

Cleiton Silvano Goulart

Desenvolvimento de sistema de baixo custo para controle automático de temperatura de diodo laser para aplicações em óptica

Rio de Janeiro - RJ

2019



Cleiton Silvano Goulart

Desenvolvimento de sistema de baixo custo para controle automático de temperatura de diodo laser para aplicações em óptica

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Física com ênfase em Instrumentação Científica do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas - CBPF.

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas – CBPF

Orientador: Marcelo Portes de Albuquerque

Rio de Janeiro - RJ

2019



Cleiton Silvano Goulart

Desenvolvimento de sistema de baixo custo para controle automático de temperatura de diodo laser para aplicações em óptica

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Física com ênfase em Instrumentação Científica do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas - CBPF.

Trabalho aprovado em 23 de agosto de 2019.

Marcelo Portes de Albuquerque- CBPF Orientador

> **Clécio Roque De Bom - CBPF** Convidado 1

Carlos Henrique Figueiredo Alves -CEFET/RJ Convidado 2

Rio de Janeiro - RJ

2019

Este trabalho é dedicado ao meu pai, Ivo Teles Goulart, por tudo que ele me proporcionou, pelo incentivo dado, e pelo exemplo de simplicidade e dedicação ao trabalho.

Agradecimentos

A esta dissertação cabe significativo agradecimento a várias pessoas que contribuíram de forma decisiva em toda a caminhada que trilhei durante o programa de mestrado profissional. Antes de tudo, cabe o mais sincero agradecimento à Facthus, instituição na qual pude ter meu primeiro contato com o universo científico, por meio da engenharia mecânica. Formei engenheiro, trabalhei como engenheiro, mas ainda assim persistiu o sonho da docência no ensino superior, e foi a mesma instituição que iniciou minha caminhada que me ofertou a oportunidade do trabalho docente. Cabe ainda o devido agradecimento a esta instituição que desde o princípio, sempre esteve disposta a incentivar e amparar o desejo de me tornar mestre.

Lá encontrei e re-encontrei amigos que tiveram um papel fundamental nesta caminhada. Primeiramente ao professor Romeu Abraao Pereira, que mesmo após ter se desligado formalmente do CBPF, ainda trabalha ativamente na condução de novos alunos em busca do conhecimento científico. Encontrei nos antigos mestres Leandro Aureliano da Silva e Antônio Carlos Lemos Júnior, o incentivo de sempre continuar, apesar das adversidades encontradas. Foram eles que também me trouxeram ideias, sugestões e até mesmo orientações de ordem técnica para que eu pudesse encontrar o sucesso no desenvolvimento deste trabalho. Ao William Gigo, antigo mestre da graduação, agora colega de trabalho e colega de aula, na qual pude contar com o auxílio necessário para as dúvidas, para as decisões a serem tomadas, e até mesmo para a companhia durante as muitas viagens que foram feitas durante toda esta caminhada. Ao Eduardo Fernandes Saad, amigo novo, e companheiro leal nesta caminhada. Foi ele quem sempre esteve a postos disposto a ajudar, a auxiliar, e a colaborar com qualquer coisa em que pudesse auxiliar, até mesmo trazendo os inúmeros copos de café que foram necessários para concluir as atividades propostas pelos novos professores do CBPF.

Durante todo este processo, conheci novos amigos, no CBPF. Cabe aqui o mais profundo agradecimento ao prof. Marcelo Portes de Albuquerque, que me acolheu como seu orientando. Foi ele quem sempre esteve a postos para me orientar a melhor direção a ser tomada, durante as encruzilhadas em que me encontrei. Ao grande André Persechino, que muito me auxiliou, com seu tempo, com suas dicas, com suas ideias, com seus palpites, com suas contribuições e acima de tudo, com o seu apoio incondicional em busca do crescimento científico e intelectual. Foi ele, que juntamente com o prof. Marcelo que me acolheram no laboratório recém criado LitCOMP - PSI - Laboratório de Instrumentação e Tecnologia Computacional - Processamento de Sinais e Imagens, o qual pude contribuir de forma ínfima com o objeto desta dissertação. Ao Marcos, companheiro que encontrei na reta final do trabalho, mas que sempre contribuiu com as palavras de incentivo e com o auxílio físico seja providenciando peças para o experimento, seja segurando componentes na hora de soldá-los na placa de circuito impresso.

A trajetória percorrida, foi marcada por alguns obstáculos. Perdi meu pai, e perdi um filho.

Diante de tudo isto, cabe aqui o agradecimento mais sincero a minha família, que sempre esteve de meu lado, me servindo como ponto de apoio para suportar as adversidades. Em especial, a minha mãe, Maria Cleni, por sempre estar do meu lado, me mostrando a conduta que uma pessoa íntegra deve ser; e a minha esposa, Luciana, por sempre me apoiar, por compreender as madrugadas em que estive dedicado ao desenvolvimento deste trabalho, por compreender que era necessário dispender tempo para este projeto, e por simplesmente estar ali, presente, firme, e carinhosa a me acalentar.

E por fim, agradeço a Deus, acima de tudo, por ter criado o universo a ser desvendado, por permitir que busquemos compreender seus mecanismos, e por permitir que caminhemos em busca da auto-iluminação.

"A melodia é para a luz o que a harmonia é para as cores do prisma, isto é, uma mesma coisa sob dois aspectos diferentes, melódico e harmônico."

Resumo

Diodos lasers são componentes extremamente versáteis cujo comprimento de onda emitido varia dentro de uma faixa muito estreita de valores de acordo com a temperatura do componente. Em aplicações de óptica, o comprimento de onda da fonte luminosa é uma variável crítica. Portanto em situações na qual é necessário garantir o comprimento de onda do laser, faz-se necessário controlar a temperatura do diodo.

As premissas básicas de projeto deste sistema foram o baixo custo e facilidade de fabricação e aquisição de peças no mercado brasileiro. Com isto, foram empregados apenas *softwares* e bibliotecas de código aberto, além de componentes eletrônicos de montagem por terminais (*thruholes*).

A partir da necessidade de se controlar com precisão o comprimento de onda de um diodo laser, foi desenvolvida uma instrumentação capaz de controlar a temperatura e a corrente elétrica necessária para a operação do laser. Foi desenvolvida, ainda, a instrumentação eletrônica necessária para monitorar a corrente elétrica, a queda de tensão e a temperatura no diodo laser. Além disto, foram consideradas proteções contra corrente reversa no diodo e picos de tensão. Todo o sistema é controlado e monitorado por meio do *Arduino Due*, o qual pode ser programado para perfis de experimentos personalizados. Todos os circuitos podem ser controlados via troca de comandos com esta plataforma.

Para isto, o sistema desenvolvido possui todos os circuitos necessários para fazer o controle da temperatura do diodo laser usando pastilhas termo-elétricas baseadas no efeito Peltier. Para validar a capacidade de controle da temperatura, foram implementados o controle clássico usando o algoritmo Proporcional, Integral e Derivativo, e o controle robusto baseado exclusivamente na lógica Fuzzy (também conhecida como lógica nebulosa). Foram feitos experimentos com vistas a caracterizar a resposta transitória e estacionária de ambas técnicas de controle. A lógica Fuzzy conseguiu estabilizar a temperatura com um tempo 46% menor que o PID - Proporcional, Integral e Diferencial.

Palavras-chave: diodo laser. controle PID. controle Fuzzy.

Abstract

Laser diodes are extremely versatile components whose emitted wavelength varies within a very narrow range of values according to the temperature of the component. In optical applications, the wavelength of light source is a critical variable, therefore, in situations where it is necessary to guarantee the laser wavelength, the diode temperature needs to be controled.

The basic design assumptions of this system were low cost and ease of manufacture and procurement of parts in the Brazilian market. As such, only open source software and libraries, as well as terminal assembly electronic components (thru-holes), were employed.

As it was necessary to precisely control the wavelength of a laser diode, an instrumentation capable of controlling the temperature and electrical current required for laser operation was developed. The electronic instrumentation necessary to monitor the electric current, voltage drop and temperature in the laser diode was also developed. In addition, protections against reverse current in the diode and voltage spikes were considered. The entire system is controlled and monitored through Arduino Due, which can be programmed by custom experiment profiles. All circuits can be controlled via command with this platform. FreeRTOS was used as the device's operational system, from which all of the tasks can be executed in real time.

For this, the developed system has all the necessary circuits to control the temperature of the laser diode using Peltier effect thermocouples. To validate temperature control capability, classical control was implemented using the Proportional, Integral, and Derivative algorithm, and robust control based exclusively on Fuzzy logic. Experiments were performed to characterize the transient and stationary response of both control techniques. Fuzzy logic was able to stabilize the temperature with a time 46% shorter than the PID - Proportional, Integral and Differential.

Palavras-chave: laser diode. PID control. Fuzzy sets.

Lista de ilustrações

Figura	1 –	Exemplo de malhas de controle aberta e fechada
Figura	2 -	Controle de temperatura com pastilha Peltier
Figura	3 -	Resposta típica para sistema de 1 ^a ordem
Figura	4 -	Resposta típica para sistema de 2^a ordem $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots 31$
Figura	5 -	Malha de controle fechada com bloco de controle
Figura	6 –	Diagrama de blocos do controlador PID
Figura	7 –	Resposta esperada para sintonia no 1º método $\dots \dots \dots$
Figura	8 -	Resposta esperada para 2° método de sintonia $\dots \dots \dots$
Figura	9 –	Funções de pertinência clássicas empregadas nos sistemas de controle Fuzzy . 38
Figura	10 -	Estrutura básica de um controlador fuzzy
Figura	11 -	Exemplo de um conjunto de classes nebulosas
Figura	12 -	Exemplo de aplicação prática da defuzzificação
Figura	13 -	Diagrama de blocos dos circuitos eletrônicos
Figura	14 -	Montagem do diodo laser com o reservatório térmico
Figura	15 -	Placa principal contendo todos os circuitos e controle
Figura	16 –	Suporte para o diodo laser e sensor de temperatura 46
Figura	17 -	Diagrama de blocos para o controle do diodo laser
Figura	18 -	Circuito limitador de tensão de alimentação do diodo laser 48
Figura	19 -	Circuito do relê de proteção para curto-circuito do diodo laser
Figura	20 -	Circuito de medição da diferença de potencial do laser
Figura	21 -	Circuito de controle da corrente no diodo laser
Figura	22 -	Circuito ADC da ddp e da corrente do diodo laser
Figura	23 -	Circuito de proteção do diodo laser
Figura	24 -	Circuito de controle da corrente elétrica da pastilha Peltier 53
Figura	25 -	Transistor de potência instalado em dissipador dedicado
Figura	26 -	Circuito do sensor de temperatura ambiente com o buffer do sinal
Figura	27 -	Circuito gerador de tensão de referência de 2.500 V
Figura	28 -	Circuito de acionamento dos ventiladores
Figura	29 -	Circuito típico para o buffer dos leds de estado do sistema
Figura	30 -	Malha de controle PID para a temperatura no diodo laser
Figura	31 -	Malha de controle Fuzzy-PI para a temperatura no diodo laser
Figura	32 -	Funções de pertinência das variáveis de entrada das máquinas de inferência . 65
Figura	33 -	Funções de pertinência das variáveis de saída das máquinas de inferência 65
Figura	34 -	Regras de inferência
Figura	35 -	Circuito simulador de diodo laser
Figura	36 -	Tela de estado do controlador PID. 68
Figura	37 -	Montagem do reservatório térmico
Figura	38 -	Dimensões do reservatório térmico fabricado em alumínio
Figura	39 -	Algoritmo para o experimento 1

Figura	40 -	Resposta do sistema a um degrau de 4°C variando k_p	74
Figura	41 –	Resposta do sistema a um degrau de 4°C $\operatorname{com} k_p = 300 \ldots \ldots \ldots \ldots$	74
Figura	42 -	Fluxograma de execução do experimento 2	76
Figura	43 –	Fluxograma de execução da função de aplicação do degrau de temperatura.	77
Figura	44 -	Resultados da análise transitória do controle de temperatura	78
Figura	45 -	Resultados da análise estacionária do controle de temperatura	79

Lista de quadros

Quadro 1 –	Regra de sintonia Ziegler-Nichols para 1º método	35
Quadro 2 $-$	Regra de sintonia Ziegler-Nichols para 2º método $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	36
Quadro 3 $-$	Características da instrumentação de controle	44
Quadro 4 $-$	Principais características técnicas do LM-35-DZ	55

Sumário

1	INTRODUÇÃO	14
2	FUNDAMENTOS DO DIODO LASER	17
2.1	Amplificação de micro-ondas por emissão estimulada de radiação	17
2.2	Laser	17
2.3	Interações em nível atômico	18
2.4	Câmara de ressonância	20
2.5	Considerações finais	21
3	FUNDAMENTOS DE CONTROLE MODERNO	22
3.1	Conceitos fundamentais	23
3.2	Controle em malha fechada	33
3.3	Conjuntos nebulosos - <i>Fuzzy</i>	36
3.4	Controle nebuloso	39
4	INSTRUMENTAÇÃO DE CONTROLE	43
4.1	Visão geral	43
4.2	Circuitos eletrônicos	43
4.3	Software de controle	58
4.4	Controlador PID	63
4.5	Controlador Fuzzy	64
4.6	Procedimentos de calibração e configuração do sistema	65
4.7	Procedimentos de operação	67
5	MÉTODOS EXPERIMENTAIS E RESULTADOS	71
5.1	Das condições experimentais	71
5.2	Experimento 1 - Sintonia do controlador PID de temperatura do diodo laser	72
5.3	Experimento 2 - Resposta transitória e estacionária na malha de tempera- tura do diodo laser	75
6	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	80
7	CONCLUSÕES	83
7.1	Da instrumentação de controle	83
7.2	Dos experimentos realizados	83
7.3	Dos trabalhos futuros	84

	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85
	APÊNDICES	88
	APÊNDICE A – CIRCUITO ELETRÔNICO COMPLETO	89
A.1	Diagrama de blocos principal	90
A.2	Reguladores de tensão	91
A.3	Referência de tensão	92
A.4	Ligação física do Arduino Due	93
A.5	Circuito de chaveamento da pastilha Peltier	94
A.6	Regulador de tensão da pastilha Peltier	95
A.7	Buffer para os sinais de controle da pastilha	96
A.8	Buffer dos led's de estado do sistema	97
A.9	Diagrama de blocos do controle do laser	98
A.10	Regulador de tensão do diodo laser	99
A.11	Proteção de curto-circuito no diodo laser	100
A.12	Amplificador da queda de tensão no laser	101
A.13	ADC para a queda de tensão no diodo laser	102
A.14	Circuito de controle do diodo	103
A.15	ADC para o sinal de corrente do diodo laser	104
A.16	Buffer para os sinais de controle do diodo	105
A.17	Circuito de controle dos ventiladores	106
	APÊNDICE B – DESENHO DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO .	107
B.1	Placa principal	108
B.2	Placa de suporte para o diodo laser	111

1 Introdução

O laser ¹ é empregado com sucesso em várias técnicas científicas, como por exemplo na microscopia por escaneamento, sendo capaz de produzir imagens com alta resolução para ser aplicado em diversas áreas. Dentre as várias áreas de aplicação do laser, podemos citar: na produção de imagens biológicas em tempo real, usando o laser como fonte luminosa - Wu et al. [1] e na verificação de máscara na fotolitografia usada para produção de circuitos integrados - Alford, VanderNeut e Zaleckas [2]. Um aspecto necessário para o sucesso do uso do laser nestas técnicas é o controle do *spot* de iluminação produzido por ele, devendo ser controlado quanto ao seu formato, tamanho, e até mesmo comprimento de onda levando em consideração o objeto de estudo.

O laser semicondutor (também denominado *diodo laser*) faz parte de uma geração de dispositivos de inúmeras aplicações, apesar de seu tamanho compacto e simplicidade operacional [3]. O comprimento de onda no diodo laser é determinado pela sua construção física. Com alterações na temperatura, é possível observar uma variação da ordem de ± 5 nm no comprimento de onda e da ordem de $\pm 3^{\circ}$ nos ângulos de divergência ². Para a maioria das aplicações estes intervalos são aceitáveis, porém com a crescente demanda de imagens em alta resolução, produzidas através da microscopia e espectroscopia é necessário obter um controle preciso destas variáveis.

O mercado internacional disponibiliza controladores que são capazes de prover a alimentação elétrica necessária para o laser semicondutor e simultaneamente controlar sua temperatura. Porém tais controladores apresentam um custo elevado, da ordem de U\$ 4000,00³, além de difícil aquisição no mercado brasileiro decorrente dos requisitos alfandegários em vigor, o que inviabiliza experimentos de baixo custo. Dentro deste cenário, esta dissertação discute a possibilidade de construir um controlador para o laser semicondutor, capaz de fornecer a corrente elétrica controlada e simultaneamente controlar a temperatura, utilizando equipamentos de baixo custo, adquiridos no mercado nacional.

Alguns trabalhos propõem a construção deste controlador de forma completamente analógica conforme Andreoni et al. [8], Barone et al. [9], Bradley, Chen e Hulet [10], Mariani, Frediani e Ascoli [11] e Wieman e Hollberg [12]. Com esta abordagem é possível o controle num universo contínuo de valores, com tempos de atraso que podem ser considerados desprezíveis. Estes sistemas são construídos empregando apenas componentes eletrônicos analógicos. Desta forma, é requerido componentes precisão para garantir sua performance. Além de tais componentes, a abordagem analógica, exige um cuidado excepcional no desenho e na montagem do circuito propriamente dito, sob a pena de introduzir ruídos nos sinais de controle. A malha de controle é

¹ Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation - Amplificação de luz por emissão estimulada de radiação.

² As variações no comprimento de onda e no ângulo de divergência mencionados, são oriundas da análise dos dados disponíveis em [4, 5]. Além disto, Sun, faz menção deste comportamento em [6, 7]

 $^{^3}$ $\,$ Referente ao modelo ITC4001 da Thor Labs em junho de 2019.

definida integralmente pelo circuito eletrônico, de forma que o comportamento global do sistema é fixo, não apresentando nenhuma flexibilidade operacional.

Já Allard et al. [13], Erickson et al. [14], Weidmann e Courtois [15] e Zhu, Krochmann e Chen [16], adotam uma abordagem em que a malha de controle é realizada por meio de algum processador digital. Todos eles empregam a lógica de controle proporcional, integral e derivativa - PID ou alguma variação. Esta abordagem permite uma maior flexibilidade operacional do que a abordagem analógica, sob a pena de induzir tempos de atraso na malha de controle.

Esta dissertação descreve o desenvolvimento de um dispositivo de controle da temperatura para lasers semicondutores de forma digital, para permitir maior flexibilidade operacional. O dispositivo foi construído de forma que todas as suas rotinas possam ser ajustadas e controladas via comandos externos. Estes comandos são recebidos via comunicação serial, é podem ser enviados a partir de qualquer computador, e de qualquer *software* e/ou linguagem de programação que seja capaz de tal comunicação. Este dispositivo é dotado duma instrumentação para que o controlador digital possa realizar o interfaceamento eletrônico com o diodo, bem como o seu monitoramento. Como objetivo secundário temos o desenvolvimento de uma plataforma de aquisição de dados dos parâmetros elétricos do diodo laser. Estes dados poderão ser posteriormente analisados com vistas a estudar a estabilidade do mesmo a partir de seu comportamento elétrico. Destacam-se ainda o emprego de materiais facilmente disponíveis e que tenham baixo custo, como uma diretiva de projeto a fim de proporcionar um dispositivo acessível a experimentos científicos.

O desenvolvimento deste trabalho será realizado de acordo com as seguintes etapas:

- **Etapa 1** Revisão dos aspectos físicos envolvidos entre as variáveis de controle. Foram investigados os princípios de absorção e emissão atômica dos materiais semicondutores, a fim de ser possível estabelecer quais são as relações entre a temperatura e o comprimento de onda emitido pelo laser semicondutor.
- **Etapa 2** Desenvolvimento dos circuitos eletrônicos mínimos necessários para o condicionamento dos sinais e o controle da corrente do laser. Estes circuitos se resumem ao circuito de monitoramento da temperatura; circuito de monitoramento da corrente elétrica do diodo; circuito de acionamento da pastilha termo-elétrica⁴ e circuito da fonte de corrente elétrica para o laser.
- **Etapa 3** Calibração dos circuitos de monitoramento e determinação dos parâmetros de controle para as malhas de temperatura do diodo laser.
- **Etapa 4** Construção e teste do protótipo. Por teste entende-se que foi necessário realizar uma validação a fim de verificar que o dispositivo construído de fato é capaz de controlar a temperatura do diodo laser. Para isto foi empregado a metodologia de testes descrita no capítulo 5.

⁴ Pastilha termo-elétrica, também conhecida como Pastilha de *Peltier*. Dispositivo semicondutor que opera como uma bomba de calor, geralmente utilizado para resfriar sistemas que demandam de controle térmico.

Etapa 5 Análise e discussão dos resultados obtidos.

Esta dissertação foi escrita e organizada em 6 capítulos:

- **Capítulo 2** são apresentados os fundamentos teóricos do laser semicondutor e uma discussão a respeito da influência da temperatura nas propriedades do laser semicondutor;
- Capítulo 3 são apresentados os fundamentos teóricos do controle moderno com uma ênfase nos parâmetros de análise da resposta transitória e resposta estacionária dos sistemas;
- Capítulo 4 são apresentados o desenvolvimento da instrumentação eletrônica que foi realizada tanto para o dispositivo objeto desta dissertação quanto para a estrutura de testes e validação. Neste capítulo consta ainda uma descrição detalhada do funcionamento do dispositivo desenvolvido e dos circuitos eletrônicos que foram empregados;
- Capítulo 5 são apresentados os métodos experimentais que foram realizados a fim que colocar a prova o sistema de controle, bem como os resultados obtidos por estes experimentos;
- Capítulo 6 são apresentadas as discussões gerais acerca dos resultados obtidos e suas conclusões;
- Capítulo 7 são apresentadas as conclusões finais desta dissertação.

Nos apêndices desta dissertação, constam ainda todos os circuitos eletrônicos que foram desenvolvidos e o desenho das placas de circuito impresso. Para acesso ao código fonte, será necessário entrar em contato com o autor.

2 Fundamentos do diodo laser

Este capítulo descreve de forma sucinta os fenômenos físicos relacionados ao laser, respondendo quais os fatores que são relevantes para a produção do feixe luminoso. Uma atenção maior será dada ao laser semicondutor, sendo alguns destes princípios fundamentais também válidos para os outros tipos de laser.

2.1 Amplificação de micro-ondas por emissão estimulada de radiação

Em 1954, Townes conseguiu pela primeira vez demonstrar o fenômeno da emissão estimulada (ver 2.3). Sua demonstração foi baseada no $Maser^1$, dispositivo que utilizava um feixe de moléculas de amônia excitadas por um campo eletromagnético de alta tensão no vácuo. Este feixe excitado de moléculas de amônia era conduzido até uma câmara de ressonância, totalmente polida e espelhada em sua cavidade interna. Dentro desta câmara a amônia passou a emitir radiação de micro-ondas. Cada fóton emitido provocava a emissão de mais fótons, desde que o campo eletromagnético fosse mantido², desta forma o Maser era capaz de amplificar a radiação de micro-ondas através da emissão estimulada de radiação das moléculas [17]. A partir destes conceitos, os autores propuseram que o mesmo princípio pudesse ser utilizado para produzir radiação em outras regiões do espectro eletromagnéticos, com especial interesse no espectro visível, sendo este novo dispositivo denominado Laser³.

2.2 Laser

O grande fator que diferencia o laser do maser é o espectro de emissão. Enquanto o primeiro está centrado na faixa da luz visível se estendendo um pouco para o espectro do infra-vermelho e do ultra-violeta, o outro está centrado na faixa das micro-ondas. Para um entendimento didático, considere que o laser é composto de 3 partes fundamentais [7]:

- 1. o meio ativo;
- 2. a fonte de excitação dos átomos; e
- 3. a câmara de ressonância.

¹ Microwaves Amplification by Stimulated Emission of Radiation - Amplificação de micro-ondas por emissão estimulada de radiação. Nos dias atuais, o Maser consegue produzir ondas eletromagnéticas de outras frequências, além das micro-ondas, sendo que alguns autores sugerem substituir o termo microwaves para molecular no significado do primeiro termo do acrônimo.

² A permanência deste campo era necessária para garantir a inversão de população - o que será discutido na seção 2.3.

³ Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation - Amplificação de luz por emissão estimulada de radiação.

O meio ativo consiste de alguma quantidade de matéria (seja no estado sólido, líquido ou gasoso) que permita a ocorrência do fenômeno da emissão estimulada. Alguma fonte de energia externa é necessária para garantir este estado, sendo esta a segunda parte fundamental do laser. Para ser possível a ocorrência da emissão estimulada, é necessário que o meio ativo do laser esteja contido dentro de uma câmara de ressonância, terceira parte fundamental do laser.

2.3 Interações em nível atômico

De acordo com a física quântica, um átomo pode ser caracterizado como um sistema cujos elétrons se distribuem em níveis energia discretos [18].

Um dado átomo pode absorver radiação eletromagnética, passando a um estado excitado, E_2 maior do que antes de haver absorvido a radiação E_1 - em outras palavras ele assume um nível discreto de energia superior ao que ele estava ($E_2 > E_1$). Este fenômeno é conhecido como **absorção atômica** [18].

Uma vez excitado, é possível que o átomo libere - emita - esta energia que foi absorvida como um fóton com energia igual $h\nu = \Delta E = E_2 - E_1$, onde ν é a frequência do fóton e h é a constante de Planck. A emissão pode ocorrer de forma espontânea ou estimulada.

Na emissão espontânea o fóton é emitido de forma natural. Basta que o corpo possua átomos excitados. O feixe oriundo não possui coerência temporal nem espacial, isto é, eles são emitidos de forma aleatória. Um exemplo da emissão espontânea é a eletroluminescência na qual um dado material é capaz de emitir fótons quando é percorrido por uma corrente elétrica [18]. Já a emissão estimulada ocorre quando um átomo emite fótons sob a influência de outros fótons [18]. Quando isto ocorre, o elétron excitado decai para um nível de menor energia e um novo fóton é emitido. Observe que é preciso 1 fóton para produzir este fenômeno e após temos 2 fótons (o fóton que deu origem e o fóton que foi estimulado) - a partir desta propriedade é possível obter a amplificação (ganho) da energia. Ao contrário da emissão espontânea, esta não ocorre naturalmente, e é preciso satisfazer o princípio da inversão de população para que ela possa ocorrer.

A inversão da população é uma condição caracterizada por $N_2 > N_1$, onde N_2 representa concentração de átomos excitados e N_1 de átomos não excitados. Uma vez estabelecido esta condição, o meio ativo sempre irá possuir átomos excitados para serem bombardeados por fótons e desta forma manter uma reação em cadeia para a emissão fotônica [18].

A emissão estimulada foi postulada pela primeira vez por Einstein em 1917 [19]. Seja $R_{1\rightarrow 2}$ a probabilidade em função do tempo para que um átomo faça a transição do estado 1 de menor energia para o estado 2 de maior energia; podemos dizer que $R_{1\rightarrow 2}$ está relacionado à taxa de absorção de energia. Considerando que B_{12} relacione as características atômicas entre os estados 1 e 2, podemos assumir que:

$$R_{1\to 2} = B_{12}\rho(\nu) \tag{2.1}$$

onde $\rho(\nu)$ representa a densidade de energia espectral da radiação aplicada ao átomo. De forma análoga podemos assumir que $R_{2\to 1}^{\text{est}}$ representa a probabilidade para a taxa de emissão estimulada dada por:

$$R_{2 \to 1}^{\text{est}} = B_{21} \rho(\nu). \tag{2.2}$$

Já para a emissão espontânea $R_{2\to 1}^{\text{esp}}$, o fenômeno ocorre independente da presença de um campo eletromagnético, de forma que não existe a dependência da radiação aplicada ao átomo $\rho(\nu)$ [18]:

$$R_{2\to1}^{\rm esp} = A_{21}.$$
 (2.3)

A transição do estado 2 para o estado 1 $R_{2\rightarrow 1}$ é dado pela soma de $R_{2\rightarrow 1}^{esp}$ com $R_{2\rightarrow 1}^{est}$:

$$R_{2\to 1} = A_{21} + B_{21}\rho(\nu). \tag{2.4}$$

Considerando que N_1 átomos no estado 1 estão em equilíbrio térmico a uma temperatura T com N_2 átomos no estado 2, podemos assumir que a taxa total de absorção deve ser igual à taxa total de emissão o que de acordo com as equações 2.1 e 2.4 obtem-se:

$$N_1 B_{12} \rho(\nu) = N_2 A_{21} + B_{21} \rho(\nu). \tag{2.5}$$

Quando o número médio de partículas por estado quântico é muito menor que um, as distribuições quânticas se confundem com a distribuição clássica. Neste contexto, a relação entre a taxa de concentração de elétrons excitados pode ser dado pelo que se conhece sob o nome de *fator de Boltzmann* [18] o qual é dado por:

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(\frac{-\Delta E}{kT}\right) = \exp\left(\frac{-h\nu}{kT}\right).$$
(2.6)

A partir do fator de Boltzmann (2.6), podemos reescrever a equação 2.5:

$$\rho(\nu) = \frac{\frac{A_{21}}{B_{21}}}{\frac{B_{12}}{B_{21}} \exp\left(-h\nu/kT\right) - 1}.$$
(2.7)

A densidade da radiação espectral a qual os átomos estão expostos (2.7), deve ser consistente com a densidade de radiação do corpo negro postulada por Planck (transcrito na equação 2.8) [18].

$$\rho(\nu)_{\text{corpo negro}} = \frac{8\pi h\nu^3}{c^3} \left(\frac{1}{\exp\left(-h\nu/kT\right) - 1}\right)$$
(2.8)

A partir da comparação das equações 2.7 e 2.8, podemos obter 2 conclusões:

$$B_{12} = B_{21} \tag{2.9}$$

e

$$\frac{A_{21}}{B_{21}} = \frac{8\pi h\nu^3}{c^3}.$$
(2.10)

Os coeficientes $A \in B$ foram obtidos pela primeira vez por Einstein [19] e por isto são comumente descritos na literatura como coeficientes de Einstein.

Re-arranjando as equações 2.5 e 2.10 podemos obter:

$$\frac{N_2 R_{2 \to 1}}{N_1 R_{1 \to 2}} = \frac{\text{taxa emissão}}{\text{taxa de absorção}} = \frac{N_2}{N_1} \left[\exp\left(\frac{-h\nu}{kT}\right) \right]$$
(2.11)

a qual traduz o conceito físico envolvido no maser e no laser.

Para casos em que $h\nu \ll kT$, temos que o limite do termo exponencial da equação 2.11 tende a 1. Nesta condição, se tivermos uma forma de garantir a inversão de população $(N_2 > N_1)$ é evidente que será emitido mais radiação do que absorvido, tendo assim o ganho - amplificação da radiação. A garantia de que a inversão de população será mantida é um pré-requisito básico para a existência do maser/laser.

Observe que apesar de não ser o único, a temperatura T, é um coeficiente imperativo para a ocorrência da emissão estimulada e inicia-se assim a dependência da temperatura no mecanismo do laser.

2.4 Câmara de ressonância

Simplificadamente, a função da **câmara de ressonância** é selecionar somente os fótons emitidos em uma direção específica favorecendo a coerência espacial do feixe emitido pelo laser. O sistema de ressonância mais utilizado nos semicondutores é baseado no interferômetro de Fabry-Perot, o qual consiste de dois espelhos planos paralelos entre si. Um dos espelhos possui um ótimo índice de refletância⁴, enquanto que o outro permite a passagem de parte da radiação.

Na cavidade serão produzidas várias frequências, porém somente as que provocarem uma interferência construtiva irão sair. Cada uma destas frequências de ressonância são denominadas **modos longitudinais**, ou simplesmente **modos**. Estes modos estão associados aos comprimentos de onda na qual a cavidade é capaz de produzir o fenômeno do laser. Considerando que a câmara possui comprimento físico da ordem de nL, onde n representa o índice de refração do meio ativo e L o comprimento. A relação entre o comprimento de onda λ e o modo de ressonância m, que deve ser um número inteiro, é dado por [6]:

$$m\frac{\lambda}{2} = nL \tag{2.12}$$

A separação entre um modo e outro em termos de comprimento de onda pode ser dado por:

$$\Delta \lambda = \frac{\lambda^2}{2nL} \Delta m \tag{2.13}$$

 $^{^4~}$ Índice de refletância - razão entre a radiação absorvida e refletida do espelho.

a qual pode ser obtida pela diferencial direta da equação 2.12.

Observe que com base na equação 2.13, o comprimento de onda emitido pelo dispositivo depende do comprimento efetivo da câmara de ressonância e este por efeito do fenômeno da dilatação térmica depende da temperatura. Pode-se estabelecer outro ponto em que o comprimento de onda emitido pelo laser depende da temperatura, mesmo que de forma indireta.

2.5 Considerações finais

Apesar deste capítulo não adentrar nos princípios construtivos do diodo laser, é possível constatar que sobre a temperatura do diodo laser, com base nas equações 2.11 e 2.12 o comprimento de onda emitido pelo laser depende direta e indiretamente, respectivamente da temperatura na qual o diodo está montado. Já a respeito da corrente elétrica, esta consiste da fonte energética responsável por garantir a inversão de população do diodo. Note que sem esta inversão todo o fenômeno do laser fica comprometido.

3 Fundamentos de controle moderno

Na maioria dos dispositivos ou aparelhos eletro-eletrônicos controla-se um elemento atuador em função da necessidade do operador. Por exemplo, um dispositivo de banho térmico que seja capaz de manter a temperatura de um meio estável, em um patamar desejado, utiliza alguma técnica de controle. Ela deve ser capaz de definir qual o comportamento esperado para o elemento aquecedor ou resfriador em função da temperatura do meio e da desejada pelo operador. Este dispositivo pode ser considerado um exemplo de um sistema de controle cujo objetivo primário é controlar a saída de um processo (regulagem de temperatura) de acordo com parâmetros e ajustes pré-definidos. Os mesmos conhecimentos que são empregados para direcionar o comportamento deste sistema podem ser utilizados para aplicações tão complexas como por exemplo, uma planta de processo químico.

De acordo com Nise e Silva [20] a sistemática de abordagem dos sistemas de controle podem, a partir de um ponto de vista histórico-cronológico, ser dividido em 3 categorias:

- 1. Controle Clássico até o início da década de 50;
- 2. Controle Moderno a partir da década de 50; e
- 3. Controle Robusto a partir da década de 60, com maior ênfase a partir da década de 80.

Ressalta-se que a evolução dos sistemas de controle esteve diretamente relacionado com a evolução dos computadores e da necessidade de novas técnicas, pelo aprimoramento e pela facilidade de processamento em aplicações de cunho militar, espacial e industrial.

O *Controle Clássico* trata da abordagem dos métodos de resposta no tempo e na frequência e métodos de lugar das raízes aplicados a apenas uma entrada e uma saída. O *Controle Moderno* utiliza os mesmos métodos acrescidos da análise no domínio do tempo e de variáveis complexas, aplicados a múltiplas entradas e múltiplas saídas. Já o *Controle Robusto* parte para uma abordagem com técnicas e métodos mais recentes procurando aplicar as técnicas determinísticas e estocásticas, controle adaptativo, e controle com aprendizado. O Controle Robusto pode ainda trabalhar com todas estas técnicas no universo das variáveis nebulosas¹ [21].

L.A. Zadeh em 1965 através do artigo *Fuzzy Sets* [22] propôs uma forma de representar variáveis físicas através do uso de termos linguísticos. Estes conjuntos foram denominados *fuzzy sets*, em uma tradução livre - *conjuntos nebulosos*. Tomando como exemplo a temperatura que um determinado elemento, pode assumir, dentro de um universo nebuloso, como: *muito fria*, *fria*, *ideal*, *quente* e *muito quente*. A partir destes conjuntos foram sendo elaborados ao longo do tempo várias metodologias de inferência lógica empregando os valores físicos representados

¹ Também conhecido como variáveis *Fuzzy*.

através destes conjuntos linguísticos. Pode-se dizer, portanto, que a a lógica nebulosa propõe uma abordagem lógica com um tratamento qualitativo das grandezas, ao invés de tratá-las de forma quantitativa, através do uso destes conjuntos nebulosos.

Este capítulo, proporciona uma visão geral do controle moderno, definindo os principais conceitos e técnicas usuais para o controle de sistemas lineares e invariantes no tempo. Também serão apresentados os fundamentos da representação por números nebulosos propostos por L.A. Zadeh, bem como os principais métodos de inferência que foram desenvolvidos ao longo do tempo para consolidar a lógica nebulosa.

3.1 Conceitos fundamentais

Antes de adentrar nas teorias e técnicas aplicadas ao controle moderno, define-se alguns termos.

3.1.1 Entradas e Saídas

Todo sistema é dotado de entradas e saídas, sendo que a entrada pode ser entendida como a referência desejada, e a saída como o valor real. Por exemplo, se observarmos um sistema de banho térmico para o diodo laser dotado de ajuste de temperatura, pode-se dizer que a entrada deste sistema é a temperatura definida pelo operador, já a saída é a temperatura real no dispositivo de banho térmico. Observam-se que a temperatura real deste dispositivo está sujeita a interferências externas, como por exemplo a temperatura ambiente.

Em sistemas de controle, geralmente se denota a entrada ou referência do sistema pela sigla **SP**, do inglês *Set-Point*. A saída pode ser descrita como variável do processo, ou simplesmente **PV**, do inglês *Process Variable* [21].

3.1.2 Considerações sobre malhas de controle

Uma malha de controle pode ser *aberta* ou *fechada*, conforme ilustrado na figura 1. Invariavelmente o maior objetivo da malha de controle, para qualquer situação, é fazer com que a variável de processo atinja o valor desejado - SP. A fim de alcançar este objetivo, devem ser observadas a resposta transitória, a resposta em regime permanente e a estabilidade do sistema, os quais serão definidos adiante nesta seção [20]. Para situações específicas outros parâmetros serão especificados.

3.1.3 Sistemas de malha aberta

Quando um sistema de controle não apresenta um meio de realimentação, ele é dito ser um *Sistema de Malha Aberta*. Nestes sistemas o controlador não consegue compensar pertubações que são adicionadas ao sinal e esta é sua grande desvantagem em relação ao sistema de malha fechada. Características marcantes deste tipo de sistema são a sua simplicidade de construção e seu baixo custo final, porém sacrificando a eficiência geral do sistema [21].



Figura 1 – Exemplo de malhas de controle aberta e fechada.

(b) malha fechada

Na Figura 1a podemos observar um sistema típico de controle em malha aberta típico. Observe que o controlador não consegue proporcionar alguma correção do sinal de controle em função de perturbações que venham a ocorrer à sua frente diferente da malha fechada ilustrada na figura 1b.

3.1.4 Sistemas de malha fechada

A característica marcante de um sistema de controle em malha fechada é a presença da realimentação ilustrado pela figura 1b. O controlador dispõe de um sensor que monitora o sinal, sendo desta forma capaz de compensar perturbações externas que venham a ocorrer no sistema.

Sistemas a malha fechada geralmente são sistemas mais complexos e mais caros que sistemas a malha aberta, porém, com a presença da realimentação eles se tornam mais robustos e mais eficientes, sendo os mais comuns dentre os sistemas de controle [20].

3.1.5 Resposta transitória

A resposta transitória diz respeito sobre o comportamento da malha de controle diante da alteração significativa da referência (SP). Por exemplo, no caso da pastilha térmica, quando o sistema muda a temperatura de 20°C para 25°C, pode-se dizer que o sistema foi submetido a um degrau de 5°C. Para a análise da resposta transitória, os principais aspectos que devem ser

observados são o tempo na qual o sistema demanda para atingir o novo SP, denominado tempo de acomodação, e se o sistema apresentou ou não overshoot ² [20].

3.1.6 Resposta do regime permanente

Em regime permanente, isto é, sem nenhuma alteração da referência do sistema (SP), perturbações externas ocorrem, fazendo com que seja gerado um erro entre o SP e a resposta do sistema (PV). Quando em malha fechada, o elemento controlador deve ser capaz de mensurar e minimizar este erro [20].

3.1.7 Estabilidade

A estabilidade do sistema está relacionado com a capacidade de se predizer seu comportamento. Em um sistema instável questiona-se todas as suposições a respeito do comportamento estacionário e do regime permanente do sistema são questionáveis [20].

Um sistema pode ser dito estável, se sua resposta natural, isto é, a resposta que depende unicamente do sistema, tender a zero ou oscilar (comportamentos previsíveis). Caso o sistema oscile, ele é dito marginalmente estável. Caso sua resposta natural tenda ao infinito, esta irá sobrepor a resposta forçada, de forma que o sistema irá tornar-se instável. Sistemas estáveis são facilmente controláveis, sistemas instáveis não, de forma que todo sistema de controle deve ser projetado para ser estável. Destaca-se que sistemas em malha aberta são mais propensos a serem instáveis, portanto seu uso deve ser evitado.

3.1.8 Processo de desenvolvimento

A construção de um sistema de controle em malha fechada deve seguir os seguintes passos[20]:

- 1. determinação do sistema / problema,
- 2. determinação da variável de processo a ser controlada,
- 3. modelagem matemática do sistema,
- 4. simplificação do modelo matemático, e
- 5. análise e teste dos parâmetros de controle.

Nos próximos tópicos cada uma destas etapas serão abordadas com maiores detalhes. Algumas podem ser interativas, isto é, caso o resultado obtido não seja suficiente, será necessário voltar nas etapas anteriores para nova escolha de parâmetros.

² Overshoot também conhecido como ultrapassagem percentual. Veja a seção 3.1.10.5 para maiores detalhes acerca da definição deste conceito.

3.1.8.1 Determinação do sistema e da variável de controle

Inicialmente devem ser determinados objetivamente qual sistema e variável devem ser controladas. Tomado como exemplo o diagrama de blocos da figura 2, a variável de controle é a temperatura desejada para o banho térmico. Observa-se que o elemento controlador recebe como entrada o erro entre a temperatura desejada e a temperatura lida pelo sensor de realimentação da malha. A variável de controle é a temperatura dentro do meio do banho térmico.

Figura 2 – Diagrama de blocos para um sistema de controle de temperatura por meio de uma pastilha de Peltier.



3.1.8.2 Modelagem matemática e Função de Transferência

Estabelecido o sistema a ser controlado determina-se a modelagem do sistema Esta modelagem é uma relação matemática entre a entrada com a saída do sistema, denominada função de transferência do sistema.

A construção da função de transferência do sistema é realizada a partir das relações físicas do sistema. A partir, por exemplo, das leis de tensões e correntes de Kirchhoff é possível construir a função de transferência de um sistema elétrico. Para um sistema mecânico baseiam-se nas leis da física de Newton.Hipóteses simplificadoras podem ser aplicadas quando necessário [20, 21].

Deve-se ressaltar que a dedução da função de transferência é um ponto cuja dificuldade aumenta com a complexidade do sistema. Sistemas complexos, como por exemplo um processo químico, apresentam funções de transferência de múltiplas variáveis.

3.1.8.3 Simplificações do modelo matemático

A complexidade que a função de transferência do sistema pode atingir, podem exigir a divisão de diagramas em vários blocos menores. Antes de realizar as análises de controle propriamente dito, recomenda-se que sejam feitos algumas simplificações no modelo matemático de forma a obter uma única função de transferência.

3.1.9 Modelagem

A modelagem do sistema é um fator importante para a análise de controle de um sistema.Para as abordagens de controle clássico e moderno, a modelagem é fundamental, porém nas abordagens do controle robusto, algumas vezes a modelagem pode ser desprezada, sendo este um dos argumentos do controle robusto.

Para o controle moderno, foram possíveis definir dois caminhos para a modelagem do sistema: (1) modelagem no domínio da frequência e (2) modelagem no domínio do tempo [21]. A seguir cada um destes caminhos serão brevemente comentados.

3.1.9.1 Modelagem no domínio da frequência

A modelagem clássica de sistemas, também conhecida como modelagem no domínio da frequência, permite várias simplificações no esforço matemático envolvido, de forma intuitiva e prática.

Considerando que o sistema possa ser descrito por uma equação diferencial da forma:

$$a_n \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}t^n} y(t) + a_{n-1} \frac{\mathrm{d}^{n-1}}{\mathrm{d}t^{n-1}} y(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m \frac{\mathrm{d}^m}{\mathrm{d}t^m} x(t) + b_{m-1} \frac{\mathrm{d}^{m-1}}{\mathrm{d}t^{m-1}} x(t) + \dots + b_0 x(t), \quad (3.1)$$

onde x(t) represente a entrada e y(t) a saída do sistema no domínio do tempo; e ainda a_i e b_i os coeficientes da equação diferencial. Deve-se transportar esta equação do domínio do tempo para o domínio da frequência através da Transformada de Laplace conforme a equação 3.2.

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(s) = \int_{0-}^{\infty} f(t) \exp\left(-st\right) \, \mathrm{dt},\tag{3.2}$$

Após aplicado a transformada de Laplace (eq. 3.2) é possível obter a equação 3.3:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0},$$
(3.3)

o qual é denominada Função de Transferência do Sistema e a partir dela serão realizadas as análises de resposta do sistemas. Ela permite uma manipulação menos trabalhosa quando comparada com a equação 3.1.

Destaca-se que esta abordagem deve ser utilizada somente para sistemas que sejam lineares e invariantes no tempo, ou sistema que possam ser aproximados para tal. Esta limitação é imposta pelo desenvolvimento da Transformada de Laplace.

3.1.9.2 Modelagem no domínio do tempo

Encontram-se sistemas no campo aero-espacial, por exemplo, que não são lineares, ou sistema variantes no tempo, ou ainda não lineares e variantes no tempo, de forma a inviabilizar a abordagem de controle no domínio da frequência. A partir desta deficiência, foi desenvolvido a modelagem de sistemas no domínio do tempo também conhecido como modelagem por espaço de estados, ou simplesmente abordagem moderna [20, 21].

A abordagem no domínio do tempo permite trabalhar com sistemas lineares e não lineares, variantes ou não no tempo, com condições iniciais nulas ou não, ao custo de ser uma abordagem com entendimento mais complexo e menos intuitivo que a abordagem no domínio da frequência. A descrição de um sistema qualquer por espaço de estados apresenta a forma típica representada pelas equações 3.4 e 3.5, conhecidas como equação do estado e equação de saída respectivamente:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \tag{3.4}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \tag{3.5}$$

onde: A representa a matriz do sistema; B a matriz de entrada; C a matriz de saída; D a matriz de ação avante; x o vetor de estado; y o vetor resposta; e u o vetor de entrada ou de controle. Este representação considera que $t \ge t_0$ é condição inicial $\mathbf{x}(t_0)$. As variáveis de estado, que compõem o vetor x devem ser escolhidas de forma a serem linearmente independentes.

Para fins de exemplificação, considere que um objeto de massa m esteja preso a uma mola com constante k, impulsionado por uma força u(t). Considere ainda que o atrito esteja presente com uma constante b. Assumindo que x(t) é o deslocamento deste objeto, temos kx(t) a força decorrente da resistência da mola; $b\dot{x}(t)$ a força de resistência do atrito; e $m\ddot{x}(t)$ a força resultante sobre o objeto . A equação 3.6 representa o equilíbrio deste objeto de acordo com as leis de Newton.

$$u(t) - kx(t) - b\dot{x}(t) = m\ddot{x}(t)$$

$$(3.6)$$

Assumindo $x_1 = x(t)$, $x_2 = \dot{x}(t)$ e $u_1 = u(t)$, a equação 3.6, pode ser reescrita como a equação 3.7:

$$\dot{x_2} = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{b}{m}x_2 + \frac{1}{m}u_1.$$
(3.7)

Também pode-se observar que:

$$\dot{x_1} = x_2.$$
 (3.8)

A equação 3.9 é obtida reescrevendo as equações 3.7 e 3.8 na forma matricial. Observe que esta equação já está na forma típica para a equação de estado conforme a equação 3.4.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{m} & -\frac{b}{m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \end{bmatrix}$$
(3.9)

Considerando $y = x(t) = x_1$, é possível a partir da forma básica da equação de saída 3.5 escrever já na forma matricial a equação 3.10.

$$\begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \end{bmatrix}$$
(3.10)

As equações 3.9 e 3.10 compõem o modelo no domínio do tempo do exemplo proposto. Observe que em ambas estão de acordo com a forma proposta nas equações 3.4 e 3.5. Como esta abordagem trata tanto a entrada quando a saída de forma vetorial, é possível que o sistema possua infinitas entradas e infinitas saídas, possibilitando assim que exista um espaço multidimensional de estados para o sistema.

A análise é realizada a partir das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , $\mathbf{C} \in \mathbf{D}$ presentes na forma típica das equações $3.4 \in 3.5$.

3.1.10 Análise

A análise da resposta transitória do sistema é realizada mediante aplicação da função degrau unitário u(t) definido pela equação 3.11 [21].

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \ge 0 \end{cases}$$
(3.11)

3.1.10.1 Sistemas de 1ª ordem

Sistemas de 1^a ordem apresentam função de transferência típica da forma da equação 3.12.

$$G(s) = \frac{1}{(s+a)} \tag{3.12}$$

O parâmetro *a* atua diretamente na velocidade de resposta do sistema, sendo que a partir dele, é possível definir três parâmetros de desempenho: constante de tempo, tempo de subida e tempo de assentamento, os quais estão demonstrados na figura 3.

Figura 3 – Resposta típica de sistemas de 1^a ordem mediante um degrau unitário, com os seus parâmetros de desempenho: 1/a representa a constante de tempo; T_r o tempo de subida; e T_s o tempo de assentamento.



3.1.10.2 Constante de Tempo

Também conhecido do inglês *Time Constant*, a constante de tempo, é definida pela equação 3.13:

Constante de Tempo =
$$\frac{1}{a}$$
. (3.13)

A constante de tempo, determina o tempo para que o sistema atinja 63% do seu valor final, como observa-se na figura 3. Quanto maior a constante de tempo, mais tempo será necessário para que o sistema possa estabilizar no valor final. A escollha deste valor (63%) é baseada na aplicação

do degrau unitário sobre a função de transferência do sistema, e posterior transformação inversa de Laplace.³.

A constante de tempo apresenta a importância de permitir modelar a função de transferência a partir de dados experimentais. Após obter a constante de tempo do sistema, pode-se realizar o cálculo do parâmetro a a partir da equação 3.13 e assim compor a função de transferência de acordo com a forma típica da equação 3.12.

3.1.10.3 Tempo de subida T_r

Tempo de subida, (*Rise Time*), é o tempo necessário para que a resposta do sistema, diante de um degrau unitário, vá de 10% a 90% do valor final. O tempo de subida pode ser calculado pela equação 3.14^3 .

$$T_r = \frac{2,2}{a} \tag{3.14}$$

3.1.10.4 Tempo de assentamento T_s

O tempo de assentamento, (*Settling Time*), é o tempo que o sistema demanda para atingir e permanecer no valor final com um dado erro. Usualmente o erro é 2%, porém outros valores de erro podem ser considerados. O tempo de assentamento de 2% (valor usual), pode ser calculado pela equação 3.15^3 .

$$T_s = \frac{4}{a} \tag{3.15}$$

3.1.10.5 Sistemas de 2ª ordem

Sistemas de 2^a ordem apresentam função de transferência geral conforme a equação 3.16:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{3.16}$$

onde: ω_n representa a frequência natural do sistema e ζ representa a relação de amortecimento.

Estes sistemas apresentam uma forma de resposta composta por um componente oscilatório senoidal e uma componente de amortecimento exponencial. A frequência de oscilação do componente senoidal é denominado frequência natural do sistema⁴. A relação de amortecimento do sistema ζ é dado pela equação :

$$\zeta = \frac{\text{frequência exponencial de decaimento}}{\text{frequência natural do sistema}}.$$
(3.17)

Os parâmetros desta função de transferência alteram a velocidade da resposta, como nos sistemas de 1^a ordem, e a forma da resposta. A figura 4 demonstra as 4 formas típicas de resposta: (a) criticamente amortecida; (b) sub-amortecida; (c) amortecida e (d) sem amortecimento.

 $^{^{3}}$ A demonstração da equação pode ser obtida em Nise [20].

⁴ Rigorosamente a frequência natural é a frequência oscilatória do componente senoidal sem amortecimento.



Figura 4 – Respostas típicas de sistemas de 2ª ordem mediante um degrau unitário.

Para todos os quatro casos, existem 3 pólos 5, sendo 1 sempre na origem. Este pólo é decorrente da ação do degrau unitário na entrada do sistema. O pólo na origem contribui com uma resposta forçada e constante que está associada ao estado estacionário do sistema. Os outros pólos são complexos, e sua localização no diagrama de pólos e zeros permite definir a forma da resposta do sistema, sem a necessidade de realizar a transformada inversa de Laplace. As relações dos outros dois polos para um sistema de 2^{a} ordem apresentam-se as respostas:

3.1.10.6 Resposta sub-amortecida

A resposta sub-amortecida (*underdamped*) apresenta dois pólos complexos. Conforme a figura 4, podemos perceber que a resposta do sistema consiste de uma oscilação amortecida com decaimento exponencial. A frequência da oscilação senoidal para esta forma de resposta é denominada frequência de oscilação amortecida ω_d , e seu valor corresponde à parte imaginária dos pólos. A parte real do pólo do sistema, contribui como o inverso da constante de tempo da componente exponencial responsável pelo amortecimento da resposta do sistema. Esta forma de resposta apresenta uma relação de amortecimento $0 < \zeta < 1$.

⁵ Pólo de uma função de transferência são: "(1) os valores da variável da transformada de Laplace, s, que fazem com que a função de transferência se torne infinita, ou (2) quaisquer raízes do denominador da função de transferência que são comuns às raízes do numerador" [23].

Sistemas com resposta sub-amortecida apresentam os seguintes parâmetros de desempenho: (a) o tempo de pico T_p , (b) o percentual de *overshoot*, (c) o tempo de subida T_r e (d) tempo de assentamento T_s . O tempo de subida e o de assentamento apresentam as mesmas definições para os sistemas de primeira ordem, conforme explicado na seção 3.1.10.1.

Como pode-se observar na figura 4, no início da resposta, o sistema ultrapassa o valor final. Esta ultrapassagem é conhecida como *overshoot*. O tempo de pico T_p , é o tempo que a resposta demanda para atingir o pico do overshoot, e pode ser determinado pela equação 3.18 [20].

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \tag{3.18}$$

O percentual de overshoot %OS é dado em termos percentuais da ultrapassagem do valor de estado estacionário. Este percentual é dependente unicamente da relação de amortecimento, e pode ser dado pela equação 3.19.

$$\%OS = \exp\left(-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \times 100\tag{3.19}$$

O tempo de assentamento T_s para sistemas de segunda ordem pode ser determinado pela equação 3.20, desde que o sistema possuam somente dois pólos.

$$T_s = \frac{4}{\omega_n \zeta} \tag{3.20}$$

3.1.10.7 Resposta super-amortecida

Quando o sistema apresenta dois pólos reais distintos entre si, a resposta do sistema assemelhase à curva da figura 4, a qual é conhecido como resposta super-amortecida (*overdamped*). Como nesta forma de resposta, não existe componente complexo nos pólos e não existe componente de oscilação senoidal na resposta do sistema, consequentemente a relação de amortecimento do sistema é $\zeta > 1$.

3.1.10.8 Resposta sem amortecimento

Quando a resposta do sistema apresenta pólos exclusivamente complexos a resposta é dita sem amortecimento (*undamped*). A ausência da parte real nos pólos, faz com que a exponencial de amortecimento da resposta se transforme em uma constante, permitindo que a oscilação senoidal permaneça sendo a resposta do sistema. Esta resposta apresenta a relação de amortecimento $\zeta = 0$.

3.1.10.9 Resposta criticamente amortecida

A resposta criticamente amortecida (*critticaly damped*) ocorre na condição do sistema apresentar dois pólos reais idênticos. Esta é a forma de resposta que apresenta o menor tempo de assentamento sem o fenômeno do overshoot. Em termos de relação de amortecimento esta forma de resposta apresenta $\zeta = 1$.

3.2 Controle em malha fechada

A função de transferência do sistema eventualmente não permite uma resposta estável, ou os parâmetros de desempenho não são satisfatórios. Com alterações nos parâmetros da função de transferência é possível ajustar sua resposta para a faixa de valores dos parâmetros de desempenho desejados. Em aplicações reais, não é possível alterar a função de transfeência do sistema, pois ela é oriunda do modelo matemático do sistema.

Acrescentando-se um elemento controlador antes do bloco de processo, conforme mostrado na figura 5 da malha de controle fechada. Esta abordagem permite que os parâmetros do controlador sejam alterados conforme a necessidade de ajuste do desempenho do sistema. Toda a malha de controle pode ser imaginada como sendo o processo propriamente dito, porém agora é possível realizar o ajuste dos parâmetros através do controlador. O elemento somatório é necessário para realizar o cálculo do erro, entre o valor de referência desejado (entrada da malha de controle) (y_{ref}) , e o sinal de saída do sistema (y), mostrado na equação 3.21.

Figura 5 – Malha de controle fechada com bloco de controle



$$erro = y_{ref} - y \tag{3.21}$$

A função de transferência T(s), da malha demonstrada na figura 5, é definida por:

$$T(s) = \frac{G_c(s) \cdot G_p(s)}{1 - G_c(s) \cdot G_p(s)},$$
(3.22)

na qual $G_c(s)$ representa a função de transferência do controlador e $G_p(s)$ a função de transferência do processo propriamente dito.

3.2.1 Controlador PID - Proporcional Intergral e Derivativo

Uma forma de controle clássico de sistemas vastamente utilizada é o controle PID. Este controle é baseado em três ganhos: ganho proporcional, ganho integral e ganho derivativo, cujo diagrama de blocos está representado na figura 6 e função de transferência na equação 3.23. A saída deste controlador, como pode ser observado na referida figura, é composta de 3 parcelas: **a parcela proporcional**, dada por $k_p e(s)$, onde e(s) representa o erro entre o valor desejado (SP) e valor lido pelo sensor de realimentação da malha (PV) e k_p o ganho proporcional do controlador; já **a parcela integral** consiste de $k_i \int e(s)dt$ em que k_i é referido como o ganho integral do controlador; e por fim a **parcela diferencial** é dada por $k_d \frac{d}{dt}e(s)$ sendo k_d o ganho diferencial.

 $e(s) \longrightarrow K_{i} \longrightarrow \int e(s)dt \longrightarrow \sum y(s)$ $K_{d} \longrightarrow \frac{d}{dt}e(s)$

Figura 6 – Diagrama de blocos do controlador PID

O ganho proporcional é responsável por aumentar ou diminuir o tempo de assentamento do sistema. O ganho integral é relevante para combater erros de estado estacionário, além de forçar uma ação de amortecimento, caso o sistema tenda a ser sub-amortecido. O ganho derivativo, é responsável por promover uma resposta mais rápida diante de um degrau, e mais suave diante de uma rampa. Normalmente o ganho derivativo é utilizado apenas como um ajuste fino dos parâmetros de controle.

$$G_c(s) = K_p + \frac{1}{s}K_i + sK_d$$
(3.23)

Destaca-se que nem sempre é necessário os três ganhos. Algumas vezes somente o ganho proporcional é suficiente, em outros casos é necessário o ganho proporcional e integral. A análise mais precisa a respeito das raízes e da função de transferência do sistema devem ser feitas para um controle desejado.

3.2.2 Controlador PID na forma discreta

O controle PID expresso na equação 3.23 está descrito no domínio da frequência. A função de transferência do controle PID no tempo, pode ser expressa por:

$$u(t) = k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) \mathrm{dt} + T_d \frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{dt}} \right]$$
(3.24)

Para a aplicação prática em um micro-controlador digital, esta função de transferência ainda não é interessante, porque ela está no domínio de variáveis contínuas. Sendo assim, deve-se, ou empregar uma forma discretizada desta função, semelhante ao que é proposto em Xu et al. [24]. Esta abordagem parte do princípio que a equação 3.24 pode ser reescrita na forma:

$$u(k) = k_p \cdot e(k) + k_i T \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + \frac{k_d}{T} e(k)$$
(3.25)

na qual T representa o período de amostragem do sistema.

3.2.3 Métodos de sintonia de controladores PID

O processo de definir os parâmetros K_p , $K_i \in K_d$ para a função de transferência da malha de controle PID é denominado sintonia do controlador. Ige [25] faz uma revisão da literatura traçando um paralelo entre os principais métodos documentados de sintonia de controladores PID. Entre diversos métodos o mais relevante é o método de Ziegler-Nichols [26].

Ziegler-Nichols^[26] estabeleceram dois métodos práticos para se obter os parâmetros de sintonia do controlador PID a partir da resposta do sistema a um estimulo. A partir de medições simples de alguns parâmetros da resposta do processo, é possível obter um valor de referência para os parâmetros de sintonia.

No primeiro método proposto por Ziegler-Nichols^[26], devemos obter a resposta da planta ao degrau unitário. Caso a resposta do processo seja de 1^a ordem (semelhante à figura 7) este método é válido. Deve-se medir o tempo de atraso L e a constante de tempo T, como mostrado na figura 7. A partir destes parâmetros é possível determinar o parâmetros do controlador por meio da tabela 1.





Quadro 1 – Regra de sintonia para o primeiro método de sintonia de controladores PID, proposto por Ziegler-Nichols

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
Р	$rac{T}{L}$	∞	0
PI	$0,9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$1, 2\frac{T}{L}$	2L	0,5L

No segundo método proposto, deve-se ajustar o controlador PID de forma que ele possua $T_i = \infty$ e $T_d = 0$, o que equivale dizer que ele fica configurado como um simples controlador proporcional. Deve-se aumentar o ganho proporcional K_p de 0 até o valor crítico K_{cr} no qual a saída exibe uma oscilação sustentada pelo ganho proporcional, conforme a figura 8. Observar que se a saída
não oscilar, este método não pode ser empregado. Uma vez obtida a oscilação, deve-se medir seu período P_{cr} , e a partir da tabela 2, sugerida por Ziegler-Nichols pode-se obter o parâmetros de sintonia conforme a configuração de controlador requerida.

Figura 8 – Resposta oscilada mediante um ganho proporcional crítico K_{cr} empregado para determinar os parâmetros de acordo com o segundo método proposto por Ziegler-Nichols



Quadro 2 – Regra de sintonia para o segundo método de sintonia de controladores PID, proposto por Ziegler-Nichols

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
Р	$0, 5K_{cr}$	∞	0
PI	$\frac{1}{2,2}K_{cr}$	$\frac{1}{1,2}P_{cr}$	0
PID	$\frac{1}{1,7}K_{cr}$	$\frac{1}{2}P_{cr}$	$\frac{1}{8}P_{cr}$

3.3 Conjuntos nebulosos - Fuzzy

A publicação do artigo [22], L.A. Zadeh, iniciou uma nova forma de apresentar e tratar os números. Esta abordagem, ficou conhecida como *Fuzzy Sets* (numa tradução livre: *conjuntos nebulosos*). A ideia proposta por Zadeh é que cada grandeza física esteja associada a uma classe (também denominado grupo, por alguns autores) através de uma relação de pertinência. Uma consequência imediata desta abordagem consiste que uma determinada grandeza esteja presente em mais de uma classe ao mesmo tempo, mesmo que com graus de pertinência diferentes. Um aspecto relevante, é que uma grandeza não necessariamente está completamente contida em uma classe.

A fim de demonstrar com mais clareza estes conceitos, tomamos como exemplo um termômetro. Quando o mesmo apresenta uma leitura de 20°C, questiona-se: esta temperatura é fria, morna ou quente? A resposta depende da aplicação, porém com a abordagem proposta por Zadeh, e aceitável que esta mesma temperatura seja fria e morna ao mesmo tempo. A figura 11, ilustra este exemplo, na qual foi representado que a temperatura pode assumir 4 clases distintas: muito frio, frio, morno e quente. Observar que foram usadas funções trapézio para representar o grau de pertinência de uma temperatura qualquer nas classes. Com base nestas funções, a leitura de 20° C do termômetro pode ser considerada fria com um grau de pertinência de 0,3 (ou 30%) e ao mesmo tempo é 0,63 (ou 63%) morna.

Esta modelagem permite uma visão mais realista acerca da classificação de grandezas, o que justamente concede a esta abordagem o título de ser uma forma de inteligência artificial. Ela pode ser empregada substituindo algoritmos de controle, como o PID, ou mesmo de forma híbrida em que dois algoritmos são mesclados para trabalharem juntos.

3.3.1 Definições formais e operadores

As principais definições formais, bem como os principais operadores e suas propriedades são apresentados de forma breve nesta seção, a partir das definições estabelecidas por Zadeh [22].

3.3.1.1 Definições básicas

Considerando que χ seja um espaço de objetos, podemos denotar como x um elemento qualquer contido neste espaço, isto é, $\chi = \{x\}$. Um conjunto fuzzy A dentro do espaço de objetos χ pode ser caracterizado por uma função de pertinência $f_A(x)$. Define-se como pertinência $f_A(x) = 0$ aquela em que o elemento x não possui nenhuma afinidadade com a classe A, e a pertinência $f_A(x) = 1$ aquela em que o elemento está completamente contido nesta classe. Note que qualquer valor de pertinência no intervalo [0, 1] é considerado válido.

Uma variável fuzzy, tal qual exemplificado na figura 11, pode ser entendida como um conjunto de classes de objetos, sendo que cada classe representa um adjetivo desta variável. Na imagem citada a variável em questão é a temperatura, e é composta por 4 classes: muito frio, frio, morno e quente. Cada um destes adjetivos possui uma função de pertinência trapezoidal. Outras funções podem ser empregadas. Na sequência foram ilustradas algumas das principais funções de transferências que são geralmente empregadas.

3.3.1.2 Condição de igualdade

Dois conjuntos fuzzy $A \in B$ são considerados iguais se, e somente se, suas funções de pertinência forem iguais, isto é: $f_A(x) = f_B(x)$.

3.3.1.3 Complemento

Define-se o conjunto complementar A' de um conjunto nebuloso A, aquele em seja satisfeita a relação $f_A(x)' = 1 - f_A(x)$ a partir de suas respectivas funções de pertinência.

3.3.1.4 Relação de continência

A relação de continência de dois conjuntos $A \in B$ é estabelecida pela condição $A \subset B \iff f_A(x) \le f_B(x)$.

3.3.1.5 Relação de união

A união C de dois conjuntos fuzzy A e B, é igualmente um conjunto fuzzy, cuja função de pertinência é dada por: $C = A \cup B \iff f_C(x) = MAX [f_A(x), f_B(x)]$. Observar que esta relação é associativa.

3.3.1.6 Relação de interseção

O conjunto C relativo a interseção entre A e B é dado por: $D = A \cap B \iff f_D(x) =$ MÍN $[f_A(x), f_B(x)]$. Da mesma forma que a união, a relação de interseção de conjuntos fuzzy é associativa.

3.3.2 Funções de pertinência

A função matemática que traz a relação de pertinência (μ)de um dado valor em uma determinada classe pode ser modeladas a priori como qualquer função matemática, porém as funções mais usuais são as funções triângulo e trapézio, conforme figura 9 e equações 3.26 e 3.27, respectivamente. As funções mencionadas são facilmente parametrizadas conforme ilustrado, simplificando o seu processamento, o que é particularmente importante em sistemas embarcados⁶.

Figura 9 – Funções de pertinência clássicas empregadas nos sistemas de controle Fuzzy: a função triângulo [tri(x)] e trapézio [trap(x)] conforme as equações 3.26 e 3.27 respectivamente.



$$trap(x) = \begin{cases} \frac{g-x}{g-h} \cdot p & g \le x \le h \\ p & h \le x \le i \\ \frac{j-x}{j-i} \cdot p & i \le x \le j \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$$
(3.27)

⁶ Diz-se sistema embarcado aquele que é controlado por algum microcontrolador geralmente com recursos de processamento e memória bem limitados.

Conforme ilustrado por Leonid [27], a escolha da função de pertinência em função do sistema a que se deseja controlar ainda é um assunto pouco discutido na literatura. Vários artigos propõem métodos práticos e outros métodos teóricos. Não se deve descartar também a importância do conhecimento humano e do bom senso ao realizar estas escolhas.

3.4 Controle nebuloso

O controle nebuloso consiste em uma técnica de realizar o controle de um sistema, porém no domínio das variáveis nebulosas. Todo o processo como um todo inclui algumas etapas inexistentes no controle moderno, em função da necessidade de conversão de variáveis



Figura 10 – Estrutura básica de um controlador fuzzy.

A figura 10 mostra a essência do procedimento de controle fuzzy em malha fechada. Ainda podem ser complementados controladores fuzzy adaptativos e tecnologias híbridas. No controle adaptativo pode existir um sub-processo de verificação dos resultados obtidos, garantindo um nível mínimo de performance do sistema, baseado na definição de uma função de qualidade. O sub-processo de adaptação do controlador, a partir da função de qualidade proposta, permite que o sistema altere o peso das regras de inferência maximizando a sua qualidade. No controle híbrido outras tecnologias são agregadas conforme a necessidade e intenção do projetista do controlador. Incluem-se as técnicas de controle moderno (PID por exemplo) e as técnicas de controle robusto (como redes neurais, algoritmos de aprendizagem, etc.).

As duas principais estratégias de controle nebuloso, consistem do trabalho de Mamdani e Assilian [28] e Mamdani [29] e de Takagi e Sugeno [30]. Nas próximas seções será dado especial atenção para o método de Mamdani e Assilian [28]. Maiores informações sobre o controle nebuloso podem ainda serem obtidas em Zadeh [31], Zimmermann [32], Takagi e Sugeno [30] e Tanaka e Sugeno [33] e Leonid [27].

3.4.1 Métodos de fuzificação

A fuzificação é a etapa na qual a entrada do controlador será convertida a partir de uma grandeza quantitativa para uma qualitativa (variável linguística fuzzy associada a um grau de pertinência). A fuzzificação pode ser entendida como uma conversão dos valores no universo real para as grandezas fuzzy, bastando aplicar cada uma das funções de pertinência associadas à variável em questão.

Para exemplificar com base na variável definida na figura 11, a temperatura de -10° C é considerada completamente muito fria ($\mu = 1, 0$) a 25°C será considerado morno ($\mu = 0, 5$) e frio ($\mu = 0, 3$) ao mesmo tempo. No entanto a 40°C é morno e quente ($\mu = 0, 8$) e 200°C não se enquadra em nenhum termo linguístico desta variável.

Figura 11 – Exemplo de um conjunto de classes nebulosas para representa uma escala de temperatura com alguns valores representados.



O peso ou a pertinência de cada termo, em sua respectiva classe, será importante durante a etapa de defuzificação, na qual, o valor de saída será obtido a partir das pertinências encontradas em cada termo avaliado.

A escolha das funções de pertinência dos seus parâmetros e ainda a qualificação das classes necessárias para mapear uma variável é um aspecto carente de discussões. Uma diretiva extraída de Leonid [27], estabelece que estas decisões sejam baseadas no conhecimento e coerência do analista a respeito do processo e para mapear todas as possíveis entradas para o processo de fuzzyficação.

3.4.2 Máquina de inferência

Resumidamente, é neste bloco que as *decisões* são tomadas. Mamdani e Assilian [28] foram os primeiros a descrever uma modelagem prática de um controlador fuzzy denominada Mamdani, em forma simples de inferência.

3.4.2.1 Regras de inferência

As regras de inferência de um controlador fuzzy são baseadas na estrutura se-então conforme proposto por Zadeh [31]. Outra denominação vastamente utilizada baseia-se na noção de termos

antecedente e termo consequente. O termo antecedente é a expressão que será julgada, e caso se torne verdadeira, a expressão consequente será avaliada. Neste caso diz-se que a regra foi $ativada^7$.

3.4.2.2 Inferência pelo método de Mamdani

Um exemplo simplório de uma regra de inferência pode ser enunciado como:

SE temperatura = muito baixa E temperatura desejada = muito alta

ENTÃO corrente deve ser muito positiva

Observa-se que a está completamente contida no universo Fuzzy, isto é, ela é definida de forma inteiramente linguística, em que o operador consegue descrever o comportamento e operação do sistema com grande facilidade. Este exemplo é conhecida na literatura como *regra tipo Mamdani*, porque foi o modelo utilizado por Mamdani e Assilian [28]. Após a inferência de todas as regras do sistema, é necessário o processo de *defuzzificação*, isto é, a conversão da saída no universo fuzzy para o universo real.

No processamento usando regras modeladas segundo o tipo Mamdani, após verificar as regras que foram ativadas deve ser feito o processo da inferência em termos de graus de pertinência. Para tanto pode-se usar o método **MAX-MIN** que é o mais aceito Zimmermann [34].

Na inferência pelo método **MAX-MIN** a pertinência da variável de saída é dada pelo *maior* valor de pertinência encontrado, entre as *menores* pertinências da variáveis de entrada para as regras que foram ativadas.

3.4.3 Métodos de defuzificação

Nesta etapa do processo, o controlador determina qual deve ser a saída do sistema em termos quantitativos a partir do resultado qualitativo produzido pela inferência. Esta avaliação considera as pertinências que foram obtidas nos processos anteriores. Existem várias estrategias para obter o valor mediante estes resultados. Um métodos vastamente utilizado é o método do **centro de gravidade** ou *centro de massa* [34]. Esta estratégia é simples e computacionamente leve, o que a torna ideal para aplicações com recursos limitados de processamento.

Na figura 12 está representado um exemplo de uma dada variável de saída do sistema. Considere que as áreas sombreadas são o nível de pertinência que cada termo está contribuindo para o valor final. Estas áreas sombreadas representam os termos consequentes das regras de inferência.

Segundo o método do centro de gravidade, o valor final que deverá ser efetivamente considerado como saída, é a ordenada do centróide da área sombreada. Este método pode ser representado

⁷ No inglês geralmente usa-se o termo *fired*.

Figura 12 – Exemplo de aplicação prática da defuzzificação. As áreas sombreadas representam a pertinência que cada termo contribui para a saída final.



por:

$$u_{COG} = \frac{\sum \mu_i \cdot f(i)}{\sum f(i)} \tag{3.28}$$

na qual μ_i representa o *i*-ézimo grau de pertinência, cujo valor da variável de saída está associado a função f(i). Na figura 12, o centro de gravidade está indicado por **CG** e sua ordenada é o ponto y_1 .

4 Instrumentação de controle

Neste capítulo será apresentado o dispositivo que foi desenvolvido nesta dissertação, sendo que:

- **na seção 4.1** será apresentado a estrutura geral do dispositivo, e sua estrutura fundamental de funcionamento;
- na seção 4.2 será apresentado e comentado cada um dos circuitos presentes do dispositivo;
- na seção 4.3 será apresentado a estrutura de software que foi desenvolvida para o Arduino bem como os principais algoritmos que foram implementados;
- na seção 4.6 está descrito a forma pela qual todo o sistema deve ser calibrado, tanto a partir dos ajustes no hardware do dispositivo, quanto nos parâmetros de calibração do software do Arduino; e
- a seção 4.7 contempla todos os procedimentos operacionais para uso do controlador do diodo laser.

4.1 Visão geral

O dispositivo de controle do diodo laser foi desenvolvido com base na premissa de ser simples e fácil de ser construído além de usar componentes que sejam facilmente acessíveis. Além disto ainda foi considerado a premissa do sistema permitir a leitura e armazenamento de todas as variáveis elétricas de interesse. Dito isto, pode-se perceber que o controlador possui a estrutura básica composta pelo diagrama de blocos da figura 13.

Toda a lógica de controle é operada pelo software previamente programado no Arduino Due (módulo contendo o microcontrolador responsável pelo controle do sistema - maiores informações na seção 4.2.1). Esta abordagem permite uma maior flexibilidade no aspecto funcional do controlador aproveitando a mesma estrutura eletrônica.

O dispositivo foi concebido para que o diodo laser, juntamente com reservatório térmico e a pastilha Peltier sejam montados de forma remota em uma mesa óptica, conforme a figura 14. Já a placa de controle principal deve ser instalada em um *rack* para equipamentos eletrônicos. A placa de controle principal pode ser observada na figura 15. A placa de suporte para o diodo laser na figura 16. Os principais dados técnicos podem ser obtidos na tabela 3.

4.2 Circuitos eletrônicos

Nesta seção, cada um dos circuitos eletrônicos serão apresentados com breves comentários acerca dos componentes que foram utilizados.



Figura 13 – Diagrama de blocos dos circuitos eletrônicos.

Quadro 3 – Principais características técnicas da instrumentação de controle do diodo laser.

Parâmetro	Valor
Tensão de alimentação do sistema	24 V
Tensão de alimentação do diodo	3,5 V a 23 V
Limite de corrente para o controlador do diodo laser	500 mA
Corrente máxima de operação recomendada	250 mA

Ao todo foram desenvolvidas duas placas de circuito impresso. A placa principal, a qual comporta a maioria dos componentes e pode ser vista da figura 15. A outra placa que foi desenvolvida é a placa de suporte para o diodo laser e para o sensor de temperatura do laser. Na figura 16 temos uma foto desta placa com um diodo laser já montado. Os demais componentes desta placa se limitam a uma proteção elétrica para o diodo e alguns capacitores de filtro para o sensor de temperatura.

Todos os circuitos eletrônicos bem como o desenho das placas de circuito impresso foram desenhados usando o software livre KiCad [35]. Ao longo desta seção serão apresentados trechos dos circuitos eletrônicos, porém nos apêndices A e B encontra-se os circuitos eletrônicos e o desenho das placas de circuito impresso respectivamente.

4.2.1 Arduino Due

O Arduino Due, consiste do microcontrolador ARM AT91SAM3X8E montado em uma placa com os circuitos eletrônicos mínimos para o seu pleno funcionamento. Dentre as várias características de interesse, as que foram determinantes para a escolha deste controlador, cabe ressaltar as



Figura 14 – Montagem do diodo laser com o reservatório térmico.

seguintes:

- processador com arquitetura de 32-bits ARM Cortex-M3 RISC;
- memória flash de 512kB disponível para o programa principal;
- memória SRAM de 96kB;
- clock de 84MHz;
- presença de 2 canais de conversão digital-analógica DAC com 12 bits de resolução; e
- presença de 12 canais de entrada analógica com 12 bits de resolução.

O processador de 32-bits com o clock de 84MHz permite um grande poder de processamento para aplicações de controle embarcado. Outro aspecto de grande interesse é a presença dos canais de convesão digital-analógica. Conversores DAC com alta resolução, são componentes de difícil acesso no mercado brasileiro, de forma que sua presença simplifica vários circuitos de controle os quais precisam de um sinal analógico. Outro aspecto relevante é o baixo custo deste Arduino e



Figura 15 – Placa principal contendo todos os circuitos e controle.

Figura 16 – Placa de suporte para o diodo laser e o sensor de temperatura LM35.



sua grande disponibilidade o que entra em consonância com as diretrizes deste projeto. Maiores informações acerca deste dispositivo podem ser obtidas em Atmel [36] e Arduino [37].

4.2.2 Circuito de controle para o diodo laser

O controle do diodo laser pode ser sintetizado no diagrama 17. Este módulo contém os seguintes sub-sistemas:

- 1. relê para ligar a alimentação do circuito
- 2. proteção contra sobre-corrente por meio de fusível

- 3. regulador de tensão com ajuste de máximo e retardo na alimentação¹
- 4. proteção de curto-circuito entre ânodo e cátodo
- 5. diferenciador e condicionamento de sinal para monitoramento da diferença de potencial do diodo laser
- 6. resistor shunt para medição de corrente com circuito de condicionamento de sinal
- 7. mosfet para controle da corrente com circuitos de condicionamento de sinal

a seguir será detalhado cada um destes sub-sistemas.

Figura 17 – Diagrama de blocos para o controle do diodo laser.



4.2.2.1 Relê de alimentação do circuito e proteção por fusível

Para que o sistema possa controlar de forma segura quando o laser possa ser acionado, foi instalado um relê para alimentar o circuito de potência do diodo laser conforme ilustrado na

¹ Este retardo também é conhecido como *slow-turn-on* refere-se a um circuito que faz com que a alimentação seja regulada em rampa. Esta abordagem evita que transientes da comutação do relê sejam repassados para o diodo.

figura 18. A alimentação passa pelo terminal normal aberto, por questões de segurança. Ainda nesta figura é possível observar que está previsto um fusível para proteção contra sobre-corrente.

4.2.2.2 Regulador de tensão

O regulador de tensão do diodo laser, ilustrado na figura 18 possui várias funções. Sua função básica é limitar a tensão de alimentação do diodo a um nível que seja seguro. Através de RV2, é possível ajustar a maior tensão que poderá ser aplicada ao diodo. Esta tensão pode ser monitorada através do ponto TP10. Além disto esta tensão também é monitorada pelo Arduino através do sinal VCC_LD_SENSE.

Figura 18 – Regulador de tensão para o diodo laser. Este regulador possui proteção térmica, e retardo na alimentação para proteção contra transientes da fonte.



O regulador é baseado no circuito integrado LM317, o qual é um regulador de tensão de comprovada eficiência [38], com proteção interna contra sobre-corrente², e proteção térmica.

Foi montado neste circuito através de Q11, R46 e C27 um circuito de retardo RC, para suprimir quaisquer transientes que porventura possam vir oriundos da comutação do relê de proteção. O tempo de retardo é da ordem de 0,03 s. Este circuito conta ainda com o led D14 para indicar que a alimentação do laser está habilitada ou não. Este retorno visual pode ser removido através do *jumper JP7*.

² A proteção de corrente do LM317 usado é da ordem de 1,5 A a qual excede a faixa de operação do sistema.

4.2.2.3 Proteção de curto-circuito

A fim de evitar a ocorrência de tensão reversa no diodo laser, seja por ação de alguma energia induzida pelos cabos, seja pelo manuseio dos cabos, foi incluído uma proteção que curto-circuita os terminais do diodo laser, conforme circuito da figura 19.

Figura 19 – Circuito do relê de proteção para curto-circuito do diodo laser.



Quando o sistema estiver deligado, o relê K2 garante que os terminais do diodo laser estejam em curto. Com isto, qualquer tensão que seja induzida nos cabos, não irá conseguir produzir uma corrente reversa (o que é nociva ao laser). Para entrar em operação esta proteção deve ser a primeira a ser desligada pelo sistema. Note que desligar esta proteção implica em manter o relê energizado.

4.2.2.4 Medição da diferença de potencial do diodo laser

Para que o Arduino possa monitorar constantemente a diferença de potencial do diodo laser, foi criado o circuito da figura 20. Este circuito conta com o amplificador operacional U16A/B operando como buffer de alta impedância de entrada. Os diodos D16 e D17 funcionam como limitadores de tensão de entrada.

O circuito U17A, junto com os resistores R53, R54, R55, e R56 operam como diferenciador das tensões do ânodo e do cátodo do diodo. Os resistores R57, R58 e o resistor de ajuste RV3, formam um divisor de tensão, para o ajuste da escala de leitura conversor analógico-digital. Através de RV3 é possível ajustar o ganho do sinal que será conduzido ao módulo de conversão ADC. O circuito U17B opera apenas como *buffer*, para evitar perdas de sinal e garantir o casamento de impedâncias entre estágios.



Figura 20 – Circuito para buffer e condicionamento de sinal para medida da diferença de potencial do diodo laser.

4.2.2.5 Circuito de controle do diodo

O controle do diodo laser é realizado por meio do $mosfet BS170^3$ em Q13 e Q14 da figura 21. Foram usados mosfet's em paralelo para haver a divisão da corrente e consequentemente menor aquecimento em cada mosfet, reduzindo assim os efeitos da temperatura na curva de resposta do sistema.

Através dos circuitos U21A/B temos o controle de offset do sinal de controle do laser. O sinal de offset é baseado na tensão de referência do sistema que está sintonizada em torno de 2,500 V⁴. Através de RV5 pode-se ajustar o offset do sinal do laser, procedimento este que será detalhado nos procedimentos de calibração do sistema - ver seção: 4.6.

Foi empregado ainda o amplificador operacional de precisão e baixo ruído MCP609⁵, para as demais operações de ajuste do sinal. Em U20D temos um *buffer* para o sinal de controle oriundo do Arduino. Através de RV4 é possível ajustar o ganho do sinal de controle do diodo. O circuito U20C está configurado como somador ponderado, do sinal de offset, do sinal de controle e do sinal de corrente no diodo - para desta forma fazer uma compensação direta e analógica da corrente aplicada ao diodo laser. Desta forma o diodo irá operar em regime de corrente constante, cujo valor da corrente é diretamente proporcional ao valor do sinal de entrada - respeitando os ajustes

³ O BS170, não é facilmente encontrado no mercado brasileiro porém existe o 2N7000 que pode ser empregado em substituição deste. Seu comportamento é totalmente equivalente, com a única perda na faixa de operação, em termos de corrente máxima a ser regulada. Na condição de usar este componente, uma nova calibração do sistema deve ser realizada.

⁴ A tensão de referência conforme já foi mencionado, pode ser ajustada numa faixa bem estreita de valores.

⁵ O amplificador operacional quadruplo MCP609, não é facilmente encontrado no mercado brasileiro, porém o amplificador LM324, o é. O LM324 pode ser empregado em substituição direta sob a pena de perder resolução e sensibilidade nos circuitos envolvidos.



Figura 21 – Circuito de controle da corrente do diodo laser. Também nesta figura, os circuitos de ajuste de ganho e offset do sinal de entrada.

de ganho e offset que já foram discutidos.

Ainda na figura 21, temos o resistor R60 operando como resistor *shunt* para monitoramento da corrente no diodo laser. Através de U20B temos um primeiro estágio de amplificação do sinal de corrente. Após este estágio, o sinal será incluído na soma ponderada do amplificador operacional de controle do diodo laser. Um segundo estágio de amplificação em U20A possibilita uma maior resolução de leitura da corrente do diodo laser.

4.2.2.6 Conversão analógica-digital

A diferença de potencial e a corrente do diodo laser são digitalizadas por meios do conversor analógico-digital MCP3201, conforme ilustrado na figura 22. Em U18A, temos um buffer para a tensão de referência do sistema. Já em U18B temos um filtro passa-baixa sintonizado em $\approx 159 \text{ Hz}$ com proteção de sobre-tensão através do diodo D18. Este filtro visa remover as componentes de alta frequência do sinal, sendo desta forma um filtro anti-aliasing. O circuito desta figura é identico para a conversão da queda de tensão e do sinal de corrente do diodo laser.

O convesor analógico-digital externo MCP3201 possui resolução de 12 bits, o que gera como consequência uma resolução da ordem de 0, 48 mV/bin. O valor digitalizado é lido pelo Arduino através do protocolo de comunicação SPI⁶.

⁶ SPI - Serial Peripherical Interface - é um protocolo de comunicação serial utilizado vastamente entre microcontroladores. Geralmente dispositivos SPI possuem uma camada de hardware para o suporte nativo a comunicação neste protocolo - este é o caso do Arduino Due e do MCP3201.

Figura 22 – Circuito de conversão analógica-digital típico para o monitoramento da queda de tensão e corrente elétrica no diodo laser.



4.2.3 Circuito de proteção remota para o diodo laser

A placa de suporte para o diodo laser, conta com o diodo 1N5711 para proteção contra tensão reversa. O 1N5711 é um diodo Schottky de baixa tensão de condução (da ordem de 0, 41 V) e tempo de comutação ultra-rápida, da ordem de 100 ps. Ele foi escolhido justamente para garantir uma condução reversa mais rápida do que o tempo necessário para causar algum dano ao diodo laser⁷. O capacitor C2 está presente apenas para fins de redução de transientes que por ventura venham a ser captados pelos cabos de ligação com a placa principal.

Figura 23 – Circuito de proteção remota e monitoramento de temperatura do diodo laser



4.2.4 Circuito de controle da pastilha Peltier

Para o controle da pastilha Peltier, foi empregado o controle linear em detrimento do controle chaveado, isto é, a pastilha é controlada através da variação da tensão de alimentação - e

⁷ Segundo Schulz Hanna [39], o tempo de comutação do diodo de proteção para diodos lasers que operam no espectro visível, deve ser < 1 ns</p>

consequente variação da corrente elétrica. O controle chaveado, apesar de possuir comprovada eficiência energética [40] sobre o controle linear, apresenta dois aspectos negativos para este sistema: 1°: a frequência de chaveamento necessária para não comprometer a vida útil da pastilha de acordo com Tellurex [40] deve ser superior a 1 MHz para evitar estresse térmico na pastilha. Esta faixa de frequência não é facilmente alcançada com o Arduino, apesar de ser possível⁸; 2°: o controle da pastilha em modo de chaveamento pode induzir interferência de alta frequência no circuito de controle do diodo laser. Por questões práticas ambos circuitos não são fisicamente separados.



Figura 24 – Circuito de controle da corrente elétrica da pastilha Peltier

Feito estas considerações, encontramos na figura 24 o circuito de regulagem da tensão conforme o nível desejado pelo Arduino Due. A regulagem propriamente dita, é feita pelo reguador LM317, porém o transistor Q9 cumpre o papel de potência neste circuito. Este transistor - Q9 - é montado em dissipador de calor separado da placa principal em virtude do seu aquecimento conforme ilustrado na figura 25. Por questões de segurança, neste circuito ainda é previsto um fusível para 3 A - a corrente operacional máxima da pastilha Peltier em uso é 2 A. As trilhas da placa de circuito impresso foram projetadas para trabalhar com uma corrente de 5 A.

Já no apêndice A.5 temos o circuito de chaveamento para fazer a inversão do sentido da corrente e desta forma possibilitar aquecimento ou resfriamento. O chaveamento é realizado por meio de *mosfet's* polarizados em corte e saturação. Ainda neste circuito é possível notar a presenta do circuito integrado ACS712, identificado por U7. Este circuito integrado monitora a corrente elétrica por meio do efeito Hall⁹ e seu monitoramento é realizado por questões de segurança

⁸ Apenas para referência, a frequência padrão do sinal chaveado (PWM) do Arduino é de 1 kHz.

⁹ O efeito Hall está relacionado ao surgimento de uma diferença de potencial em um condutor transversal a um fluxo magnético. Por meio deste efeito é possível medir a intensidade de campos magnéticos, medindo a



Figura 25 – Transistor de potência instalado em dissipador dedicado.

apenas. Dado a elevada corrente por este circuito, foi optado o uso deste sensor em detrimento do uso de resistor *shunt*. A sensibilidade deste sensor é da ordem de 185 mV/A.

4.2.5 Sensor de temperatura ambiente

O sensor de temperatura ambiente consiste de um circuito integrado LM-35 fabricado pela Texas Instruments o qual é conectado de acordo com o circuito da figura 26a. Neste circuito temos o capacitor C23 empregado para fins de filtragem, enquanto que R43 e C24 formam um filtro RC para melhorar a resposta capacitiva do sensor.

O LM35 é um sensor de temperatura calibrado na escala Celsius em nível de $waffer^{10}$. As principais especificações técnicas do LM35 foram extraídas do *datasheet* [41] e estão relacionadas na tabela 4.

Na figura 26b temos o circuito usado como buffer para o sinal analógico da temperatura ambiente. Um filtro passa-baixa sintonizado em $\approx 159 \text{ Hz}$ formado por R79 e C46, permite uma certa imunidade a ruídos de alta frequência. O diodo D24 está presente para limitar a tensão de saída em 3,3 V que é o nível máximo do ADC do Arduino Due - responsável pela leitura deste sinal de temperatura. O amplificador operacional MCP609 está configurado como seguidor de tensão apenas para fazer a conversão de impedâncias.

diferença de potencial que surge no elemento em que é observado este fenômeno. Como a passagem de uma corrente elétrica provoca um campo magnético, por meio deste efeito, é possível medir a corrente elétrica em um dado condutor.

¹⁰ Em nível de *waffer* refere-se ao processo de calibração do circuito integrado através do corte a laser enquanto o circuito está sem a proteção plástica do encapsulamento.

Parâmetro	Valor
Ganho	$10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
Faixa de operação	$2^{\circ}\mathrm{C}$ a $150^{\circ}\mathrm{C}$
Acurácia	$\pm 0,5^{\circ}\mathrm{C}$ a $25^{\circ}\mathrm{C}$
Não-linearidade	$\pm 0,2^{\circ}\mathrm{C}$
Estabilidade de longo termo	$\pm 0,08^{\circ}\mathrm{C}$
Tensão de operação	$4 \mathrm{~a} \mathrm{~} 30 \mathrm{~V}$

Quadro 4 – Principais características técnicas do LM-35-DZ

Figura 26 – Circuito do sensor de temperatura ambiente com o buffer do sinal.



4.2.6 Sensor de temperatura do diodo laser

O sensor de temperatura do diodo laser consiste do mesmo sensor LM-35 que foi empregado no monitoramento da temperatura ambiente. O circuito e completamente análogo, com a única diferença de que o sensor propriamente e os outros componentes do circuito da figura 26a estão montados junto do diodo laser. O circuito de buffer do sinal é idêntico ao mostrado na figura 26b.

4.2.7 Referência de tensão

Um circuito gerador de tensão de referência de 2.500 V com compensação de temperatura foi implementado conforme a figura 27. Este circuito conta com uma fonte de corrente programável através do circuito LM334 e do diodo zenner LM336-2.5, ajustado para 2.5 V. Os diodos D3 e D4 promovem uma compensação de temperatura, enquanto que o trimpot RV1 permite um ajuste fino da tensão de referência. Os demais componentes deste circuito compõem um buffer de tensão, por meio do amplificador operacional OP-07, para garantir a estabilidade geral do sinal de referência. Este buffer consiste de um circuito composto por um amplificador operacional configurado como seguidor de tensão com uma entrada de alta impedância e saída de baixa impedância. Este amplificador operacional possui uma tensão de offset nominal de 25μ V, o que garante um sinal de referência coerente com a resolução dos demais circuitos.

A tensão de referência gerada neste circuito é empregada como referência para conversores analógico-digital - ADC - no monitoramento da corrente e da queda de tensão no diodo laser, e ainda como referência de offset para o sinal de controle do laser. Figura 27 – Circuito gerador de tensão de referência de 2.500 V. Esta tensão é empregada como valor de referência para os conversores analógico-digital. O diodo zenner LM336-2.5V possui um ponto para ajuste fino da tensão de referência; o LM334 é responsável por fornecer uma corrente constante para o diodo zenner LM336; e o OP-07 funciona como um buffer de corrente para a tensão de referência.



4.2.8 Controle de ventiladores

A placa principal contém dois canais para o controle de ventiladores de refrigeração do sistema. Um para o reservatório térmico da pastilha Peltier e outro para refrigeração geral dos dissipadores de calor da placa principal. Na figura 28 temos o circuito típico para o acionamento destes ventiladores. O acionamento e realizado a partir do *mosfet* IRF540, aqui configurado para trabalhar em corte ou saturação.

Figura 28 – Circuito de acionamento dos ventiladores.



4.2.9 LEDs de status

A placa principal contém 4 leds indicadores de estado. Cada um deles é ligado ao Arduino através de um buffer composto pelo amplificador operacional LM358, conforme a figura 29. Cada led possui ainda uma saída auxiliar em paralelo para ligação de outro led no painel do controlador.

Figura 29 – Circuito típico para o buffer dos leds de estado do sistema.



Cada um dos 4 leds indicam uma condição interna do sistema:

led D7 - ERROR

em condições normais de operação, este led deve piscar a cada segundo. Caso haja alguma atraso na rotina operacional o intervalo de 1 segundo poderá ser maior, isto pode ocorrer em especial ao conectar/desconectar o cartão SD para log, porém logo em seguida ele deve voltar para o intervalo normal a cada segundo. Caso ocorra algum erro interno este led irá piscar de 3 a 6 vezes rapidamente a cada 2 segundos, conforme o erro ocorrido¹¹.

led D8 - TEC ON

este led ficará acesso todas as vezes que a pastilha de controle da temperatura estiver ligada, seja para aquecimento, ou para resfriamento.

led D9 - LD READY

este led irá acender para indicar que o diodo laser está pronto para ser acionado. Caso algum dos requisitos internos de segurança do laser não for cumprido, este led irá apagar.

led D10 - LD ON

este led ficará aceso todas as vezes que o diodo laser estiver acionado.

4.2.10 Canais de comunicação

O canal de comunicação principal do sistema é atavés da porta de programação do Arduino Due via comunicação serial com *baud-rate* = 115200. Através deste canal, por intermédio de troca de comandos todo o dispositivo pode ser controlado e calibrado.

¹¹ Consulte o código-fonte para compreender o significado de cada um destes comportamentos de falha que geram o sinal de 3 a 6 piscadas rápidas.

A placa principal conta ainda com um acesso para comunicação serial independente do canal principal. Esta conexão é reservada para uso futuro, com a montagem de módulo para controle via internet, ou mesmo para montagem de módulo de controle local através de alguma interface homem-máquina.

4.2.11 Cartão SD

A placa é equipada com um módulo de comunicação com cartão SD. Este cartão destina-se a armazenar log de todas as variáveis internas do controlador, caso o usuário deseje. Através deste recurso é possível fazer a aquisição e acompanhamento de todos os dados e grandezas internas do sistema. A programação padrão determina que as variáveis serão gravadas no cartão a uma taxa de 4 Hz.

4.2.12 Relógio de tempo real - RTC

Um módulo contendo um relógio de tempo real é empregado para que o sistema de log de arquivos possa ser organizado por data. Com a presença do RTC nos arquivos de log, cada entrada é gravada com uma estampa de data e hora.

4.2.13 Memória EEPROM

Os parâmetros de calibração das variáveis de entrada, bem como alguns parâmetros de sintonia do controlador PID são armazenados em memória EEPROM externa.

4.2.14 Demais circuitos

Além dos circuitos aqui comentados, a placa principal conta ainda com circuitos reguladores de tensão em 12 V = 5 V. Apesar de omitidos neste detalhamento, no apêndice A encontra-se o esquema eletrônico na íntegra de todos os circuitos do projeto.

4.3 Software de controle

O software de controle do Arduino Due, foi implementado em C/C++ usando como base as bibliotecas padrão do Arduino Due [37] e o sistema operacional de tempo real FreeRTOS na versão 8.2.3.[42] A biblioteca eFLL (Embedded Fuzzy Logic Library) [43] permitiu que a implementação do controle Fuzzy fosse possível ao possibilitar a manipulação otimizada das variáveis nebulosas no Arduino Due.

Graças a plataforma fornecida pelo FreeRTOS, o sistema de controle possui uma estrutura multitarefa a qual foi explorada para permitir certa independência de vários processos internos. São ao todo, 14 tarefas:

bootSystem responsável por fazer as verificações iniciais do sistema, bem como carregar todas as outras tarefas. Esta tarefa é responsável ainda por carregar todos os

dados de calibração dos sensores do sistema. Após todo o processo de inicialização do sistema ser completado, esta tarefa deixa de existir.

- blinkLed esta tarefa possui a única função de fazer o led de estado ERROR piscar a cada segundo. Ela possui prioridade de execução mais baixa que o sistema permite, desta forma caso o sistema apresente algum mal-funcionamento, o intervalo será alterado.
- syncRTC responsável por garantir a sincronia entre os relógios de tempo real externo e interno do Arduino. O relógio interno não possui acurácia nem retenção de dados garantida, porém sua eficiência na comunicação e maior que o relógio de tempo real externo. Por meio desta tarefa, o relógio interno é sincronizado automaticamente com o relógio externo a cada intervalo de tempo pré-determinado.
- modSerial módulo de gerenciamento da comunicação serial. Todos os comandos de entrada e toda informação que é enviada pela porta serial é gerenciada por este módulo. Dentro de suas atribuições está o gerenciamento de memória provisória para armazenar comandos e detectar quando um determinado comando é recebido pela porta de comunicação.
- modParsemódulo responsável por fazer a interpretação dos comandos recebidos e comu-
nicar a tarefa responsável por determinado comando.
- calibration módulo responsável por fazer a leitura e gravação dos dados de calibração dos sensores na memória EEPROM. Por meio dele é que deve ser feito todos os ajustes de ca -libração via software do sistema.
- **readHardware** tarefa responsável por fazer a leitura de todos os sensores do sistema e armazenar seus valores no banco de variáveis interno.
- **statControl** realiza o monitoramento de estabilidade e detecção de estado estacionário da temperatura ambiente e do diodo laser e da tensão de alimentação do diodo laser.
- fan módulo para controle dos ventiladores de arrefecimento do sistema.
- **TECcontrol** módulo que faz o controle direto do hardware inerente à pastilha Peltier. Neste módulo está implementado além das rotinas básicas de controle, diversas proteções do sistema, como excesso de corrente na pastilha, limite máximo de temperatura operacional e limite máximo de corrente para aquecimento e para resfriamento do sistema.
- LDcontrol módulo de controle básico do diodo laser. As rotinas de ligar e desligar as proteções de curto-circuito do diodo laser e de acionamento da alimentação são realizadas por este módulo.

- sdLog módulo responsável por gravar todas as variáveis internas do sistema em arquivo de log em cartão SD. Além disso ele também é responsável pelas rotinas de remoção segura do cartão e criação de novos arquivos de log. Ao iniciar um arquivo de log, esta tarefa, cria uma nova sub-tarefa para fazer a gravação do arquivo propriamente dita, enquanto que esta tarefa continua monitorando os comandos do usuário. Desta forma a taxa de gravação das informações no arquivo não fica prejudicada.
- pidControl módulo responsável pelo controle PID das malhas de controle da pastilha Peltier e do diodo laser. Quando uma malha de controle PID é ativada, este módulo cria uma nova tarefa para cuidar exclusivamente do controle, enquanto que esta tarefa continua monitorando e cuidando dos comandos recebidos do usuário.
- fuzzyControl módulo responsável pelo controle Fuzzy da malha de controle da temperatura. Quando uma malha de controle Fuzzy é ativada, este módulo cria uma nova tarefa para cuidar exclusivamente do controle, enquanto que esta tarefa continua monitorando e cuidando dos comandos recebidos do usuário.

4.3.1 Sistema operacional

O FreeRTOS é um sistema operacional de tempo real, com iniciativa de código aberto, voltado especialmente para microcontroladores. Um sistema de tempo real significa que este sistema irá operar de forma determinística. Isto implica que as tarefas são executadas dentro do intervalo de tempo que foi programado para elas com um certo nível de *certeza* que a tarefa será executada. Por exemplo, se uma dada tarefa for programada para ser executada a cada 1000 milissegundos, esta tarefa será executada, a não ser que ocorra o bloqueio do sistema por alguma tarefa com erro de programação.

Existem vários outros sistemas operacionais para microcontroladores com o apelo de serem de tempo real, mas o FreeRTOS foi escolhido por possuir código aberto sendo livre para uso e com ampla documentação disponível.

4.3.2 Algoritmo SSD - Stationary State Detector

Para que o sistema possa saber o momento em que a temperatura se encontra em um estado estacionário, foi empregado um algoritmo SSD - *Stationary State Detector* (numa tradução livre: detector de estado estacionário). O algortimo empregado foi baseado no trabalho de Rhinehart [44], artigo o qual pode ser obtida toda a demonstração do algoritmo aqui apresentado além de extensa revisão bibliográfica de métodos análogos.

O método proposto por Rhinehart consiste filtrar os valores medidos, no caso a temperatura do diodo laser, e depois medir a variância usando dois métodos. Em ambos métodos a variância é medida de forma discreta, sempre com base no ponto atual e no ponto anterior, este método está amplamente discutido e demonstrado em [44]. Para a primeira medida de variância, os valores

são *filtrados*, através da aplicação de um fator λ_1 por meio da equação 4.1 para estimar um valor médio do sinal. Nesta equação $X_{f,i}$ representa o *i*-ésimo valor filtrado; X_i , o *i*-ésimo valor do processo; e $X_{f,i-1}$ o valor filtrado anterior (i-1).

$$X_{f,i} = \lambda_1 X_i + (1 - \lambda_1) X_{f,i-1}$$
(4.1)

Uma vez que os dados estejam filtrados, a 1^a variância $\nu_{f,i}^2$ é determinada por meio da equação 4.2, na qual λ_2 representa outro fator de ponderação para o filtro; e $\nu_{f,i-1}^2$ representa a variância medida no instante i - 1.

$$\nu_{f,i}^2 = \lambda \left(X_i - X_{f,i-1} \right)^2 + (1 - \lambda_2) \nu_{f,i-1}^2 \tag{4.2}$$

A 2^a variância $\delta_{f,i}^2$ é medida a partir dos valores do sinal sem serem filtrados, por meio da equação 4.3, onde λ_3 representa outro fator de ponderação dos valores; e $\delta_{f,i-1}^2$ é a variância determinada por este 2^o método no instante i - 1.

$$\delta_{f,i}^2 = \lambda_3 \left(X_i - X_{i-1} \right)^2 + (1 - \lambda_3) \,\delta_{f,i-1}^2 \tag{4.3}$$

Uma vez determinado a variância do sinal pelos dois métodos decritos, o método proposto por Rhinehart [44] determina a razão entre variâncias R no tempo discreto, de acordo com:

$$R = (2 - \lambda_1) \frac{\nu_{f,i}^2}{\delta_{f,i}^2},\tag{4.4}$$

na qual λ_1 representa mais um fator de filtro. Quando o sistema se encontra no estado estacionário, o valor $R \to 1$, haja visto que o valor médio do sinal tende a possuir a mesma inclinação que sua linha de tendência. Porém quando o sistema está em algum estado não-estacionário, sua média não tende na mesma direção de sua linha de tendência, o que faz com que o valor de $R \to \infty$.

Por meio da comparação direta do valor R é possível determinar um nível R_{th} em que o sistema possa ser considerado estacionário / *estável*, quer dizer: $R < R_{th}$. Na prática, o sistema permite que este valor R_{th} seja configurado em tempo de execução, apesar de possuir um valor padrão pré-configurado.

Os fatores λ_1 , λ_2 e λ_3 , podem ser determinados por meio estatístico, esforço o qual não compete a este trabalho. Invés disto foram considerados os valores sugeridos por Rhinehart [44], os quais são: $\lambda_1 = 0, 2$ e $\lambda_2 = \lambda_3 = 0, 1$.

4.3.3 Estrutura de calibração das variáveis

O sistema desenvolvimento trata de fazer a aquisição das se quintes grandezas externas:

- 1. Corrente elétrica no diodo laser;
- 2. Queda de tensão no diodo laser;

- 3. Tensão de alimentação disponível para o diodo laser;
- 4. Corrente elétrica na pastilha Peltier;
- 5. Temperatura ambiente, e
- 6. Temperatura na pastilha Peltier / diodo laser.

A corrente elétrica e a queda de tensão no diodo laser são adquiridas por meio de conversores analógico-digital, ADCs, externos (veja seção 4.2.2 para maiores informações), já as demais grandezas foram adquiridas por meio dos ADCs internos do Arduino. Porém todas estas variáveis passam pelo mesmo processo de cálculo. Por meio destas funções é possível realizar uma calibração via *software*.

Para cada variável existem os seguintes parâmetros de configuração:

i. P1 - ALPHA ii. P2 - BETA iii. P3 - ERR GAIN iv. P4 - ERR OFFSET v. P5 - VREF vi. P6 - No DEC vii. P7 - MEDIA

Todos estes parâmetros são armazenados na memória EEPROM dos sistema. Durante o processo de inicialização, estes parâmetros são carregados.

O processo de calibração via *software* consiste de 5 etapas: filtro mediano, conversão para tensão, correção do erro de não-linearidade e *offset* do ADC, a calibração específica da aplicação da variável e um ajuste de arredondamento decimal da grandeza.

4.3.3.1 Filtro Mediano

No filtro mediano é realizado um cálculo de média aritmética simples, conforme a equação 4.5, em que V_A representa o valor de saída deste filtro; (P7-MEDIA) representa a quantidade de amostras que serão computadas para a determinação da média simples; e V_i^{raw} representa o valor lido diretamente pelo ADC, sem nenhuma conversão realizada. O parâmetro (P7-MEDIA) é um parâmetro que pode ser alterado pelo usuário por meio de comandos próprios. Cada var

$$V_A = \sum_{i=0}^{(\text{P7-MEDIA})} V_i^{raw}$$
(4.5)

4.3.3.2 Conversão para tensão

Uma vez obtido o valor convertido pelo ADC, V_A , é realizado uma conversão para tensão. V_B representa o valor em *Volts* lido pelo ADC. Este valor é obtido por meio da equação 4.6, na qual o valor 12 representa o número de *bits* de resolução dos conversores ADC. O parâmetro (P5-VREF) é individual para cada grandeza monitorada pelo sistema. Com isto é possível que

os conversores externos trabalhem com tensões de referência diferentes da tensão de referência interna do Arduino.

$$V_B = V_A \cdot \frac{(P5 - VREF)}{2^{12} - 1} \tag{4.6}$$

4.3.3.3 Correção do erro de não-linearidade e offset do ADC

Após ser determinado o valor de tensão convertido pelo ADC, é realizado uma correção devida aos erros de não-linearidade e offset do ADC, de forma individual. O valor corrigido V_C é obtido por meio da equação 4.7. Os parâmetros (P3-ErrGain) e (P4-ErrOffset) são obtidos por meio de medidas estatísticas da reta de tendência do erro entre o valor lido pelo sistema e algum sistema de medição externa, que esteja devidamente calibrado.

$$V_C = \frac{V_B + (P4-ErrOffset)}{1 + (P3-ErrGain)}$$
(4.7)

4.3.3.4 Calibração da aplicação da variável

Uma vez, disponível a tensão já corrigida do sistema, é realizado um ajuste simples de ganho e de offset por meio da equação 4.8 de forma a ajustar a grandeza da variável de forma conveniente.

$$V_D = V_C \cdot (\text{P1-ALPHA}) + (\text{P2-BETA}) \tag{4.8}$$

Com este estágio é possível, por exemplo, fazer o ajuste de ganho requerido pelo sensor de temperatura LM35, para que o valor lido pelo ADC seja *convertido* para a escala de temperatura do sensor.

4.3.3.5 Ajuste de arredondamento

Por fim, é realizado um arredondamento decimal para simplificações de cálculos posteriores no sistema. Este arredondamento visa promover uma economia de memória para as variáveis que foram computadas. Por meio do parâmetro (P6-NoDec) é possível definir com quantas casas decimais a grandeza será representada ao longo de todo o sistema.

4.4 Controlador PID

O controlador PID implementado, possui a malha de controle ilustrada na figura 3.2.1. A variável de entrada do bloco de controle é o erro entre a temperatura medida PV no reservatório térmico e a referência desejada do sistema SP. A função de transferência do controlador PID é dada pela equação 4.9, na qual e(k) = SP - PV; k_p , $k_i \in k_d$ são os fatores proporcional, integral e derivativo, respectivamente.

$$y(k) = k_p \cdot e(k) + k_i \cdot \int e(k) + k_d \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}} e(k)$$
(4.9)





A saída y(k) representa o nível de corrente elétrica que será aplicado à pastilha Peltier. A esta saída será aplicado os parâmetros de restrição de saída mínimo e máximo, conforme 4.10.

$$FV = \begin{cases} \text{uplim} & y(k) \ge \text{uplim} \\ \text{dwlim} & y(k) \le \text{dwlim} \\ y(k) & \text{c.c.} \end{cases}$$
(4.10)

O operador do sistema possui em qualquer momento a liberdade de ajustar os parâmetros do controlador PID $(k_p, k_i, e k_d)$ e os limites superior e inferior do nível de saída (uplim e dwlim).

4.5 Controlador Fuzzy

O controlador Fuzzy que foi implementado, foi baseado do tipo II do controlador proposto por Lee [45]. Este controlador consiste de um controlador proporcional-integral Fuzzy com amortecimento. Na figura 31 tem-se esta malha de controle. Ela possui 3 blocos essenciais: malha principal, bloco integrador e cálculo do fator de amortecimento. A primeira máquina de inferência é responsável por determinar qual a variação no sinal de controle da pastilha Peltier a partir do erro e(k) e da derivada do erro no tempo $\frac{d}{dt}e(k)$.

Já a segunda malha determina o fator de amortecimento r, a partir do erro e(k) e do último nível de saída aplicado ao sistema u(k-1). Nas figuras 32, 33 e 34 tem-se as funções de pertinência das variáveis de entrada, saída e as regras de inferência. Nas funções de pertinência Foram empregadas funções triangulares em função da simplicidade computacional. As regras de inferência são todas do tipo Mamdani, com o termo antecedente composto de duas avaliações lógicas.

O sinal de saída é dado pela função da equação 4.11, na qual, ΔU representa a varição necessária que foi computada pela máquina de inferência principal; r o parâmetro de amortecimento, determinado pela máquina de inferência 2; e p é um parâmetro que dá forma ao amortecimento aplicado ao sistema. De acordo com orientações de Lee [45], foram utilizados em todos os testes p = 1.5. Foram usados ainda 4 parâmetros de escala: S_e , S_{de} , S_u e S_{uk} . S_e e S_{de} representam a



Figura 31 – Malha de controle Fuzzy-PI para a temperatura no diodo laser.

Figura 32 – Funções de pertinência das variáveis de entrada das máquinas de inferência



Figura 33 – Funções de pertinência das variáveis de saída das máquinas de inferência



escala do erro e da derivada do erro respectivamente, S_u representa a escala de saída para Δu e S_{uk} o parâmetro de escala para a entrada de u(k-1) na máquina de inferência 2. O operador do sistema pode a qualquer momento alterar qualquer um destes parâmetros. É possível ainda desligar o sistema de amortecimento, condição na qual o controlador irá funcionar como um controlador proporcional-integral simples.

$$FV = u(k) = \Delta u + (1 - r^p)u(k - 1)$$
(4.11)

4.6 Procedimentos de calibração e configuração do sistema

Antes do sistema estar apto a pelo funcionamento é necessário cumprir alguns procedimentos de calibração. Este processo de calibração requer que seja usado algum instrumento externo.

$\frac{d}{dt}e(k)$	NB	NM	NS	ZE	PS	РМ	РВ
NB	NB	NB	NB	NM	NS	NS	ZE
NM	NB	NM	NM	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NM	NS	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PS	PM	ΡВ
РМ	NS	ZE	PS	РМ	PM	PM	ΡВ
PB	ZE	PS	PS	РМ	РВ	РВ	ΡВ

Figura 34 – Regras de inferência

e(k) u(k)	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NR	VB	CR	CR	CR	CR	CR
NM	NR	NR	BR	CR	CR	CR	CR
NS	NR	NR	SR	SR	NR	CR	CR
ZE	NR						
PS	CR	CR	NR	SR	SR	NR	NR
РМ	CR	CR	CR	CR	BR	vs	NR
PB	CR	CR	CR	CR	CR	VB	NR

(a) Regras da máquina de inferência 1 - determinação do valor de Δu .

(b) Regras da máquina de inferência 2 - determinação do parâmetro r.

Para tanto foi empregado o **Analog Discovery 2** [46]. Este instrumento possui dentre outras funções, um sistema de aquisição de dados devidamente calibrado de fábrica.

4.6.1 Calibração da tensão de referência

O circuito de referência de tensão ilustrado na figura 27, possui a finalidade de proporcionar uma referência de 2.5V. Esta tensão deve ser calibrada por meio do ajuste do resistor variável RV1. Com auxílio do voltímetro do Analog Discovery 2, foi realizado a medição da tensão de referência na tomada de teste TP5.

4.6.2 Tensão de alimentação do diodo

Para a calibração dos circuitos de controle do diodo laser, foi empregado um circuito composto por leds e diodos retificadores para simular o comportamento elétrico do diodo laser. Desta forma é possível fazer os ajustes sem correr riscos de danificar algum diodo laser. Na figura 35 é possível observar o circuito simulador que foi empregado para tal.

Figura 35 – Circuito empregado para a simulação elétrica do diodo las
er para fins de calibração da fonte de corrente.



O circuito ilustrado na figura 18, é responsável por fornecer a tensão de alimentação estabilizada para o diodo laser. Por meio do resistor RV2 é possível ajustar qual a máxima tensão de alimentação que estará disponível para o diodo laser. Para fazer o ajuste desta tensão, foi monitorado a tensão no ponto de teste TP10, com a alimentação habilitada via Arduino. Note-se que este procedimento deve considerar o retardo provocado por pelo circuito RC formado por R46 e C27. Este retardo é necessário para promover certa filtragem na linha de alimentação do diodo laser quanto a ruídos provenientes do chaveamento da alimentação.

4.6.3 Fonte de corrente do diodo laser

Todo o processo de calibração da fonte de corrente do diodo laser deve ser realizado empregando o *circuito simulador de diodo laser* que foi ilustrado na figura 35. A fonte de corrente possui dois pontos de calibração: os resistores variáveis RV4 e RV5 ilustrados no circuito da figura A.14.

O resistor RV5 deve ser ajustado a fim de proporcionar o nível mínimo de corrente que será disponível para o diodo laser. Para realizar este ajuste, foi feito a medição indireta da corrente elétrica que circula pelo dispositivo sob teste. Usando o ponto de teste TP16, é possivel monitorar a queda de tensão no resistor *shunt* R60 do mesmo circuito. Já o resistor RV4 proporciona um ajuste fino do ganho de corrente de acordo com o comando de corrente enviado pelo Arduino.

4.7 Procedimentos de operação

Todo o controle e operação do sistema, se dá por meio de troca de comandos via comunicação serial usando como interface física o protocolo USB. Desta forma, é possível que o operador do sistema possa ter total controle sobre todas as variáveis por meio da troca de comandos com o sistema.

Ao ser energizado, o sistema realiza os seguintes procedimentos:

- 1. Inicia todas as entradas e saídas de hardware para o nível padrão;
- 2. Verifica a presença do relógio de tempo real externo (com bateria) e em caso positivo, faz a sincronia de data/hora com o relógio interno do Arduino;
- 3. Carrega e inicia os diversos recursos do sistema;
- 4. Verifica a presença do cartão de memória; por fim,
- 5. Entra em estado de operação.

Durante as 4 primeiras etapas o led D7 permanece acesso, porém após o sistema entrar em estado de operação, este led, começa a piscar em intervalos regulares a uma taxa de 1Hz.

Em caso de alguma falha do sistema, o procedimento padrão consiste em definir todas as saídas de *hardware* para o nível considerado seguro. No nível seguro, todos os circuitos são desligados e todas as proteções do diodo laser são ativadas. Outra característica deste estado é que o led D7 irá alterar o seu comportamento. Ele poderá assumir intervalos diferentes ou mesmo permanecer acesso ou apagado. Estes eventos estão associados a algum problema no código em execução no Arduino.

4.7.1 Fundamentos da troca de comandos

O controle e operação do sistema é baseado na troca de comandos entre uma interface serial, computador por exemplo, e o sistema desenvolvido. Esta sistemática operacional possui as seguintes convenções:

- 1. A interface serial utiliza por padrão a velocidade (baud rate) de 115200;
- 2. O sistema não diferencia caracteres maiúsculas e minúsculas;
- 3. Os parâmetros são separados por espaço;
- 4. Todo comando deve ser finalizado com carácter fim-de-linha (\n);
- 5. O separador decimal é o ponto (.). O sistema não reconhece separador de milhar;
- Números inteiros e decimais podem ser expressos de forma positiva com ou sem o uso do sinal de soma (+). Números negativos devem obrigatoriamente serem precedidos do sinal de subtração (-); e
- 7. Para a maioria dos comandos, quando o operador desejar saber qual o estado, basta usar o comando de interrogação (?).

4.7.2 Operação do controle térmico

O controle de temperatura no reservatório térmico pode ser realizado por meio da lógica de controle PID ou Fuzzy. Estas estratégias de controle são mutualmente exclusivas, isto é, uma só pode ser ativada se a outra estiver desativada.

O controlador PID pode ser acessado por meio do comando PID TEC ?. Com este comando, o sistema irá retornar uma tela com os parâmetros que o operador pode alterar, e o valor atual das variáveis do sistema de interesse, como ilustrado na figura 36. Os comandos que o operador

	/dev/cu.usbmodem14201				
1				Enviar	
PID CONTROL LOOP REPORT: TEC OFF					
P1-PV : 25.70 P2-SP : 25.00 P3-FV : 0.00 P4-kp : 176.48 P5-ki : 4.42 P6-kd : 1764.71 P7-uL : 1400.00 P8-dL : -1000.00 P9-th : 15.00 LD TEMP [*C] : 25.70 TEMP AMB [*C] : 25.90 TEC CURR [A] : -0.30					
Auto-rolagem Show timestamp	Nova-linha) 11	5200 velocidade	Deleta a saida	

Figura 36 – Tela de estado do controlador PID.

poderá alterar possuem uma estrutura da forma Px-nome, na qual x representa um número inteiro do parâmetro e nome representa o nome do parâmetro em questão. Por exemplo, na tela de estado ilustrada na figura 36, tem-se que o parâmetro 2 (P2-SP) refere-se ao valor de referência que o controlador deverá manter (*Set-Point*). Para que o operador possa alterar o valor de algum parâmetro basta usar o comando PID TEC Px yyy, na qual x representa o número do parâmetro desejado e yyy representa o novo valor para o parâmetro. A partir do mesmo exemplo, para definir um *Set-Point* de 25°C basta usar o comando PID TEC P2 25.

Para ligar ou desligar o controle PID, basta usar os comandos ON e OFF, respectivamente. Por exemplo, para ligar o controlador PID, basta usar PID TEC ON.

Para usar o controle Fuzzy ao invés do controle PID, o processo é idêntico. A única diferença consiste que os comandos são precedidos de FZ ao invés de PID. Para ver os parâmetros do controlador Fuzzy, basta usar FZ TEC ?. Todos os demais exemplos são análogos.

4.7.3 Operação do diodo laser

O módulo de controle do diodo laser pode ter suas variáveis observadas a partir do comando LD ?. Para '*ligar*' o diodo laser, é preciso antes de desligar algumas proteções do sistema para a garantia da integridade deste componente. Para isto basta usar o comando LD ON. Com este comando, o sistema irá automaticamente desligar as proteções na ordem correta, e após aproximadamente 10 segundos o sistema já haverá realizado a carga para que o laser possa ser acionado.

Para definir qual o nível de corrente desejado, basta usar o comando LD yyy, na qual yyy representa um número inteiro positivo entre 0 e 4095. Este número é o nível de saída desejado. A corrente de saída está relacionada com este número, isto é, quanto maior for o parâmetro yyy maior será a corrente no diodo laser, porém a proporção deve ser depende ainda do ajuste de calibração realizado nos resistores variáveis RV4 e RV5 para o ganho e offset da fonte de corrente (ilustrados na figura A.14)¹²

Para desligar o diodo laser em qualquer momento, basta usar o comando LD OFF. Observe que ao desligar o laser com este comando, o sistema irá ativar novamente as proteções de segurança do dispositivo. Ao ligar novamente o diodo com o comando LD ON o nível de corrente anterior será reestabelecido novamente.

Enquanto o diodo laser estiver com as proteções desativadas e a fonte de corrente estiver acionada, é esperado que o led D10 permaneça acesso para indicar este estado.

4.7.4 Sistema de LOG

Quando o sistema possui um cartão de memória SD conectado, é possível ligar e desligar o sistema de log para armazenar em arquivo todas as variáveis internas do sistema. A taxa de

¹² Apesar de não ter sido implementado, é possível alterar o código-fonte do Arduino de forma a incluir algum sistema de controle em malha fechada com a corrente monitorada do diodo laser, de forma independente da calibração realizada na fonte de corrente da figura A.14.

amostragem é de 4Hz, e os arquivos são criados em uma estrutura de pastas baseadas em data. Cada vez que o sistema de log é iniciado um novo arquivo é criado. Para iniciar este sistema, basta usar o comando LOG ON. Para desligar o módulo de log e encerrar a gravação no arquivo atual, basta usar o comando LOG OFF.

Antes de remover o cartão de memória do sistema, deve-se usar o comando SDUM para que o sistema finalize todas as operações de gravação e leitura no cartão de memória. O sistema irá retornar uma mensagem assim que o cartão estiver pronto para ser removido. Esta prática visa evitar eventuais corrompimentos de arquivos no cartão. Para que o sistema possa acessar novamente o cartão sem que seja necessário desligar todo o sistema e religá-lo novamente, basta usar o comando SDM.

5 Métodos experimentais e resultados

A fim de caracterizar a capacidade de controle de temperatura do dispositivo desenvolvido, foram realizados uma série de 2 experimentos , na qual no experimento 1 foi realizado o processo de sintonia inicial do controlador PID. Já no experimento 2 foi realizado a caracterização do controlador PID e do controlador Fuzzy, tanto para o regime estacionário, quanto para o regime transitório.

5.1 Das condições experimentais

Para realizar os testes, foi montado o sistema ilustrado na figura 37. Este sistema consiste de um reservatório térmico para o diodo laser (peça 3 da figura 37); e outro reservatório de troca térmica para a pastilha (peça 1).

Figura 37 – Montagem do reservatório térmico



Todo o sistema foi climatizado a 25° C para reduzir os efeitos da temperatura ambiente sobre o experimento. Além disto, o reservatório térmico foi mantido isolamento térmico.

O reservatório térmico sob análise (peça 3) consiste de peça em alumínio fabricado para servir de base para um diodo laser com encapsulamento TO-38 ou TO-56. As principais dimensões deste suporte podem ser observadas na figura 38. A pastilha Peltier (peça 2) foi montada em um maior




reservatório térmico (peça 1), dotado de arrefecimento por ar direto, através de ventilador elétrico (peça 7). Durante a realização dos experimentos este ventilador foi mantidos permanentemente ligados, para reduzir a possibilidade de saturação reservatório da peça 1.

5.2 Experimento 1 - Sintonia do controlador PID de temperatura do diodo laser

O objetivo deste experimento consiste em determinar os parâmetros iniciais para o controlador PID, responsável pelo controle da temperatura do diodo laser, através da pastilha Peltier.

O método de sintonia empregado neste experimento segue as diretrizes do método proposto por Ziegler e Nichols [26], o qual já foi amplamente discutido na seção 3.2.3. De acordo com este método, deve-se observar a resposta do sistema ao degrau unitário usando somente a parcela proporcional do controlador PID. Caso o sistema oscile, deve-se observar o coeficiente kp crítico que provocou a oscilação, doravante denominado kp_{cr} , e o respectivo período de oscilação P_{cr} . Caso o sistema tenha uma resposta amortecida, deve-se tomar nota do tempo de atraso L e do tempo de acomodação T. Com base nestes parâmetros pode-se determinar os três ganhos k_p , k_i e k_d necessários para o controlador PID.

A fim de verificar a resposta do sistema, foi executado o algoritmo il
ustrado na figura 39. Os parâmetros do experimento foram: incremento de 100 para o parâmetro
 k_p e degrau $T_1 - T_0 = 4^{\circ}C$.

Após realizar a coleta de dados variando o parâmetro k_p de 100 até 500, pode-se obter a resposta como mostrado da figura 40. Conforme observa-se quando $k_p = 300$ tem-se um comportamento oscilatório do sistema. Na figura 41 destaca-se para melhor visualização, a região da figura 40 para o parâmetro $k_p = 300$. O sistema apresentou um período médio $P_{cr} = 19.4$ s; um tempo de



Figura 39 – Algoritmo de coleta de dados para procedimento de sintonia do controlador PID.

subida de $T_s \cong 17$ s e um overshot percentual de 10%.

5.2.1 Determinação dos parâmetros do controlador PID

Com base nas informações obtidas pela coleta e análise dos dados, tem-se as seguintes conclusões:

- O sistema apresenta resposta oscilatória o que implica usar o método 2 do procedimento de sintonia de Ziegler e Nichols [26];
- O sistema oscila com constante proporcional crítica $kp_{cr} = 300;$
- O período de oscilação crítico $P_{cr} = 19.4$ s;
- O intervalo entre cada interação configurado no sistema para $\tau = 250$ ms.

Por meio dos parâmetros da tabela 2 tem-se as equações 5.1, 5.2 e 5.3. Através da discretização da função de transferência do controle PID, conforme demonstrado na seção 3.2.2, tem-se as equações 5.4, e 5.5, na qual τ representa o tempo entre cada interação.

$$K_p = \frac{1}{1,7} k p_{cr} \tag{5.1}$$





Figura 41 – Resposta do sistema a um degrau de 4°C $\,$ com o parâmetro $k_p=300,$ resposta oscilatória com período médioP=19.4 s.



$$T_i = \frac{1}{2} P_{cr} \tag{5.2}$$

$$T_d = \frac{1}{8} P_{cr} \tag{5.3}$$

$$K_i = K_p \frac{\tau}{T_i} \tag{5.4}$$

$$K_d = K_p \frac{T_d}{\tau} \tag{5.5}$$

Aplicando as equações 5.1, 5.4 e 5.5, com base nos valores encontrados, obtem-se que: $k_p = 176, 47, k_i = 4, 55, k_d = 1711, 76$. Estes parâmetros são, portanto, a estimativa inicial de sintonia do controlador PID para a pastilha Peltier, segundo o critério de Ziegler e Nichols.

5.3 Experimento 2 - Resposta transitória e estacionária na malha de temperatura do diodo laser

Este experimento possui o objetivo central na caracterização da resposta da malha de controle da temperatura no diodo laser, tanto no regime transitório, quanto no regime permanente.

Por meio desta caracterização, determina-se:

- 1. O tempo de acomodação t_s médio que o sistema demanda para estabilizar a temperatura do diodo laser, a partir de um degrau de temperatura;
- 2. O desvio do valor de referência dentro do regime permanente;
- 3. Qual a estratégia de controle é capaz de fornecer a melhor performance em termos de menores tempos de acomodação e desvio do valor de referência: PID ou Fuzzy.

Para a realização deste experimento foi desenvolvido uma tarefa no sistema, na qual sua função é definir os parâmetros de realização do experimento. Na figura 42 é possível observar o fluxograma do experimento. Neste algoritmo existe ainda uma sub-rotina para aplicar o degrau e coletar dados. Um parâmetro de entrada desta sub-rotina é qual o controlador desejado, PID ou Fuzzy. Desta forma, o código que comanda o sistema para mudar os parâmetros de controle é um só, mudando apenas, qual o controlador que será ativo em cada momento. Na figura 43 está ilustrado o algoritmo desta sub-rotina.

A rotina operacional deste no fluxograma foi executado 140 vezes. A temperatura inicial T_0 dos experimentos foi 25°C. Foi aplicado degraus com incrementos de 1 °C ($T_i = 1$ °C), até atingir um intervalo máximo de análise de ± 10°C ($T_1 = T_0 + 10$ °C). Após a aplicação do degrau, o sistema fez com que o controlador ativo no momento, mantivesse seu alvo por 60 segundos. Como critério de estabilidade do sistema, foi empregado o algoritmo de detecção de estado estacionário, o qual já foi descrito na seção 4.3.2. Durante este tempo, foram armazenadas as variáveis do sistema a uma taxa de 4 amostras por segundo. Todos os dados gerados pelo sistema foram armazenados em cartão de memória para posterior compilação e análise dos dados.

Uma vez tabulado os dados, foi definida a média:

$$\overline{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_i, \tag{5.6}$$

o desvio padrão:

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_i - \overline{x})},\tag{5.7}$$

e o erro da média

$$\sigma_{\overline{x}} = \frac{\sigma_x}{\overline{x}},\tag{5.8}$$

onde N é o número de amostras e x_i cada amostra individual. As barras de erro, foram traçadas considerando um o erro da média $\sigma_{\overline{x}}$ com um nível de confiança de 95%, isto é, $(\overline{x} \pm 1.96\sigma_{\overline{x}})$.





5.3.1 Resultados da análise transitória

A partir dos dados levantados, obteve-se os resultados ilustrados na figura 44. Nesta foram traçadas duas séries de dados, sendo uma para os resultados obtidos empregando a lógica de controle PID e outra o controle Fuzzy.

É possível observar que o tempo de acomodação cresce com o aumento do módulo do degrau de temperatura aplicado ao sistema. Assim quanto maior o degrau aplicado, maior será tempo necessário para que o sistema consiga estabilizar a temperatura. Apesar deste evidente aumento com degraus superiores a 5°C, é possível observar uma tendência do sistema na manutenção do tempo de acomodação, dentro de uma faixa de valores. Ainda é possível observar que, mesmo com técnicas de controle diferentes, o sistema tende a um único comportamento no tempo de acomodação em função do degrau aplicado.

Outro resultado interessante é a capacidade que o controlador Fuzzy apresentou de conseguir estabilizar a temperatura em menos tempo que o controlador PID, diante de pequenas variações de temperatura. Para degraus superiores a 7°C esta diferença não é significativa impossibilitando estabelecer com precisão a melhor performance.

Por análise destes resultados afirma-se que este sistema estabilizou em temperatura num tempo



Figura 43 – Fluxograma de execução da função de aplicação do degrau de temperatura.

máximo de aproximadamente 60 segundos. Deve-se atentar que este tempo considera um degrau máximo de $10^{\circ}{\rm C}$.

5.3.2 Resultados da análise estacionária

A análise estacionária teve, como fonte de dados, os pontos em que o sistema foi considerado estável. Para esta análise, foi considerado cada temperatura em que o sistema de controle estabilizou. A faixa de temperaturas analisadas vai de 15° C a 35° C.

Para cada valor alvo do controlador (*Set-Point*) foi determinado a média do valor real lido (PV) e o erro padrão da média deste valor. No universo de 140 interações, cada valor alvo teve em torno de 240 pontos de medição para cada interação, resultando em mais de 30000 pontos para cada valor. Uma consequência direta desta dinâmica é o pequeno erro padrão da média, que pode ser observado na figura 45. Esta figura ilustra o valor alvo em função da média obtida pelo sistema, tanto para estratégia de controle PID, quanto Fuzzy.

Diante do experimento realizado, é possível observar que, na região central de temperatura, a acurácia em ambas as estratégias de controle é inferior a 1°C. Porém, nas regiões extremas ocorre um acentuado desvio da temperatura medida em relação ao valor esperado. Estas regiões



Figura 44 – Resultados da análise transitória do controle de temperatura

extremas consistem das temperaturas analisadas mais distantes da temperatura ambiente do experimento. Por meio da observação direta dos dados a técnica de controle Fuzzy, conseguiu manter este desvio menos acentuado do que a o controle PID. Para ambas as estratégias de controle, foi possível observar uma acurácia de até $2^{\circ}C$.

Figura 45 – Resultados da análise estacionária do controle de temperatura, empregando estratégia PID e Fuzzy. O erro da média é desprezível em função do número de amostras empregadas no experimento.



6 Discussão dos resultados

Diante da resposta transitória e estacionária que foram obtidas por meio dos experimentos realizados, foi possível observar que:

- I- O tempo de acomodação cresce na mesma direção do tamanho de degrau aplicado ao sistema;
- II- Para $|\Delta T| > 5^{\circ}$ C o tempo de acomodação tende a manter estável;
- III- A análise transitória induz uma conclusão que num máximo de aproximadamente 60 segundos, a temperatura irá estabilizar;
- IV- A estratégia de controle Fuzzy, conseguiu apresentar menores tempos de acomodação do que a estratégia PID, para $|\Delta T| \leq 5^{\circ}C$;
- V- O desvio médio entre o *SP* e o *PV* observado é menor para o controle PID do que para o controle Fuzzy;
- VI- O desvio médio entre o SPe
oPVobservado em $|\Delta T| \leq 5^{\circ}{\rm C}~$ é menor do que par
a $|\Delta T| > 5^{\circ}{\rm C}$.

A respeito destes fatos, desenvolvem-se as razões envolvidas em cada um deles, bem como quais são as implicações para o desempenho global do sistema.

Considerando os fenômenos da condução e difusão de calor em um mesmo reservatório térmico, o tempo de acomodação deve ser tão grande quanto maior for a diferença de temperaturas a qual o sistema de controle deverá vencer.

Por observação direta dos resultados ilustrados na figura 44 observou-se este movimento nas duas estratégias de controle. Apesar disto no gráfico 44 observa-se ainda que para $|\Delta T| > 7^{\circ}\mathrm{C}$, apresenta-se um tempo de acomodação $t_s \approx 55$ s. Esta condição contraria o que é observado quando $|\Delta T| \leq 5^{\circ}\mathrm{C}$ além do resultado esperado, considerando os fenômenos de condução de calor em ambas as estratégias de controle.

Anteriormente a este fato deve-se ainda analisar os resultados obtidos a partir da análise estacionária na figura 45. A partir deste gráfico foi observado que para as temperaturas mais distantes da temperatura inicial do experimento $(25^{\circ}C)$ ocorre um desvio significativo das temperaturas alcançadas pelo sistema e a temperatura esperada, assim, o sistema possui uma acurácia¹ maior do que nas regiões mais próximas da temperatura de $25^{\circ}C$.

¹ Considerando *acurária* sendo proximidade entre o valor obtido experimentalmente e o valor verdadeiro na medição de uma grandeza física, é desejável que o sistema apresente valores menores.

Para a análise estacionária, considerando $|\Delta T| \leq 5^{\circ}\mathrm{C}$, isto é, para um intervalo de temperatura [20°C, 30°C] a acurácia média foi de 0.2537°C para o controle PID e 0.5626°C para o controle Fuzzy. Já com $|\Delta T| > 5^{\circ}\mathrm{C}$, a acurácia média foi de 0.7645°C e 1.1016°C, para PID e Fuzzy, respectivamente. A região de menor acurácia coincide com a mesma região em que o tempo de acomodação aumenta junto com o aumento do tamanho do degrau de temperatura aplicado. O sensor de temperatura usado, LM-35, possui uma acurácia de 0.5°C, portanto para $|\Delta T| \leq 5^{\circ}\mathrm{C}$ pode-se afirmar que a acurácia do sistema será nivelada pela acurácia do sensor usado.

Já para as regiões na qual $|\Delta T| > 5^{\circ}$ C é possível perceber uma inconsistência entre o valor esperado e o analisado. Esta região apresenta uma acurácia média maior do que a outra região analisada.

A origem desta inconsistência pode ser atribuida a:

- a) Ao algoritmo de detecção de estado estacionário;
- b) À capacidade de troca térmica da pastilha Peltier usada;
- c) A saturação do reservatório de troca térmica da Peltier.

A pastilha de Peltier funciona como uma bomba de calor [47]. A capacidade de troca térmica é limitada em função das características construtivas da mesma.

O algoritmo de detecção de estado estacionário opera como já descrito em 4.3.2. Essenciamente o algoritmo empregado acompanha a evolução do valor medido determinando sua variância por dois métodos distintos. Caso o sistema demande um tempo de acomodação muito grande, é esperado que este falhe com os parâmetros definidos. Neste caso, seria relevante um novo estudo na qual seja caracterizado a influência dos parâmetros λ_1 , $\lambda_2 \in \lambda_3$ na resposta transitória deste experimento.

Apesar das inconsistências observadas, ainda assim uma análise deve ser realizada. *Qual o impacto da acurácia obtida sob um diodo laser real?* Tomando como exemplo o diodo semicondutor PLT5 450B da OSRAM Opto Semiconductors, podemos identificar os dados em seu *datasheet* (disponível em [4]) uma sensibilidade média à temperatura de 0.0486 nm/°C. Com a mais alta acurácia obtida, que foi de 1.7480°C para o controle PID em 15°C, tem-se como consequência uma variação da ordem de 0.0849 nm no comprimento de onda emitido pelo diodo laser. Para as regiões em que a acurácia do sistema é menor, é esperado uma variação ainda menor no comprimento de onda.

Na resposta transitória em $|\Delta T| \leq 5^{\circ}$ C a estratégia de controle Fuzzy apresentou um tempo de acomodação médio de 20.225 s, contra um tempo de 37.947 s da estratégia de controle PID. O que resulta num tempo 46.702% menor, dentro do intervalo de ΔT analisado. Para $|\Delta T| > 5^{\circ}$ C a estratégia Fuzzy também apresenta um tempo de acomodação médio menor que o tempo

observado para o controle PID, com 11.912% menor. Os tempos para esta faixa de ΔT são 56.286 s e 49.581 s para o controle PID e Fuzzy, respectivamente.

7 Conclusões

7.1 Da instrumentação de controle

Ao término deste trabalho ficou evidente que é possível construir um sistema capaz de controlar a temperatura para um diodo laser, além de prover o mínimo de proteções elétricas e controle de corrente para o diodo. A topologia construtiva, em que todo o controle é feito de forma digital, permite ao usuário do sistema experimentar várias formas de controle diferentes. Com isto foi possível alcançar uma flexibilidade operacional muito grande. Por meio da programação do Arduino Due é possível definir várias estratégias de controle diferentes. Várias rotinas operacionais podem ser programadas, para experimentos personalizados.

O sistema de monitoramento das variáveis envolvidas, aliado a capacidade de armazenamento dos dados em cartão de memória, permitem uma estrutura ainda mais robusta para experimentos que envolvam o uso de diodos lasers.

Outro aspecto digno de nota é a alta performance e flexibilidade que foram alcançados com o uso do FreeRTOS como sistema operacional de controle do sistema. São várias tarefas realizadas em paralelo, sendo este sistema o responsável por fazer todo o gerenciamento de memória e recursos.

Toda a instrumentação foi construída com componentes de fácil acesso no mercado brasileiro, com custo referente apenas aos materiais da ordem de R\$ 1.000,00. Apesar de existirem componentes específicos para realizar estas atividades, eles não possuem tal acessibilidade. Além disto, foi dado preferência para componentes de montagem em furos (componentes *thru-holes*) em detrimento de componentes de montagem em superfície. Apesar disto, não foi considerado em tempo de projeto, a eficiência energética nem a estrutura compacta. Com isto o instrumento desenvolvido não é portável com facilidade. É possível observar ainda que as alternativas comerciais existentes, como por exemplo o controlador ITC4001 da Thor Labs, possui um custo muito superior ao que pode ser obtido com a abordagem descrita nesta dissertação. Porém a capacidade de ser totalmente controlado via comandos enviados pelo computador, faz com que o dispositivo desenvolvido se torne especialmente flexível e poderoso para a realização de experimentos científicos. É possível integrar vários dispositivos e fazer seu controle integrado a partir de programas de computador que podem ser desenvolvidos para cada aplicação específica.

7.2 Dos experimentos realizados

A partir dos experimentos que foram realizados é possível concluir que a estratégia de controle Fuzzy apresenta um tempo de acomodação médio 46% menor que o tempo de acomodação da estatégia PID, o qual para $|\Delta T| \leq 5^{\circ}$ C foi de 20.225 s contra 37.947 s, respectivamente. Para $|\Delta T| > 5^{\circ}$ C os tempos de acomodação foram maiores e a vantagem do controle Fuzzy passa para 11.912% sobre o controle PID. Neste intervalo, os tempos médios foram, respectivamente, 49.581 s contra 56.286 s.

Apesar do controle Fuzzy conseguir um tempo de acomodação melhor, o controle PID conseguiu obter uma acurácia média 54,905% maior. Porém para $|\Delta T| \leq 5^{\circ}$ C a acurácia medida é menor do que a acurácia nominal do sensor de temperatura usada, que é de 0.5°C a 25°C. Mesmo com a menor acurácia medida durante os experimentos, para o diodo laser PLT5 450B, isto implica em uma variação menor que 0.1 nm no comprimento de onda, o que não interfere na maioria dos experimentos que podem ser realizados com este dispositivo.

7.3 Dos trabalhos futuros

A partir da instrumentação e dos experimentos desenvolvidos neste trabalho, é possível vislumbrar vários outros trabalhos.

A instrumentação de controle pode ser revisada de forma a otimizar circuitos para entregar uma performance melhor. Poderá ser realizado uma revisão deste projeto tendo em vista aumentar a eficiência energética do sistema. Poderá ser feito um esforço em reduzir o espaço necessário para o equipamento, por meio do uso de componentes de montagem em superfície.

Quanto à lógica de controle envolvida, novos esforços podem ser traçados em busca de uma sintonia mais precisa do controlador PID. Além disto, é possível arquitetar malhas de controle híbridas, usando o PID e a lógica Fuzzy. Outras técnicas de controle moderno que não foram abordadas neste trabalho também podem ser investigadas.

Referências Bibliográficas

- Jiang-Lai Wu et al. "Ultrafast laser-scanning time-stretch imaging at visible wavelengths". Em: Light: Science & Applications 6.1 (2017), e16196.
- [2] W Jerry Alford, RD VanderNeut e Vicent J Zaleckas. "Laser scanning microscopy". Em: Proceedings of the IEEE 70.6 (1982), pp. 641–651.
- [3] William SC Chang. *Principles of lasers and optics*. Cambridge University Press, 2005.
- [4] Blue Laser Diode in TO56 Package. PLT5 450B. Rev. 0.4. OSRAM Opto Semiconductors. Ago. de 2018.
- [5] Green Laser Diode in TO56 Package. PLT5 520B. Rev. 1.0. OSRAM Opto Semiconductors. Ago. de 2018.
- [6] Haiyin Sun. Laser diode beam basics, manipulations and characterizations. Springer Science & Business Media, 2012.
- [7] Haiyin Sun. A practical guide to handling laser diode beams. Springer, 2015.
- [8] E. Andreoni et al. "A simple system of thermal control and frequency stabilization of solitary diode lasers". Em: *Review of Scientific Instruments* 71.10 (2000), pp. 3648-3652.
 DOI: 10.1063/1.1310351. eprint: https://aip.scitation.org/doi/pdf/10.1063/1.1310351.
 1310351. Disponível em: https://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.1310351.
- [9] Fabrizio Barone et al. "High accuracy digital temperature control for a laser diode". Em: *Review of Scientific Instruments* 66.8 (1995), pp. 4051–4054. DOI: 10.1063/1.1145415.
 eprint: https://doi.org/10.1063/1.1145415. Disponível em: https://doi.org/10.1063/1.1145415.
- [10] C. C. Bradley, J. Chen e Randall G. Hulet. "Instrumentation for the stable operation of laser diodes". Em: *Review of Scientific Instruments* 61.8 (1990), pp. 2097–2101. DOI: 10.1063/1.1141424. eprint: https://doi.org/10.1063/1.1141424. Disponível em: https://doi.org/10.1063/1.1141424.
- [11] Tullio Mariani, Carlo Frediani e Cesare Ascoli. "Simple, linear, and safe light control for laser diodes". Em: *Review of Scientific Instruments* 68.6 (1997), pp. 2594–2595. DOI: 10.1063/1.1148166. eprint: https://doi.org/10.1063/1.1148166. Disponível em: https://doi.org/10.1063/1.1148166.
- [12] Carl E Wieman e Leo Hollberg. "Using diode lasers for atomic physics". Em: Review of scientific instruments 62.1 (1991), pp. 1–20.
- [13] F. Allard et al. "Automatic system to control the operation of an extended cavity diode laser". Em: Review of Scientific Instruments 75.1 (2004), pp. 54–58. DOI: 10.1063/1.1634359. eprint: https://doi.org/10.1063/1.1634359. Disponível em: https://doi.org/10.1063/1.1634359.

- [14] Christopher J. Erickson et al. "An ultrahigh stability, low-noise laser current driver with digital control". Em: *Review of Scientific Instruments* 79.7 (2008), p. 073107. DOI: 10. 1063/1.2953597. eprint: https://doi.org/10.1063/1.2953597. Disponível em: https://doi.org/10.1063/1.2953597.
- [15] D Weidmann e D Courtois. "High quality infrared (8 μm) diode laser source design for high resolution spectroscopy with precise temperature and current control". Em: Infrared Physics and Technology 41.6 (2000), pp. 361-371. ISSN: 1350-4495. DOI: https://doi. org/10.1016/S1350-4495(00)00055-4. Disponível em: http://www.sciencedirect. com/science/article/pii/S1350449500000554.
- [16] Xiaosong Zhu, Eike Krochmann e Jiashu Chen. "Microcomputer-based Peltier thermostat for precision optical radiation measurements". Em: *Review of scientific instruments* 63.3 (1992), pp. 1999–2003.
- [17] James P Gordon, Herbert J Zeiger e Charles H Townes. "The maser—new type of microwave amplifier, frequency standard, and spectrometer". Em: *Physical Review* 99.4 (1955), p. 1264.
- [18] Robert Eisberg e Robert Resnick. Física Quântica. Campus, 1994.
- [19] Albert Einstein. "Zur quantentheorie der strahlung". Em: Phys. Z. 18 (1917), pp. 121–128.
- [20] Norman S Nise e Fernando Ribeiro da Silva. Engenharia de sistemas de controle. Vol. 3. LTC, 2002.
- [21] Ogata Katsuhiko. "Engenharia de Controle Moderno". Em: KATSUHIKO Ogata, 5th Ed. 801p (2011).
- [22] Lotfi A Zadeh. "Fuzzy sets". Em: Information and control 8.3 (1965), pp. 338–353.
- [23] Norman S Nise e Fernando Ribeiro da Silva. Engenharia de sistemas de controle. Vol. 7. LTC, ago. de 2017.
- [24] Chen Xu et al. "Digital PID controller for Brushless DC motor based on AVR microcontroller". Em: 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. IEEE. 2008, pp. 247–252.
- [25] Olalekan Olusoji Ige. "Automatic Tuning of PID Controllers". Diss. de mestr. Universitetet i Sørøst-Norge, 2018.
- [26] John G Ziegler e Nathaniel B Nichols. "Optimum settings for automatic controllers". Em: trans. ASME 64.11 (1942).
- [27] REZNIK Leonid. Fuzzy controllers. Vol. 1. Newnes, 1997.
- [28] Ebrahim H Mamdani e Sedrak Assilian. "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller". Em: International journal of man-machine studies 7.1 (1975), pp. 1–13.
- [29] Ebrahim H Mamdani. "Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis". Em: Proceedings of the sixth international symposium on Multiple-valued logic. IEEE Computer Society Press. 1976, pp. 196–202.

- [30] Tomohiro Takagi e Michio Sugeno. "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control". Em: *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics* 15.1 (1985), pp. 116–132.
- [31] Lotfi A Zadeh. "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes". Em: *IEEE Transactions on systems*, Man, and Cybernetics SMC-3 Issue 1.1 (1973), pp. 28–44.
- [32] H J Zimmermann. Fuzzy control. Springer, 1996, pp. 203–240.
- [33] Kazuo Tanaka e Michio Sugeno. "Stability analysis and design of fuzzy control systems". Em: *Fuzzy sets and systems* 45.2 (1992), pp. 135–156.
- [34] Hans-Jürgen Zimmermann. Fuzzy set theory—and its applications. Springer Science & Business Media, 2011.
- [35] KiCad. KiCad EDA. http://kicad-pcb.org. 2019. Acesso em:
- [36] Atmel. SAM3X / SAM3A Series. http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ Atmel-11057-32-bit-Cortex-M3-Microcontroller-SAM3X-SAM3A_Datasheet.pdf. 2019.
- [37] Arduino. Arduino Due. https://store.arduino.cc/usa/arduino-due. 2019. Disponível em: https://store.arduino.cc/usa/arduino-due.
- [38] Paul Horowitz e Winfield Hill. The art of electronics. Cambridge Univ. Press, 1989.
- [39] Siedersbeck Alfons Schulz Hanna. Using visible InGaN laser diodes from OSRAM Opto Semiconductors. Rel. técn. AN101. OSRAM Opto Semiconductors, out. de 2018.
- [40] Tellurex. Frequently Asked Questions About Our Cooling And Heating Technology. 1462 International Drive, Traverse City, MI 49686, 2010.
- [41] Texas Instruments. LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors. Texas Instruments. Dez. de 2017.
- [42] FreeRTOS. FreeRTOS. https://www.freertos.org. 2019.
- [43] AJ Alves. eFLL (Embedded Fuzzy Logic Library). https://github.com/zerokol/eFLL.
 2019. Disponível em: https://github.com/zerokol/eFLL.
- [44] R Russell Rhinehart. "Automated steady and transient state identification in noisy processes". Em: 2013 American Control Conference. IEEE. 2013, pp. 4477–4493.
- [45] Jihong Lee. "On methods for improving performance of PI-type fuzzy logic controllers". Em: *IEEE transactions on fuzzy systems* 1.4 (1993), pp. 298–301.
- [46] Digilent. Analog Discovery USB Oscilloscope, Logic Analyzer and More. https:// analogdiscovery.com. 2019. Acesso em:
- [47] Tingrui Gong et al. "Thermo-mechanical analysis on a compact thermoelectric cooler".
 Em: Energy 172 (2019), pp. 1211–1224.

Apêndices

APÊNDICE A – Circuito eletrônico completo

A.1 Diagrama de blocos principal



A.2 Reguladores de tensão



A.3 Referência de tensão



A.4 Ligação física do Arduino Due





A.5 Circuito de chaveamento da pastilha Peltier

Rev: V1.0 Id: 6/17 PVCC_TEC_SUPPLY CBPF - Centro Brasileiro de Pesquisas Fisicas Sheet: /TEC Power Supply/Power Regulator/ File: LDC_TEC Regulator.sch THLe: LDC - Laser Diode Control C19 47uF A D5 TEC power regulator 470R 10¹ ₹ 120R Size: KiCad Q8 BC558 ± ₩ -⊳ 🖁 ₹ 4.7k R31 220R R32 U8B M358 Sa t ≷ °§ ≭ Ş C16 10nF ⁺ UBC | LM358 U8A M358 -⊳ 🖁 C15 10nF łŀ F1 3A × 250V § ª § GNDPWR TEC_ASIG_CURRENT_LEVELI 10A J7 Supply 24V ×

A.6 Regulador de tensão da pastilha Peltier



A.7 Buffer para os sinais de controle da pastilha



A.8 Buffer dos led's de estado do sistema



A.9 Diagrama de blocos do controle do laser



A.10 Regulador de tensão do diodo laser







A.12 Amplificador da queda de tensão no laser



A.13 ADC para a queda de tensão no diodo laser

A.14 Circuito de controle do diodo





A.15 ADC para o sinal de corrente do diodo laser



A.16 Buffer para os sinais de controle do diodo





APÊNDICE B – Desenho das placas de circuito impresso
B.1 Placa principal

B.1.1 Trilhas inferiores - *bottom* (sem escala)





B.1.2 Trilhas superiores - *top* (sem escala)



B.1.3 Máscara de componentes - *silk* (sem escala)

- B.2 Placa de suporte para o diodo laser
- B.2.1 Trilhas inferiores *bottom* (sem escala)



B.2.2 Trilhas superiores - top (sem escala)

