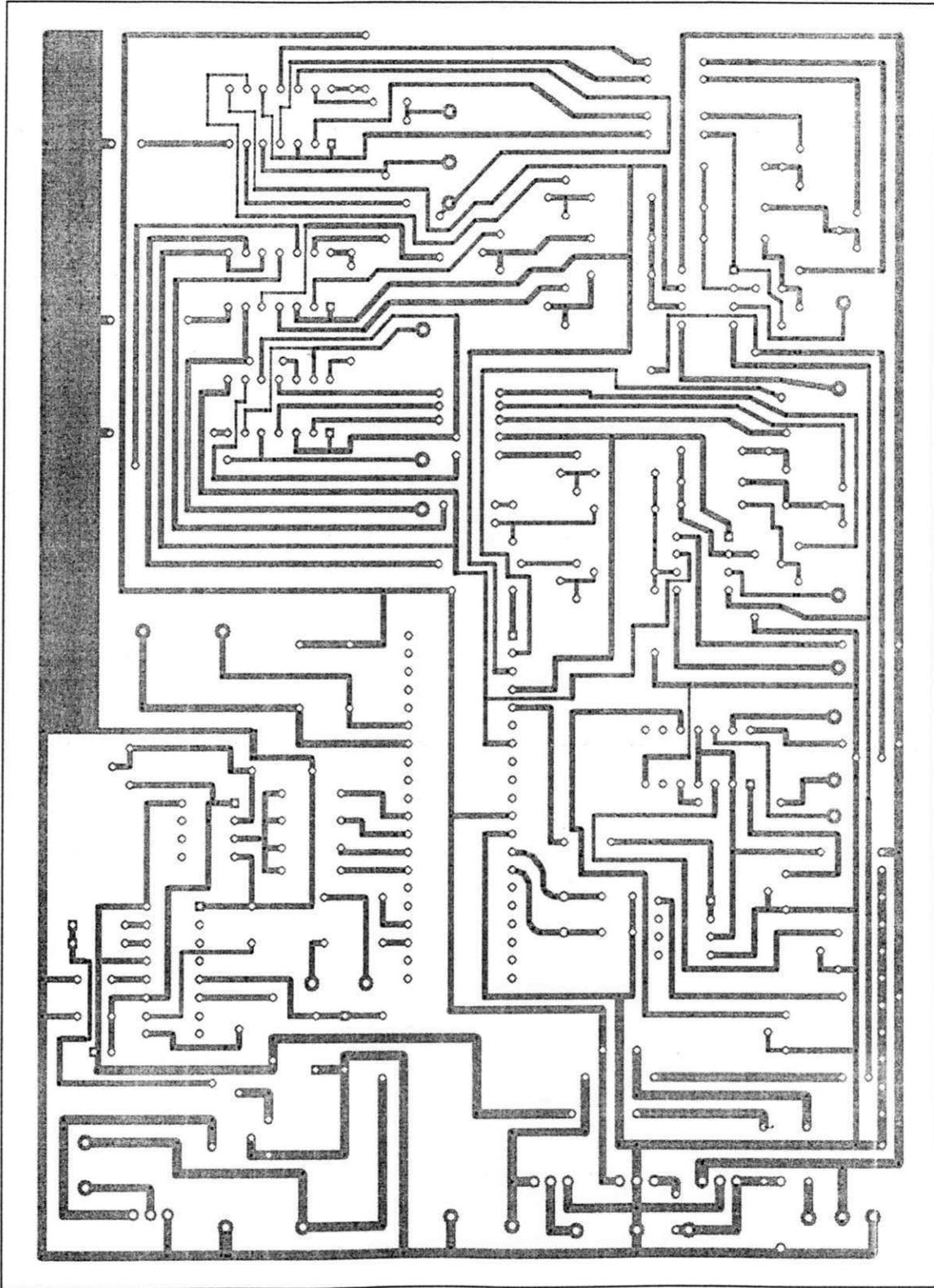
B

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CONTROLE DE TEMPERATURA PARA CONSISTENTE



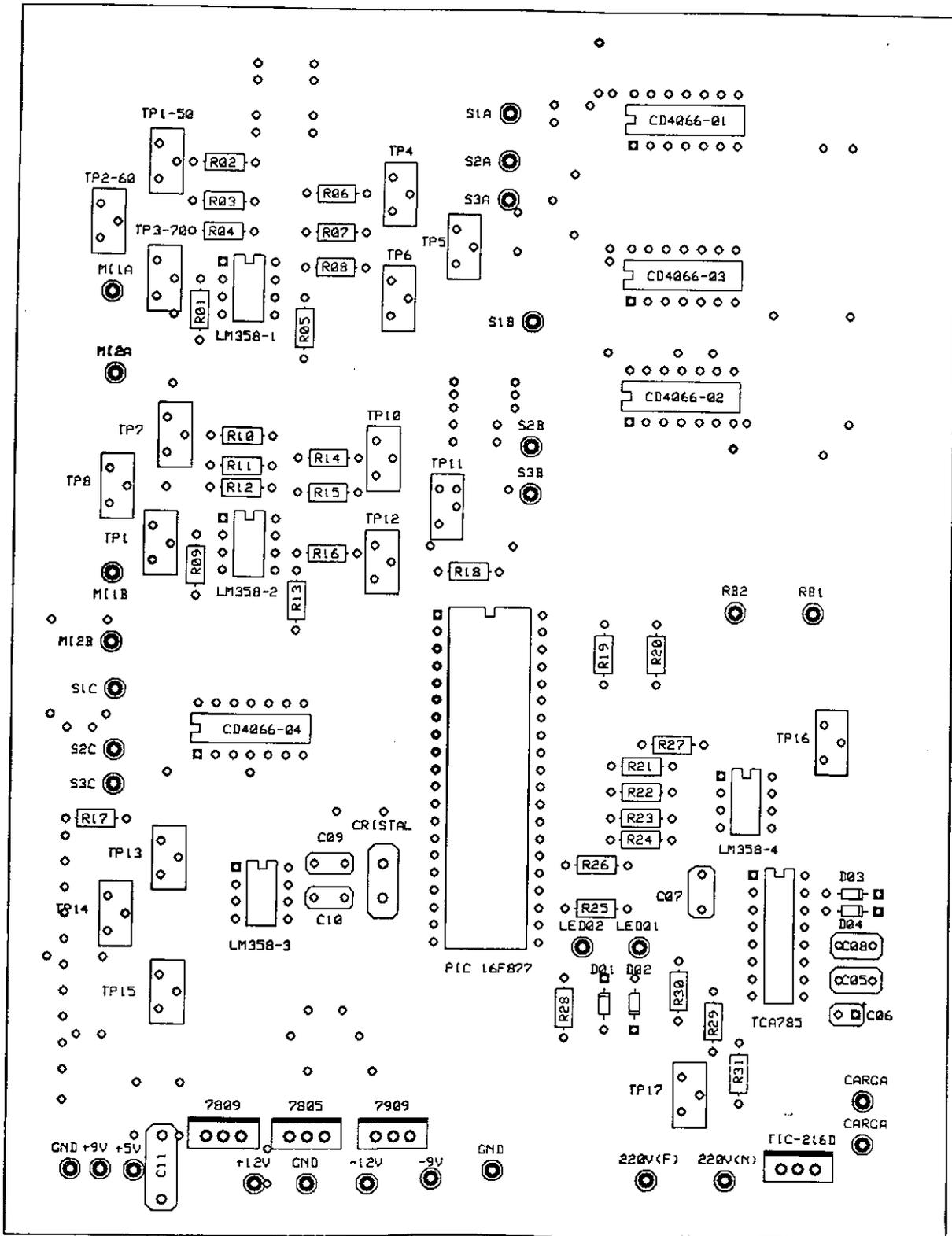
C

LAYOUT DO CIRCUITO IMPRESSO – PARTE DO LADO COBREADO



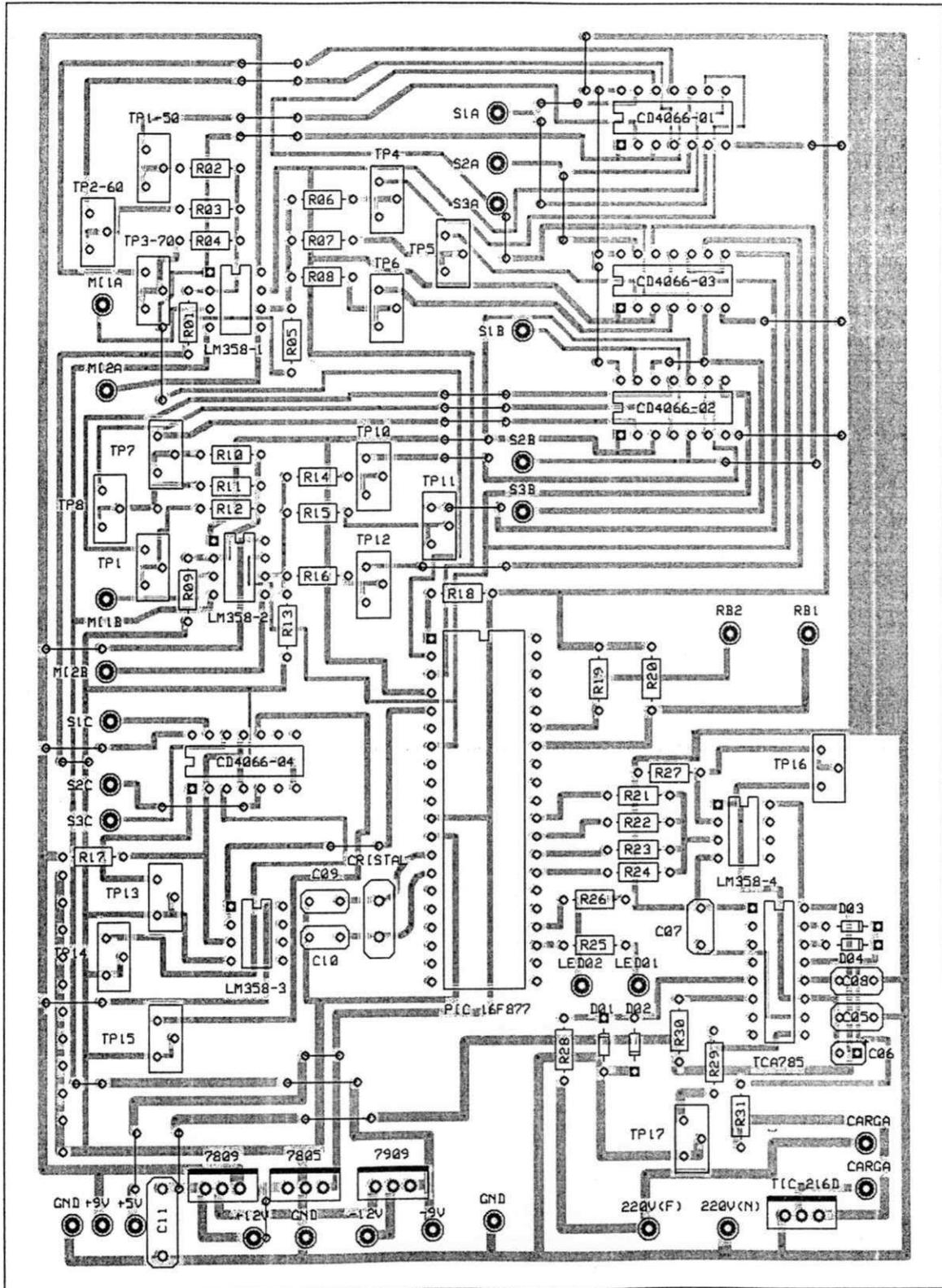
D

LAYOUT DO CIRCUITO IMPRESSO - PARTE DO LADO DOS COMPONENTES





LAYOUT DO CIRCUITO IMPRESSO - PARTE DO LADO DOS COMPONENTES COM INTERLIGAÇÕES





CONTROLE DE TEMPERATURA DE UM TANQUE ENCAMISADO UTILIZANDO LÓGICA DIFUSA

Neste apêndice é comentado um trabalho da aplicação de lógica não clássica (lógica fuzzy) no controle de temperatura de um tanque encamisado, desenvolvido por Cancelier, A do Departamento de Ciência Biológicas e de Saúde da Universidade do Oeste de Santa Catarina, Claumann, C. A. do Programa de Pós-graduação em Engenharia Química da UFSC, Mazzucco, M. M. do Programa de Pós-graduação em Engenharia de Produção da UFSC e Bolzan, A. do Departamento de Engenharia Química e Alimentos da UFSC, apresentado no II Congresso de Engenharia de Processos do MERCOSUL (1999).

O principal paradigma do controle difuso é a utilização de algoritmos baseados em conhecimento heurístico. Este conhecimento é baseado nos fenômenos que determinam o sistema, permitindo o estabelecimento de analogias e a manipulação das variáveis adequadas para a construção da base de regras, que irá constituir o controlador difuso.

Nos últimos anos, alguns setores da indústria química, dentre outras, têm se especializado na fabricação de produtos de alto valor agregado. Fundamentada em produtos de alta qualidade e de difícil obtenção, estas indústrias produzem ao longo de um ano o que as outras produzem em dias. Essas características tomam este setor industrial altamente dependente da qualidade da qualidade de seu produto e da eficiência do seu processo. A perda de produção por produto fora de especificação pode significar grandes prejuízos. Em função disto, este setor tem buscado nos sistemas de automação e controle uma opção para assegurar a qualidade de seus produtos e segurança de seus processos.

Fazendo parte da inteligência artificial, a lógica difusa (*fuzzy*) foi primeiramente desenvolvida visando à aplicação em controle de processos, campo no qual tem contribuído de forma significativa e recebido bastante atenção. Vários estudos têm mostrado que controladores difusos são adequados ao controle de processos complexos ou que não podem ser facilmente modelados.

No mencionado trabalho, foi implementado um controlador, baseado na lógica difusa, para o controle de temperatura de um tanque agitado e encamisado. As simulações mostraram que o controlador implementado obteve um excelente desempenho em relação às

perturbações aplicadas na referência e na carga. Os resultados do controlador difuso foram comparados aos do controlador PID, e demonstraram desempenho superior tanto nas mudanças de referência como nas perturbações tipo carga. O controlador difuso obteve melhor desempenho também na rejeição de ruídos introduzidos no processo.

Na elaboração do controlador difuso, diversas etapas foram seguidas, tais com:

- Identificação das variáveis do controlador: Foi desenvolvido um controlador conhecido como de Mamdani.
- Partição do Universo de Discurso de cada variável em conjuntos difusos.
- Atribuição de uma função de pertinência a cada conjunto difuso.
- Formação da base de regras difusas.

Uma vez definida a base de conhecimento (universos e conjuntos associados) e a base de regras, a saída do controlador difuso foi obtida através das seguintes etapas:

- Fuzzificação das entradas do controlador, ou seja, os valores numéricos do erro e da variação do erro são convertidos em valores lingüísticos (negativo, zero ou positivo).
- Utilização da técnica de raciocínio aproximado para inferir a contribuição de cada regra.
- Agregação dos conjuntos difusos, correspondentes a variação da ação de controle, obtidos do processo de inferência.
- Defuzzificação ou obtenção de um valor representativo do conjunto formado na etapa de agregação. O método de defuzzificação utilizado no trabalho foi o Centro de Área.

Para testar o desempenho do controlador de Mamdani, foram realizadas simulações com a aplicação de perturbações na referência, tipo carga e a introdução de ruído no processo. O desempenho do controlador de Mamdani também foi comparado ao do controlador PID. O controlador PID foi ajustado para obter o melhor conjunto possível.

O controlador Mamdani foi capaz de manter o sistema nas referências desejadas, não apresentando *off set* e nem *overshoot*. O controlador permitiu rápidas e seguras transições na referência, empregando ações de controle bastante suaves, condições esta essencial para a durabilidade dos atuadores. O controlador PID também obteve bom desempenho, porém

apresentou grandes oscilações nos momentos das alterações de referência, apresentado variações muito bruscas de ação de controle, o que levaria a uma diminuição do tempo de vida dos atuadores, caso o controlador PID fosse utilizado no processo real.

Ficou constatado que o controlador difuso foi capaz de manter o sistema nas condições desejadas, em toda a faixa de temperatura, permitindo rápidas e seguras transições de referências. Mesmo quando sujeito a um forte ruído, o controlador difuso mostrou-se bastante robusto, não sendo observada nenhuma diminuição em seu desempenho, mantendo ações de controle com baixa amplitude, contribuindo para a vida útil dos atuadores. Quando o processo foi submetido a perturbações tipo carga, o controlador foi capaz de devolver o sistema ao seu estado original, também sem qualquer prejuízo no desempenho, e nas ações de controle.



COMPLEMENTOS DO CAPÍTULO 2

G.1 – EXEMPLO DE APLICAÇÃO DA LÓGICA PARACONSISTENTE

G.1.1 – Um exemplo de aplicação da Lógica Paraconsistente Anotada de dois valores.

Considerando como exemplo a verificação da forma geométrica de um objeto, supõe-se que dois especialistas vão opinar e selecionar objetos com relação a sua forma geométrica, nesse caso, de forma esférica como mostrado na Figura G.1. Isto pode ser um fato real em um processo industrial para controle de qualidade. Os dois especialistas do exemplo seriam dois sensores que, independentemente, dariam valores entre 0 e 1 sobre a aproximação das dimensões, nos eixos xyz , para concluir se o objeto analisado realmente é uma esfera ou possui forma bem próxima. Considera-se o sensor S_1 como grau de crença e o sensor S_2 como grau de descrença.

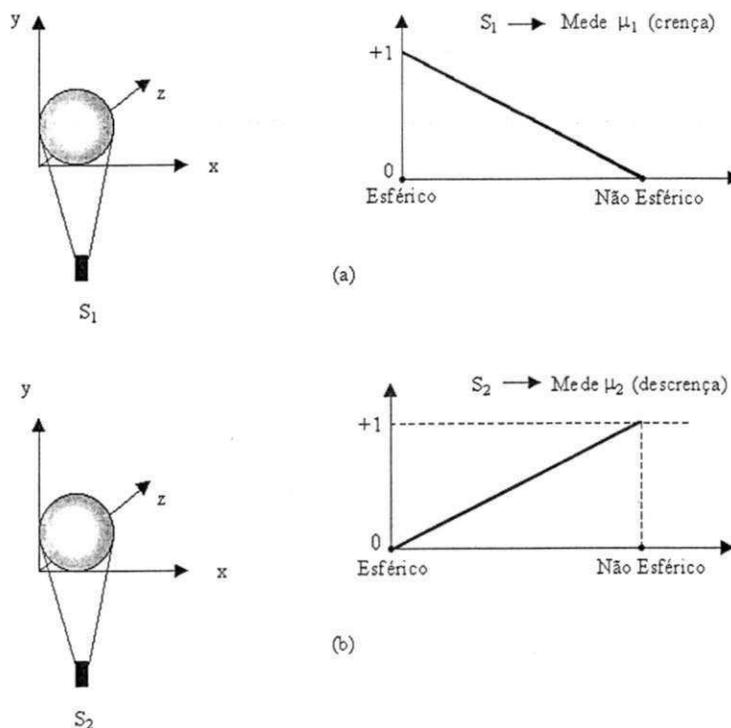


Figura G.1 - Verificação da forma geométrica de um objeto por dois sensores paraconsistentes.

(a) Sensor do grau de crença. (b) Sensor do grau de descrença.

Para aplicações práticas o grau de descrença (sensor S_2) é o complemento de seu valor medido. Mostra-se na figura G.1 esse procedimento.

Na medição, se os dois especialistas (sensores) consideram que o objeto analisado tem forma esférica, então se tem, $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$, portanto o estado lógico de saída é verdadeiro.

Se os dois especialistas (sensores) consideram que o objeto não tem forma esférica, então: $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$, o estado lógico da saída é falso. No caso em que S_1 considera o objeto esférico e S_2 considera que o objeto não é esférico, tem-se $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 1$, portanto o estado lógico da saída é inconsistente. Se S_1 considera o objeto não esférico e S_2 considera que o objeto é esférico, se tem $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 0$, portanto o estado lógico da saída é indeterminado (ou desconhecido).

Nos dois últimos estados de saída, isto é, no estado Lógico Inconsistente e Indeterminado é mostrado que há um conflito nas informações, portanto o Sistema Especialista deve buscar novas informações para diluir esta contradição.

G.2 – ALGORITMO PARA-ANALISADOR

*/ Definições de valores */

$V_{scc} = C_1$ */ Definição do valor superior de controle de certeza */

$V_{icc} = C_2$ */ Definição do valor inferior de controle de certeza */

$V_{sctt} = C_3$ */ Definição do valor superior de controle de contradição */

$V_{icct} = C_4$ */ Definição do valor inferior de controle de contradição */

*/ Variáveis de entrada */

μ_1

μ_2

*/ Variáveis de saída */

Saída discreta = S_1

Saída analógica = S_{2a}

Saída analógica = S_{2b}

**/ Expressões matemáticas */*

sendo: $0 \leq \mu_1 \leq 1$ e $0 \leq \mu_2 \leq 1$

$$G_{ct} = \mu_1 + \mu_2 - 1$$

$$G_c = \mu_1 - \mu_2$$

**/ Determinação dos estados lógicos extremos */*

Se $G_c \geq C_1$ então $S_1 = V$

Se $G_c \leq C_2$ então $S_1 = F$

Se $G_{ct} \geq C_3$ então $S_1 = T$

Se $G_{ct} \leq C_4$ então $S_1 = \perp$

**/ Determinação dos estados lógicos não-extremos */*

Para $0 \leq G_c < C_1$ e $0 \leq G_{ct} < C_3$

Se $G_c \geq G_{ct}$ então $S_1 = Qv \rightarrow T$ (Quase-verdadeiro tendendo ao Inconsistente).

Se $G_c < G_{ct}$ então $S_1 = T \rightarrow V$ (Inconsistente tendendo ao verdadeiro).

Para $0 \leq G_c < C_1$ e $C_4 < G_{ct} \leq 0$

Se $G_c \geq |G_{ct}|$ então $S_1 = Qv \rightarrow \perp$ (Quase-verdadeiro tendendo ao Desconhecido).

Se $G_c < |G_{ct}|$ então $S_1 = \perp \rightarrow V$ (Desconhecido tendendo ao Verdadeiro).

Para $C_2 < G_c \leq 0$ e $C_4 < G_{ct} \leq 0$

Se $|G_c| \geq |G_{ct}|$ então $S_1 = Qf \rightarrow \perp$ (Quase-falso tendendo ao Desconhecido).

Se $|G_c| < |G_{ct}|$ então $S_1 = \perp \rightarrow F$ (Desconhecido tendendo ao Falso).

Para $C_2 < G_c \leq 0$ e $0 \leq G_{ct} < C_3$

Se $|G_c| \geq G_{ct}$ então $S_1 = Qf \rightarrow T$ (Quase-falso tendendo ao Inconsistente).

Se $|G_c| < G_{ct}$ então $S_1 = T \rightarrow F$ (Inconsistente tendendo ao Falso).

$$G_{ct} = S_{2a}$$

$$G_c = S_{2b}$$

*/ FIM */

G.3 – EXEMPLOS DE APLICAÇÃO DOS CONETIVOS *OR* E *AND*

G.3.1 - Na tabela G.1, apresenta-se um exemplo da aplicação dos conetivos *OR* e *AND*, para valores com dois pares de sinais μ_1 e μ_2 , binários e independentes.

Sinais de Entrada				Conetivo OR		Estados Resultantes	Sinais de Entrada				Conetivo AND		Estados Resultantes
μ_{1A}	μ_{1B}	μ_{2A}	μ_{2B}	μ_{1R}	μ_{2R}		μ_{1A}	μ_{1B}	μ_{2A}	μ_{2B}	μ_{1R}	μ_{2R}	
1	1	1	1	1	1	T	1	1	1	1	1	1	T
1	1	1	0	1	1	T	1	1	1	0	1	0	V
1	1	0	1	1	1	T	1	1	0	1	1	0	V
1	0	0	0	1	0	V	1	0	0	0	0	0	⊥
1	0	1	1	1	1	T	1	0	1	1	0	1	F
1	0	1	0	1	1	T	1	0	1	0	0	0	⊥
0	1	0	1	1	1	T	0	1	0	1	0	0	⊥
0	1	0	0	1	0	V	0	1	0	0	0	0	⊥
0	1	1	1	1	1	T	0	1	1	1	0	1	F
0	0	1	0	0	1	F	0	0	1	0	0	0	⊥
0	0	0	1	0	1	F	0	0	0	1	0	0	⊥
0	0	0	0	0	0	⊥	0	0	0	0	0	0	⊥

Tabela G.1 - Tabela-verdade da aplicação dos conetivos *OR* e *AND* com μ_1 e μ_2 binários e independentes.

Por meio da tabela G.1, demonstra-se que, na aplicação do conetivo *OR* em dois sinais anotados, quando houver contradição entre eles, isto é, Verdadeiro e o outro Falso, o estado lógico resultante de saída é o Inconsistente.

Da mesma forma, na aplicação do conetivo *AND* em dois sinais anotados, quando houver contradição entre eles, isto é, Verdadeiro e o outro Falso, o estado lógico resultante de saída é o Indeterminado. Portanto, uma aplicação dos conetivos entre dois sinais anotados, constituídos dos pares (μ_1, μ_2) , na lógica paraconsistente anotada pode ser visualizada através da tabela G.2, que é uma consequência da tabela G.1.

PROPOSIÇÕES		CONETIVOS	
		OR	AND
A	B	$A \vee B$	$A \wedge B$
T	T	T	T
T	V	T	V
T	F	T	F
T	⊥	T	⊥
V	T	T	V
V	V	V	V
V	F	T	⊥
V	⊥	V	⊥
F	T	T	F
F	V	T	⊥
F	F	F	F
F	⊥	F	⊥
⊥	T	T	⊥
⊥	V	V	⊥
⊥	F	F	⊥
⊥	⊥	⊥	⊥

Tabela G.2 - Tabela-verdade da aplicação dos Conetivos *OR* e *AND* para dois pares de sinais (μ_1, μ_2) binários e independentes.

A aplicação do Operador *NOT* segue os mesmos procedimentos mencionados em linhas anteriores, feitos para os sinais binários. São mostrados nas tabelas G.3(a) e (b) aplicações do Operador *NOT*.

(μ_1, μ_2)			$\sim (\mu_1, \mu_2)$		
Sinal de Entrada		Estados Resultantes	Sinal de Entrada		Estados Resultantes
Graus de Crença	Graus de Descrença		Graus de Crença	Graus de Descrença	
μ_1	μ_2		μ_1	μ_2	
1	1	T	1	1	T
1	1/2	$V \rightarrow T$	1/2	1	$F \rightarrow T$
1	0	V	0	1	F
1/2	1	$F \rightarrow T$	1	1/2	$V \rightarrow T$
1/2	1/2	Q-v	1/2	1/2	Q-v
1/2	0	$V \rightarrow \perp$	0	1/2	$F \rightarrow \perp$
0	1	F	1	0	V
0	1/2	$F \rightarrow \perp$	1/2	0	$V \rightarrow \perp$
0	0	⊥	0	0	⊥

(a)
(b)

Tabela G.3 - Valores-verdade na aplicação do Operador *NOT* para sinais de entrada ternários.

G.3.2 - As aplicações dos conetivos *OR* e *AND* seguem os mesmos procedimentos feitos para os sinais binários e independentes. Por meio da tabela G.4, é observado os estados lógicos

resultantes da aplicação dos conectivos *OR* e *AND* em relação a dois pares de sinais anotados (μ_1, μ_2), ternários e independentes.

Sinais de Entrada				Conetivo OR		Estados Resultantes	Sinais de Entrada				Conetivo AND		Estados Resultantes
μ_{1A}	μ_{1B}	μ_{2A}	μ_{2B}	μ_{1R}	μ_{2R}		μ_{1A}	μ_{1B}	μ_{2A}	μ_{2B}	μ_{1R}	μ_{2R}	
1	1	1	1	1	1	T	1	1	1	1	1	T	
1	1	1	1/2	1	1	T	1	1	1	1/2	1	1/2	V→T
1	1	1	0	1	1	T	1	1	1	0	1	0	V
1	1	1/2	1	1	1	T	1	1	1/2	1	1	1/2	V→T
1	1	1/2	1/2	1	1/2	V→T	1	1	1/2	1/2	1	1/2	V→T
1	1	1/2	0	1	1/2	V→T	1	1	1/2	0	1	0	V
1	1/2	1	1	1	1	T	1	1/2	1	1	1/2	1	F→T
1	1/2	1	1/2	1	1	T	1	1/2	1	1/2	1/2	1/2	Q-v
1	1/2	1	0	1	1	T	1	1/2	1	0	1/2	0	V→⊥
1/2	1	1	1	1	1	T	1/2	1	1	1	1/2	1	F→T
1/2	1	1	1/2	1	1	T	1/2	1	1	1/2	1/2	1/2	Q-v
1/2	1	1	0	1	1	T	1/2	1	1	0	1/2	0	V→⊥
1/2	1	1/2	1	1	1	T	1/2	1	1/2	1	1/2	1/2	Q-v
1/2	1	1/2	1/2	1	1/2	V→T	1/2	1	1/2	1/2	1/2	1/2	Q-v
1/2	1	1/2	0	1	1/2	V→T	1/2	1	1/2	0	1/2	0	V→⊥
0	1	0	0	1	0	V	0	1	0	0	0	0	⊥
0	1	1	1	1	1	T	0	1	1	1	0	1	F
0	0	1/2	0	0	1/2	F→⊥	0	0	1/2	0	0	0	⊥
0	1/2	0	1	1/2	1	F→T	0	1/2	0	1	0	0	⊥
0	1/2	0	0	1/2	0	V→⊥	0	1/2	0	0	0	0	⊥
0	1/2	1	1	1/2	1	F→T	0	1/2	1	1	0	1	F
0	0	1	0	0	1	F	0	0	1	0	0	0	⊥
0	0	0	1	0	1	F	0	0	0	1	0	0	⊥
0	0	0	0	0	0	⊥	0	0	0	0	0	0	⊥

Tabela G.4 - Valores-verdade das operações dos conectivos *OR* e *AND* para sinais ternários e independentes.

Como se pode observar na tabela G.4, o resultado de uma operação com um conetivo *OR* entre os graus de crença e de descrença de dois sinais ternários e independentes nada mais são do que a Maximização desses graus de crença e de descrença, isto é, entre dois graus de crença, o grau de crença resultante é o maior, o mesmo acontecendo para os graus de descrença.

“O resultado de uma operação com um conetivo *AND* entre os graus de crença e de descrença de dois sinais ternários e independentes nada mais são do que a Minimização desses graus de crença e de descrença, isto é, entre dois graus de crença, o grau de crença resultante é o menor, o mesmo acontecendo para os graus de descrença”.

A observação acima descrita é válida para quaisquer valores assumidos pelos graus de crença e de descrença e não somente os binários ou ternários.

Para o primeiro caso, será considerado um exemplo onde são analisados os

resultados quando na aplicação de um sinal anotado compostos de grau de crença $\mu_1 = 0,7$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,1$ em uma configuração do quadrado unitário do plano cartesiano de resolução 20. Depois é feita uma inversão entre os graus de crença e de descrença no quadrado unitário do plano cartesiano, isto é, $\mu_1 = 0,1$ e $\mu_2 = 0,7$ e os resultados da análise serão visualizados nas regiões delimitadas que definem os estados lógicos resultantes de saída. São mostradas nas figuras G.2(a) e G.2(b), claramente, as operações *NOT*.

Mostra-se na figura G.2(a) que qualquer ponto resultante na região “E” vai implicar, como resultado final da análise, no estado resultante de saída denominado de “Quase verdadeiro, tendendo ao indeterminado”.

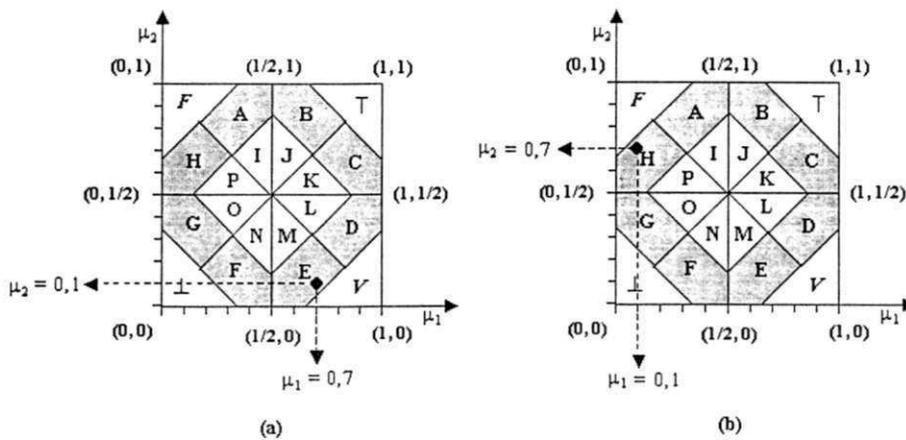


Figura G.2 - (a) Representação no plano unitário de uma posição com grau de crença $\mu_1 = 0,7$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,1$. (b) Representação no plano unitário de uma posição com grau de crença $\mu_1 = 0,1$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,7$.

Ao ser aplicado o operador *NOT*, os valores dos graus de crença e de descrença são invertidos, resultando na delimitação de uma outra região, conforme se mostra na figura G.2(b). Pode-se constatar na figura mencionada que a inversão dos valores dos graus de crença e de descrença transportou o ponto para a região H determinando assim, como saída, o estado denominado de “Quase falso, tendendo para o indeterminado”.

Se outros pontos forem testados, aplicando os mesmos princípios do exemplo acima, percebe-se que é facilmente verificável, no quadrado unitário do plano cartesiano, que a troca entre os graus de crença e de descrença proporciona a inversão dos estados resultantes de saída conforme definição da lógica paraconsistente anotada de dois valores.

Mostra-se na tabela G.5 uma extensão do resultado deste exemplo, aplicando-se os mesmos princípios, para finitos valores de sinais de entrada compostos por graus de crença

e de descrença e utilizando a visualização no quadrado unitário do plano cartesiano.

Região Resultante com Sinal (μ_1, μ_2)	Região Resultante com Sinal $\sim (\mu_1, \mu_2) = (\mu_2, \mu_1)$
V	F
F	V
T	T
\perp	\perp
A	D
B	C
C	B
D	A
E	H
F	G
G	F
H	E
I	L
J	K
K	J
L	I
M	P
N	O
O	N
P	M

Tabela G.5 - Tabela representando a aplicação do Operador *NOT*.

O segundo método consiste em se aplicar o operador *NOT* por meio do reticulado da lógica paraconsistente anotada de dois valores visualizado pelos graus de certeza e de contradição. Aplicando-se esse método, é obtida a tabela-verdade do operador *NOT*. Por meio do reticulado da lógica paraconsistente anotada de dois valores, com valores dos graus de certeza e de contradição se obtém outra forma de visualização da inversão dos estados resultantes de saída quando são trocados os valores dos graus de crença e descrença do sinal anotado.

Com os mesmos valores do exemplo anterior, isto é, com grau de crença $\mu_1 = 0,7$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,1$ aplica-se à expressão matemática para se determinar uma particularidade do grau de contradição (G_{ct}) que é o grau de indeterminação (G_{id}), isto porque $\mu_1 + \mu_2$ (que é igual 0,2) é menor do que 1 ($\mu_1 + \mu_2 \leq 1$). Tem-se, nesse caso, que o grau de indeterminação é calculado por: $G_{id} = 0,7 + 0,2 - 1 = -0,1$.

Da mesma forma, como $\mu_1 \geq \mu_2$, determina-se uma particularidade do grau de certeza que é o grau de verdade: $G_v = 0,7 - 0,1$; resultando no grau de verdade $G_v = 0,6$.

Fazendo-se a inversão entre os valores dos graus de crença e de descrença tem-se:

$$\mu_1 = 0,1 \text{ e } \mu_2 = 0,7$$

Como $\mu_1 + \mu_2 \leq 1$, a particularidade do grau de contradição é o de indeterminação.

Então:

$$G_{id} = 0,7 + 0,2 - 1 = -0,1$$

Como se pode constatar, o grau de indeterminação assume o valor $G_{id} = -0,1$.

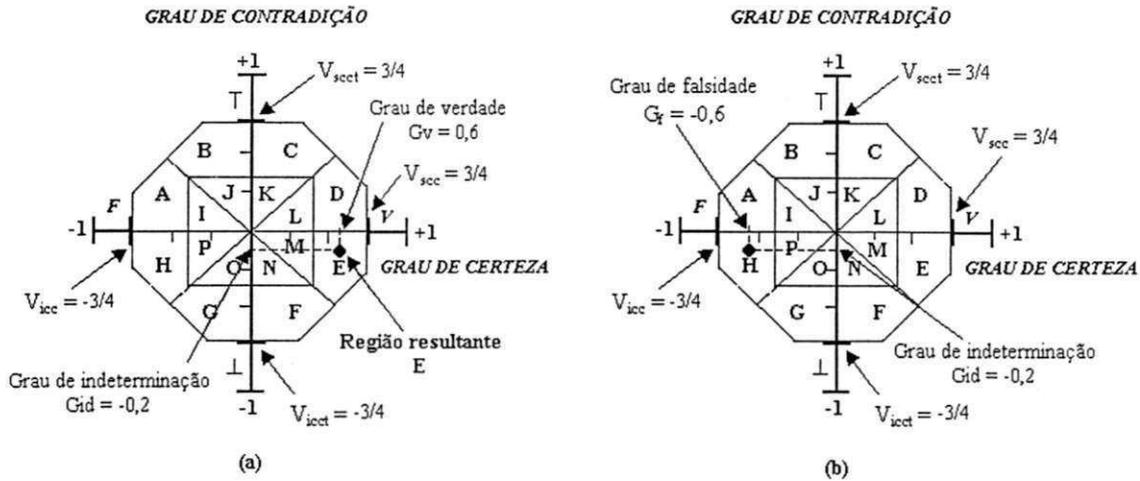


Figura G.3 - (a) Representação no gráfico dos graus de certeza e contradição da proposição com graus de crença $\mu_1 = 0,7$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,1$. (b) Representação no gráfico dos graus de certeza e contradição da proposição com graus de crença $\mu_1 = 0,1$ e grau de descrença $\mu_2 = 0,7$.

Uma vez que $\mu_1 < \mu_2$, a particularidade do grau de certeza é o de falsidade, onde $G_f = 0,1 - 0,7 = -0,6$, isto é, no qual $G_f = -0,6$. Mostra-se na figura G.3(b), com detalhes, essa operação.

Como se pode constatar na figura G.3(b), os valores invertidos dos graus de crença e de descrença resultará na região delimitada “H”, correspondendo ao estado lógico resultante de saída denominado de “Quase falso tendendo ao indeterminado”. Este resultado é idêntico ao encontrado na análise feita no quadrado unitário do plano cartesiano, mostrado na figura G.2(b).

Na análise efetuada pelo reticulado com valores dos graus de certeza e de contradição, permite-se que se faça as seguintes considerações:

- a) – O grau de contradição representado pelo grau de indeterminação permaneceu com o mesmo valor e o mesmo sinal.
- b) – O grau de certeza que foi representado pelo grau de verdade permaneceu com o mesmo valor e mudou de sinal, transformando-se no grau de falsidade.

Baseando-se nas duas observações (a) e (b) e pela análise da tabela II.8, que representa as regiões inversas resultantes das inversões dos graus de crença e de descrença na quadrado unitário do plano cartesiano, pode-se concluir que:

Na Lógica Paraconsistente Anotada de Dois Valores, para se obter uma negação lógica nos estados lógicos resultantes de saída, basta mudar a polaridade (positivo, negativo) do sinal do grau de certeza e fazer a análise paraconsistente nos sinais, uma vez que a particularidade do grau de contradição (grau de inconsistência ou grau de indeterminação) permanece a mesma.

Cada sinal anotado é composto por um grau de crença e um grau de descrença e, quando analisado no quadrado unitário do plano cartesiano, resulta em um ponto situado em uma região delimitada correspondente a um único estado lógico resultante de saída. Portanto, dois sinais anotados distintos, analisados no quadrado unitário do plano cartesiano, darão origem a dois pontos, conforme mostrado na figura G.4(a).

Como o conetivo *OR* faz a maximização entre os valores dos graus de crença e de descrença dos dois sinais anotados, o ponto resultante será obtido pelo maior valor dos graus de crença e de descrença dos pontos locados, isto é, μ_{1B} e μ_{2A} . Neste caso, basta fazer o prolongamento desses parâmetros para se obter o novo ponto (μ_{1B}, μ_{2B}) . Essa operação é mostrada na figura G.4(b).

A fácil visualização da análise da lógica paraconsistente anotada de dois valores, através do quadrado unitário do plano cartesiano, demonstra que se pode aplicar de uma só vez o conetivo *OR* em vários sinais anotados. Como se pode constatar, quando vários sinais anotados são analisados, iguais quantidades de pontos são gerados no quadrado unitário. Para se determinar o ponto resultante da aplicação do conetivo *OR* entre os pontos locados no quadrado unitário, basta aplicar o método do prolongamento dos maiores valores dos graus de crença e de descrença, localizando, assim, o ponto do estado lógico resultante.

Analisando o que foi descrito até o momento, pode-se concluir que o conetivo *OR* aplicado em dois sinais anotados, onde um é “verdadeiro” (1,0) e o outro é “falso” (0,1), o

estado lógico resultante é o “inconsistente” (1,1), isto é, o resultado foi devido à maximização dos graus de crença e de descrença. Deve-se entender que para valores intermediários dos graus de crença e de descrença podem ser obtidos diversos valores para o grau de inconsistência. Portanto, o estado lógico resultante predominante na aplicação do conetivo *OR* é o “Inconsistente”.

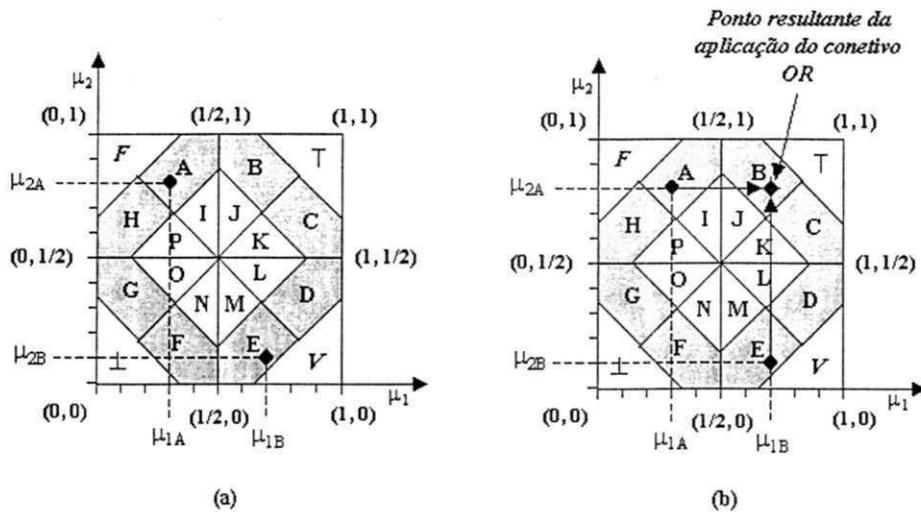


Figura G.4 - (a) Dois sinais anotados locados no QUPC de resolução 20.
 (b) Representação no QUPC da região delimitada resultante após uma ação do conetivo *OR* em dois sinais anotados de entrada.

Quanto à aplicação do conetivo *AND*, pode-se desenvolver um procedimento simétrico ao aplicado ao conetivo *OR*, isto é, será efetuada a minimização entre os valores dos graus de crença e dos graus de descrença dos sinais anotados. No caso do conetivo *AND*, não tem sentido em se falar em prolongamento, uma vez que se fará uma minimização, mas se faz um alinhamento dos pontos mínimos dos graus de crença e de descrença, locados no quadrado unitário.

Na figura G.5(b) é mostrada, com detalhes, essa operação, que se utiliza dos mesmos pontos A e B do exemplo anterior, figura II.20(a). Pode-se constatar por meio da figura G.5(b) que o alinhamento dos pontos mínimos, produzido graficamente, apresenta um estado lógico resultante (μ_{1A}, μ_{2B}) , após a aplicação do conetivo *AND*, na região “F” denominada de “Indeterminado, tendendo ao verdadeiro”.

Pode-se constatar, por associação, que o conetivo *AND* aplicado em dois sinais anotados A e B, onde um é “verdadeiro” (1,0) e o outro é “falso” (0,1), o estado lógico resultante é o “indeterminado” (0,0), isto é, o resultado foi devido à minimização dos graus de crença e de descrença. Deve-se entender que para valores intermediários dos graus de crença e

de descrença podem-se obter diversos valores para o grau de indeterminação. Portanto, o estado lógico resultante predominante na aplicação do conetivo *AND* é o “Indeterminado”.

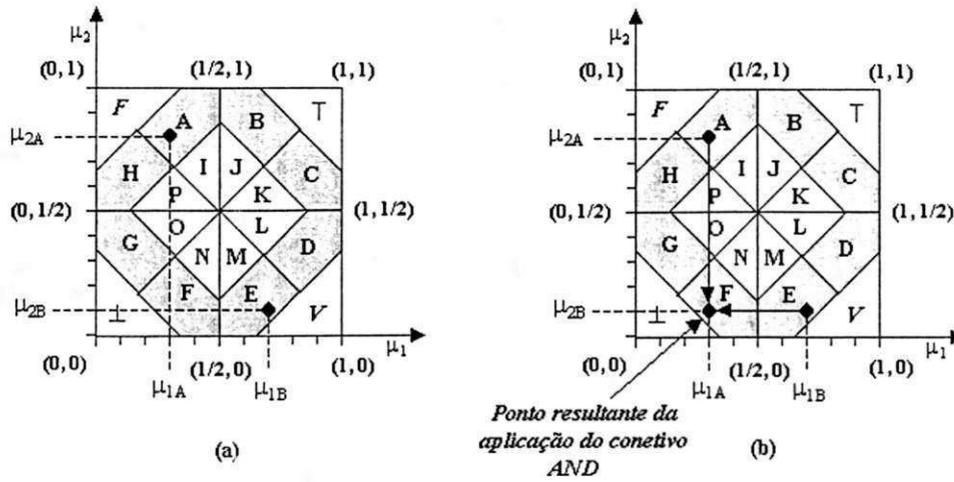


Figura G.5 . (a) Dois sinais anotados locados no QUPC de resolução 20. (b) Representação no QUPC da região delimitada resultante após uma ação do conetivo *AND* em dois sinais anotados de entrada.