

João Ricardo Lhullier Lugão

**CONTROLADOR DE TEMPERATURA PARA CÉLULA
DE MEDIÇÃO DE PROPRIEDADES DE LÍQUIDOS POR
ULTRASSOM**

Ilha Solteira - SP

2015



João Ricardo Lhullier Lugão

**CONTROLADOR DE TEMPERATURA PARA CÉLULA
DE MEDIÇÃO DE PROPRIEDADES DE LÍQUIDOS POR
ULTRASSOM**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Especialidade: Controle e Automação

Prof. Dr. Ricardo Tokio Higuti
Orientador

Prof. Dr. Edvaldo Assunção
Coorientador

Ilha Solteira - SP

2015

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

L951c Lugão, João Ricardo Lhullier.
Controlador de temperatura para célula de medição de propriedades de líquidos por ultrassom / João Ricardo Lhullier Lugão. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2016
65 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2016

Orientador: Ricardo Tokio Higuti
Co-orientador: Edvaldo Assunção
Inclui bibliografia

1. Controle de temperatura. 2. Controle PID. 3. Ultrassom. 4. Células Peltier.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Ilha Solteira

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Controlador de temperatura para célula de medição de propriedades de líquidos por ultrassom.

AUTOR: JOÃO RICARDO LHULLIER LUGÃO

ORIENTADOR: RICARDO TOKIO HIGUTI

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. RICARDO TOKIO HIGUTI
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. RODRIGO CARDIM
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. JOAQUIM MIGUEL MAIA
Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN / Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Ilha Solteira, 26 de fevereiro de 2016

RESUMO

Sistemas de controle de temperatura são necessários em diversos setores da indústria e pesquisa científica. Neste trabalho propõe-se um sistema de controle de temperatura para líquidos, que será utilizado em uma célula de medição de propriedades de líquidos por ultrassom. O sistema de controle tem como requisito atingir uma variação máxima de $0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$ em regime permanente. Os atuadores térmicos empregados são células de efeito Peltier e utilizam-se circuitos de potência do tipo ponte H para injetar ou retirar calor do objeto de interesse. São utilizados sensores de temperatura do tipo resistivos (RTDs), que são lineares e muito utilizados na indústria como referência para medição de temperatura. É utilizado um controlador proporcional, integral e derivativo (PID) digital, sintonizado a partir de um experimento em que o sistema é realimentado através de um controlador do tipo relé. A partir dos resultados desse experimento utilizam-se métodos diretos, como o de Ziegler-Nichols, para a sintonização dos coeficientes. Em seguida um ajuste fino é feito a partir dos coeficientes gerados por esses métodos. Um controlador PID capaz de atingir a meta de variação máxima de $0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$ é implementado. Com essa baixa oscilação no regime permanente concluiu-se que é possível realizar medidas de velocidade de fase de ondas de ultrassom propagando-se em água destilada com variação máxima de $0,05\text{ m/s}$ em torno do valor médio.

Palavras-chave: Controle PID. Controle de Temperatura. Célula Peltier. Ultrassom.

ABSTRACT

Temperature control systems are required in several industry and scientific research areas. This work proposes a liquid temperature control system applied to an ultrasonic measurement cell for liquids. The control system requires a maximum steady state deviation of 0,01 °C. Thermoelectric coolers (TEC) work as thermal actuators with H bridge power circuits to pump heat to or from the object of interest. Resistive temperature detectors (RTD) are used in this work, which are linear and widely used in the industry as temperature measurement reference. A proportional, integral and derivative (PID) digital controller is tuned using relay feedback identification with direct tuning methods, such as Ziegler-Nichols'. To improve the results a fine tuning is implemented from the parameters estimated by the direct methods. A PID controller capable of achieving the 0,01 °C maximum variation goal is implemented. With this low steady-state oscillation it is possible to measure phase velocity of ultrasound waves in distilled water with maximum variation of 0,05 m/s around the mean value.

Keywords: Automatic Control. Temperature Control. PID Control. Peltier Cells. Ultrasound.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquema geral do sistema.	25
Figura 2 – Célula de medição.	26
Figura 3 – Caixa com temperatura controlada	27
Figura 4 – Célula Peltier.	27
Figura 5 – Conversor DC-DC.	31
Figura 6 – Sinal de PWM.	31
Figura 7 – Tensão x razão cíclica.	32
Figura 8 – Ponte H.	33
Figura 9 – Sinal de PWM.	34
Figura 10 – Gerador de dente de serra.	34
Figura 11 – Comparador.	35
Figura 12 – Geração do PWM.	36
Figura 13 – Circuito Lógico.	36
Figura 14 – Circuito para proteção e polarização da ponte H.	37
Figura 15 – Ponte H.	37
Figura 16 – Termômetro digital.	40
Figura 17 – Sistema de controle com realimentação.	41
Figura 18 – Especificações no domínio do tempo.	42
Figura 19 – Sistema de controle utilizando alimentação por relé.	46
Figura 20 – Esquema geral do sistema.	52
Figura 21 – Forma do sinal do Atuador.	53
Figura 22 – Saída do Sistema.	53
Figura 23 – Controladores simulados.	54
Figura 24 – Controladores implementados na prática.	55
Figura 25 – Teste de estabilidade de temperatura em função do tempo.	57
Figura 26 – Velocidade de fase em função do tempo.	58
Figura 27 – Temperatura no líquido e na caixa para diferentes degraus em função do tempo.	59
Figura 28 – Velocidade de fase em função do tempo para os diversos degraus de temperatura. Em vermelho tem-se um detalhe para a temperatura de 22°C.	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Velocidade da água destilada em função da temperatura	20
Tabela 2 – Comparativo entre os tipos de sensores de temperatura.	38
Tabela 3 – Tabela comparativa: termos PID.	44
Tabela 4 – Coeficientes do método de Ziegler-Nichols.	47
Tabela 5 – Coeficientes do método de Ziegler-Nichols com fator de folga.	48
Tabela 6 – Coeficientes do método CHR.	48
Tabela 7 – Coeficientes do método IMC.	48
Tabela 8 – Controladores projetados.	54
Tabela 9 – Performance dos controladores implementados.	56
Tabela 10 – Performance dos controladores implementados.	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital (<i>Analog to Digital Converter</i>).
AO	Amplificador Operacional.
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>).
MCU	Microcontrolador (<i>Microcontroller Unit</i>).
PID	Proporcional, Integral e Derivativo.
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>).
RTD	Sensor de temperatura resistivo (<i>Resistance Temperature Detector</i>).
TEC	Módulos de resfriamento termoelétrico (<i>Thermoelectric Cooler</i>).
VSI	Inversor de fonte de tensão (<i>Voltage Source Inverters</i>).

LISTA DE SÍMBOLOS

α_S	Coeficiente Seebeck.
α_P	Coeficiente Peltier.
β	Coeficiente de temperatura.
K	Condutividade Térmica.
Q, Q_p, Q_{transf}	Fluxo de calor.
R, R_0	Resistência.
I, I_i, I_o	Corrente.
V, V_i, V_s, V_o	Tensão.
T, T_h, T_c	Temperatura
$T_{PWM}, T_{ON}, T_{OFF}, T_i, T_d, T_S, T_u, T_2$	Período.
w_u	Frequência.
L	Atraso de transporte.
G, H	Função de transferência.
K_p, K_i, K_d	Ganho.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
1.2	OBJETIVO	23
1.3	DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	23
2	SISTEMA PROPOSTO	25
2.1	CÉLULA PELTIER	27
2.1.1	Circuitos de Acionamento	29
2.2	SENSORES DE TEMPERATURA	38
2.3	COMENTÁRIOS	40
3	TÉCNICAS DE CONTROLE	41
3.1	ESPECIFICAÇÕES NO DOMÍNIO DO TEMPO	41
3.2	CRITÉRIOS DE DESEMPENHO	42
3.3	CONTROLE PID	43
3.4	CONTROLADOR PID DISCRETO	44
3.5	ESTRATÉGIAS DE SINTONIZAÇÃO	45
3.6	MÉTODOS DIRETOS	47
3.7	AJUSTE FINO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR	48
3.8	COMENTÁRIOS	49
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	51
4.1	SISTEMAS DE CONTROLE	51
4.1.1	Levantamento experimental da planta	52
4.1.2	Projeto do controlador	54
4.2	ENSAIOS COM ULTRASSOM	56
5	DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	61
5.1	PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS	62
	REFERÊNCIAS	63

1 INTRODUÇÃO

Sistemas de controle de temperatura são utilizados em refrigeradores criogênicos na indústria eletrônica e de biotecnologia (RIFFAT; OMER; MA, 2000), em fornos de refusão na indústria eletrônica, em refrigeradores de uso geral na indústria de consumo. Outros exemplos de aplicações mais específicas são na área da óptica, por necessitar de sistemas que resfriem diodos laser, como proposto por Zhang (2013); a eletrônica, para absorver o fluxo de calor gerado por dispositivos, como proposto por Chein e Huang (2004) e o ultrassom, por necessitar um controle preciso da temperatura de amostras para evitar erros de medição.

Sistemas de controle de temperatura são compostos por: sensores, para aferir a temperatura com a precisão e acurácia necessárias para aquele processo; controladores (digitais ou analógicos) que devem ser sintonizados ou projetados para o sistema; e atuadores, que vão aquecer ou resfriar o objeto de interesse de acordo com a ação de controle transmitida pelos controladores.

Diversos tipos de sensores podem ser utilizados no processo de medição de temperatura. Os termistores apresentam alta velocidade de resposta, um baixo custo e são os mais utilizados na indústria, seguido de sensores de temperatura resistivos (RTD) que apresentam maior precisão, mas apresentam uma dinâmica mais lenta e maior custo. Existem também os termopares, que apresentam resposta mais rápida que os RTDs e mais lenta que os termistores, apresentam menor custo, porém também apresentam menor precisão.

Como atuadores, tradicionalmente utilizam-se sistemas de compressão de vapor ou refrigeradores de absorção para refrigerar (RIFFAT; OMER; MA, 2000) e resistências para aquecer. Sistemas de refrigeração mecânicos possuem boa performance e são capazes de operar por muitos anos com pouca manutenção, porém são ruidosos. Para ter boa performance necessitam de cargas térmicas estáveis e dependem de fluidos que muitas vezes podem ser liberados para a atmosfera (RIFFAT; OMER; MA, 2000). Dispositivos termoelétricos são cada vez mais utilizados como atuadores nessas aplicações. Apesar de não serem tão eficientes como os sistemas mecânicos, constituem uma maneira direta de bombear calor utilizando energia elétrica, são silenciosos, apresentam baixos riscos para o meio ambiente, não possuem partes móveis e são pequenos quando comparados com sistemas mecânicos (RIFFAT; OMER; MA, 2000). Tradicionalmente sistemas de controle de temperatura para sistemas de medição com ultrassom utilizam banhos térmicos, com sistemas de refrigeração a compressores e resistências para aquecimento. Esse tipo de controle apresenta a desvantagem de precisar de grandes volumes de água, ser lento e necessitar do sistema de compressão para resfriar a água; assim, costumam ocupar um grande espaço.

Desde a invenção do controlador proporcional, integral e derivativo (PID) em 1910, sua popularidade cresceu tremendamente. Apesar das muitas opções de esquemas de controle oferecidas pelas tecnologias digitais disponíveis e pelo estudo do controle automático, mais de

90% dos controladores industriais são implementados utilizando algoritmos PID, pois estes oferecem uma das maneiras mais simples e eficientes de controlar sistemas reais (ANG; CHONG; LI, 2005).

Este trabalho está relacionado com a aplicação de ultrassom na medição de propriedades de líquidos. Nessas aplicações, um bom controle de temperatura é primordial, uma vez que esta influencia fortemente a velocidade de propagação de ondas em materiais, que por sua vez é utilizada para inferir sobre alguma propriedade do líquido, como concentração, crescimento de bactérias, etc. Por exemplo, considera-se o caso da velocidade de propagação da onda em água destilada, apresentado na tabela 1 (DELGROSSO; MADER, 1972). Nota-se que pequenas variações na temperatura causam alterações na velocidade de propagação, que podem ser significativas, dependendo da aplicação. Para o sistema descrito nesta dissertação, propõe-se que a temperatura na amostra líquida tenha uma variação máxima de $\pm 0,010^\circ\text{C}$, o que corresponderia a uma variação na velocidade de propagação na água destilada de cerca de 0,025 m/s, ou 2,5 cm/s. Com isto, pretende-se prover o sistema de ultrassom com um excelente controle de temperatura para permitir a medição de amostras com pequena variação de velocidade de propagação, ou seja, um instrumento com elevada sensibilidade. Deve-se enfatizar que outros fatores adicionam incertezas na medição dos parâmetros acústicos, como aspectos mecânicos (alinhamento entre os transdutores, dilatação térmica entre os elementos que compõem a célula de medição), variações nas dimensões da câmara de amostra, sistema de excitação e aquisição de dados, bem como o processamento dos sinais, degradação ou evaporação da amostra, etc.

Tabela 1 – Velocidade da água destilada em função da temperatura

Temperatura [$^\circ\text{C}$]	Velocidade [m/s]	variação da velocidade em relação a 27°C [m/s]
27,000	1501,883	0,000
27,001	1501,885	0,002
27,003	1501,907	0,023
27,010	1501,908	0,025
27,100	1502,135	0,252

Fonte: próprio autor

Em diversas aplicações a mudança na velocidade de propagação pode ser muito pequena, como na medição de concentração de um líquido em outro (LAUTSCHAM et al., 2000), detecção de crescimento microbiano (ELVIRA et al., 2007). Tomando como exemplo amostras de misturas de sal (NaCl) em água destilada, Millero et al. (1987) mostram resultados nos quais uma variação de 0,05 m/s na velocidade de propagação equivaleria a uma diferença de concentração de 0,005% de NaCl em água. Isto a princípio seria possível de se medir com o controle de temperatura proposto neste trabalho.

Figueiredo et al. (2012) estudam a adulteração de etanol com água utilizando um sistema de ultrassom pulso-eco, mas sem controle de temperatura, ou seja, operando à temperatura

ambiente. Para o etanol combustível, a concentração permitida legalmente situa-se entre 92,6 e 93,8% de etanol. Os autores encontraram uma relação aproximadamente linear entre a velocidade de propagação e a concentração de etanol em água na faixa de 90 a 94%, com um coeficiente angular de cerca de -7 (m/s)/(% etanol). A incerteza na medição da velocidade foi de 0,6 m/s, que em parte foi devida à ausência de controle de temperatura, que variou mais de 1°C durante os experimentos. Com o sistema proposto neste trabalho, o grau de detecção poderia cair uma ordem de grandeza, devido aos menores erros na medição da velocidade.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O controle de temperatura utilizando elementos termoelétricos é um assunto amplamente estudado por diversos autores com diferentes objetivos: resfriar lasers de potência (ZHANG, 2013), resfriar componentes eletrônicos (CHEIN; HUANG, 2004) e controlar temperatura de líquidos em tubos de trocadores de calor (RIFFAT; OMER; MA, 2000).

Em Riffat, Omer e Ma (2000) um sistema de refrigeração de uma caixa é proposto no qual são estudados materiais para acoplar os sistemas térmicos e o desempenho dos elementos termoelétricos associados a dissipadores de calor, mostrando que dissipadores de calor com aletas são apropriados para esse tipo de sistema.

Já em Zhang (2013) é proposto um sistema de controle de temperatura para uma câmara de testes para diodos laser utilizando refrigeradores termoelétricos. Os refrigeradores termoelétricos são acionados por amplificadores de potência comerciais, controlados através de algoritmos PID implementados em um microcontrolador (MCU). A realimentação do sistema é feita através de um termistor, e após técnicas de filtragem digital o sistema apresenta uma resolução de 0,1 °C, atingindo temperaturas de 8 a 54 °C. Nesse trabalho também é implementado um modo em que um perfil de temperatura é colocado para que o controlador o reproduza. Zhang (2013) faz observações sobre a importância de um bom projeto de placas de circuito impresso nos atuadores e da escolha de componentes para evitar interferências e ruídos causados por interferências eletromagnéticas, devido aos sinais modulados em largura de pulso (PWM).

Dziurdzia (2010) estuda a modelagem e simulação da utilização de elementos termoelétricos em processos de geração de energia. Para isso faz uma extensa revisão sobre os efeitos presentes em módulos de resfriamento termoelétrico (TEC) e seus equacionamentos.

Shaojing e Qin (2010) fazem uma modelagem mais completa de um sistema que utiliza células Peltier incluindo incertezas paramétricas para propor um controlador PID adaptativo. Um equacionamento similar, com incertezas paramétricas pode ser feito para se projetar controladores PID robustos através de desigualdades matriciais lineares (LMIs) com as técnicas propostas em Toscano (2005), Zheng, Wang e Lee (2002), Ge, Chiu e Wang (2002) e Lin, Wang e Lee (2004).

Ang, Chong e Li (2005) fazem um estudo sobre controladores PID, sua aplicabilidade na indústria, as principais considerações a serem feitas durante a implementação e durante a sintonização de cada termo do controlador. Também analisam as técnicas de sintonização automáticas e os softwares disponíveis no mercado que realizam essa função.

Nunes et al. (2014) apresentam de forma resumida métodos tabelados de sintonização de parâmetros PID, como por exemplo o método de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, CHR e outros. Apresenta também o ensaio com realimentação por relé, proposto por Åström e Hägglund (1984) e a partir da combinação do ensaio com os métodos citados anteriormente propõem uma estratégia de sintonização automática dos parâmetros PID para ser aplicada em simulações de sistemas de controle de nível de água em tanques acoplados. Dandan et al. (2014) também propõem um método de sintonização automática utilizando os dados do ensaio com realimentação por relé para sistemas de controle de nível de líquidos em tanques.

Åström e Hägglund (1984) propõem o ensaio com realimentação por relé como alternativa aos métodos existentes propostos por Ziegler e Nichols (1942), que dependem da capacidade de levantar a resposta ao degrau do sistema em malha aberta ou de aplicar uma realimentação proporcional e procurar um coeficiente que cause uma oscilação em regime permanente deixando o sistema marginalmente estável. O experimento do relé é capaz de causar as oscilações necessárias para levantar os parâmetros necessários para a sintonização do controlador PID sem deixar o sistema à beira da instabilidade e sem precisar ter acesso ao sistema em malha aberta. Diversas considerações são realizadas para mostrar que os parâmetros identificados apresentam correspondência, assim como no método de Ziegler-Nichols, com pontos na curva de Nyquist do sistema.

Em um trabalho posterior, Åström et al. (1993) fazem as considerações necessárias para que o ensaio com realimentação por relé seja utilizado para levantamento de plantas de primeira e segunda ordem com atrasos. Além disso, faz considerações sobre as técnicas disponíveis para o projeto do controlador PID como o método de Ziegler-Nichols, cancelamento dos pólos do processo, alocação de pólos, entre outras. Åström et al. (1993) fazem considerações sobre as não linearidades encontradas nos controladores de temperatura, afirmando que estas devem ser tratadas com técnicas de *"gain-scheduling"*, alternando os parâmetros do controlador quando a ação do controlador muda entre esquentar e esfriar o processo. Em seguida descrevem controladores de processos industriais e as técnicas de controle PID adaptativo utilizados por eles.

Uma outra abordagem para a sintonização de controladores PID que tem sido muito estudada é a sintonização a partir de métodos computacionais inteligentes. Esses métodos dependem de uma planta fiel ao sistema a ser controlado, uma vez que utilizam essa para realizar inúmeras simulações de parâmetros para alcançar um valor otimizado em relação a algum parâmetro de performance. O método mais comum utiliza uma técnica de *"Particle Swarm Optimization"* (PSO), onde diversas partículas com valores iniciais de coeficientes são geradas, cada uma delas com uma direção, sentido e velocidade. Ao simular os resultados para cada partícula

a cada iteração os valores dos coeficientes são alterados (de acordo com a velocidade, direção e sentido) e a velocidade e direção da partícula também mudam, para buscar a posição das partículas que possuam o melhor valor obtido por simulação. Após um grande número de iterações as partículas tendem a um mínimo local, e o desempenho desses algoritmos dependem da quantidade de partículas iniciais e do máximo número de iterações permitidos (Ratna Wati, 2013). Também usam o método de sintonização por GirirajKumar, Jayaraj e Kishan (2010) e PSO (OI et al., 2008). Um método similar chamado de "*Fruit Fly Optimization*" é proposto por Wang e Yu (2012), avaliando sua performance comparando com algoritmos genéticos, outro método heurístico que pode ser utilizado para a sintonização de PID. Pareek e Kishnani (2014) aplicam o método, também similar, "*Artificial Bee Colony Optimization*" para encontrar valores de PID em que os parâmetros de performance sejam mínimos. Outros trabalhos ainda apresentam métodos heurísticos que utilizam outras abordagens como por exemplo aprendizado iterativo (XU; HUANG, 2007)

1.2 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é projetar e implementar um sistema de controle de temperatura que atenda aos seguintes requisitos:

- Em regime permanente a temperatura deve ser constante e não variar mais do que 0,01 °C;
- O tempo de estabelecimento deve ser menor que 15 minutos;
- Controlado digitalmente com capacidade para aquecer ou resfriar o sistema;
- Deve utilizar células Peltier como atuadores do sistema;
- Trabalhar em uma faixa de 15 a 40 graus Celsius;

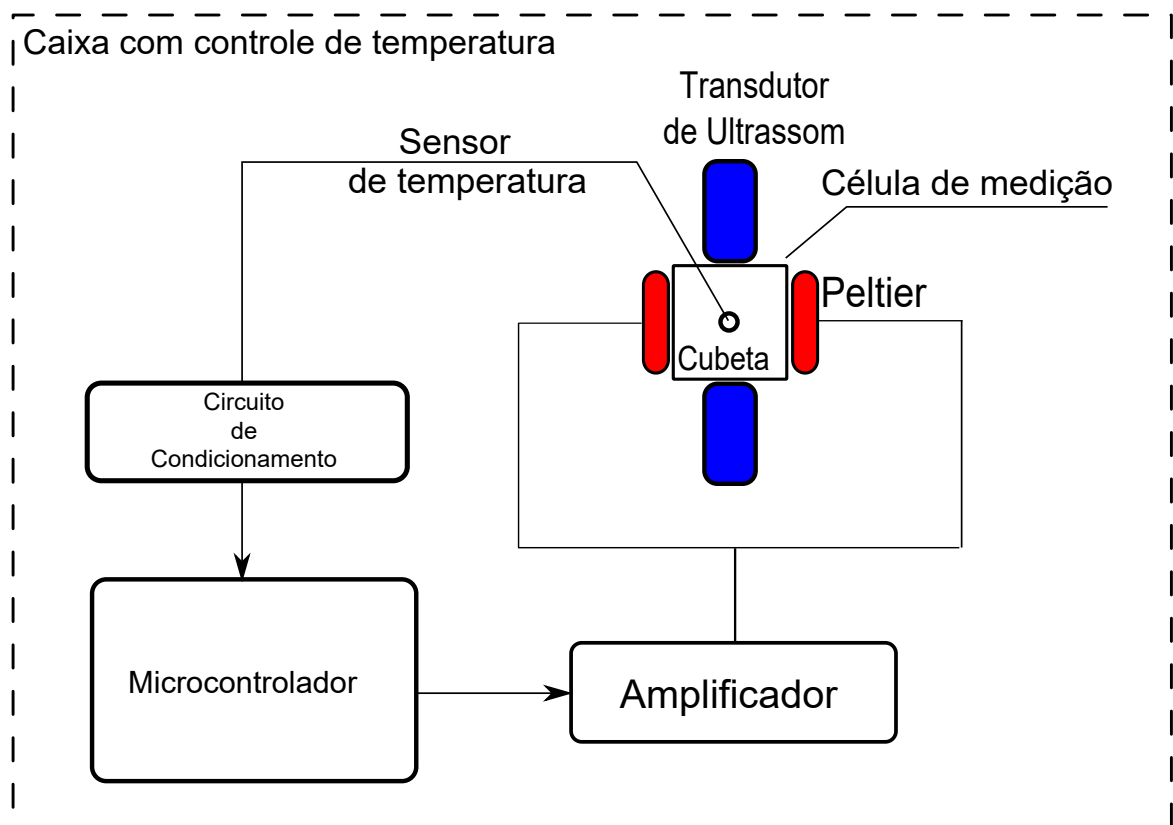
1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

O Capítulo 2 apresenta o sistema proposto para medições de propriedades de líquidos utilizando ultrassom juntamente com os materiais utilizados para o controle de temperatura. O Capítulo 3 traz os métodos de controle utilizados no trabalho. O capítulo 4 traz comentários sobre os resultados obtidos no trabalho.

2 SISTEMA PROPOSTO

Na Figura 1 apresenta-se o diagrama de blocos proposto para o sistema de controle de temperatura. A célula de medição está esquematizada de forma simplificada e uma foto da mesma é apresentada na Figura 2. A célula consiste de um bloco metálico (alumínio) e em duas faces são posicionados dois transdutores de ultrassom, que operam no modo transmissão-recepção. A amostra líquida é colocada em uma cubeta, do tipo usada em espectrometria óptica, e pode ser de quartzo, vidro ou polímero, com volume próximo de 3 mL. Em outras duas faces da célula há duas células de efeito Peltier associadas a dissipadores e ventiladores. Um sensor de temperatura do tipo RTD, mede a temperatura do líquido dentro da cubeta e é conectado a um medidor de temperatura de referência. Um computador faz a leitura da temperatura e, por meio de um algoritmo de controle, gera os sinais de realimentação que serão direcionados às células Peltier, após passar por uma etapa de potência.

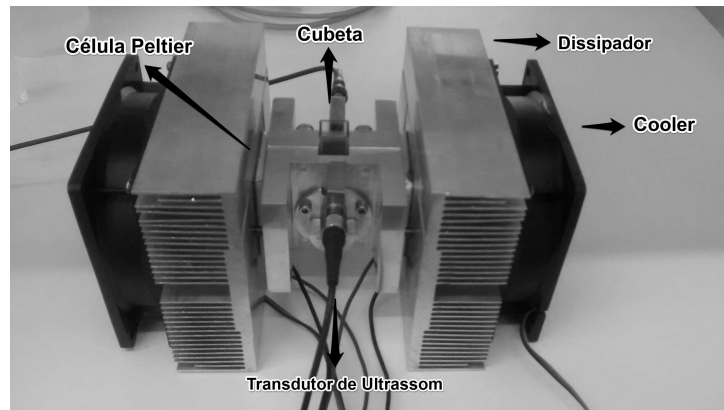
Figura 1 – Esquema geral do sistema.



Fonte: Elaborada pelo autor

Este sistema inteiro estará acondicionado dentro de uma caixa térmica de isopor cuja temperatura também será controlada (com uma precisão de $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$), como mostrado na Figura 3 para garantir que o sistema não seja submetido a grandes variações de temperatura do ambiente durante os testes utilizando ultrassom.

Figura 2 – Célula de medição.



Fonte: Elaborada pelo autor

Este modo de funcionamento tem como objetivo evitar que variações de temperatura ambiente afetem a temperatura na amostra, devido à alta exigência pretendida.

Neste capítulo são abordados tópicos relacionados às células de efeito Peltier e circuitos de potência para acioná-las, os sensores de temperatura, e as técnicas de controle utilizados.

Destaca-se que este trabalho faz parte de um projeto FAPESP ("Desenvolvimento de uma célula de medição de propriedades de líquidos por ultrassom com altas frequências", 2014/09034-8) e tem interface com um trabalho de iniciação científica com bolsa FAPESP ("Projeto e implementação de um sistema de controle de temperatura para aplicação em experimentos com ultrassom", Caio César Silva Gomes, 2014/16371-0) e de Doutorado (Bolsa CAPES, Marcelo Moreira Tiago, "Célula de medição por ultrassom com altas frequências e aplicação a biocombustíveis."). Este último utilizará os sistemas de controle de temperatura para realizar experimentos com ultrassom.

Figura 3 – Caixa com temperatura controlada



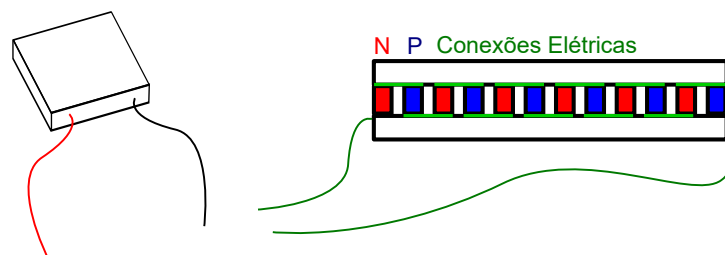
Fonte: Elaborada pelo autor

2.1 CÉLULA PELTIER

Para realizar o aquecimento e resfriamento do líquido escolheu-se utilizar as células Peltier, que são elementos semicondutores capazes de bombear calor nos dois sentidos. A maior vantagem desses elementos é não possuir partes móveis, não necessita de líquidos nem gases para funcionar, além de existir uma relação entre a quantidade de calor bombeada e a corrente injetada na célula.

As células Peltier, também conhecidas como controladores termoelétricos (TEC) podem ser utilizadas para aquecimento e resfriamento de sistemas e não possuem partes móveis (DZIURDZIA, 2010). Essas células são compostas por elementos semicondutores e utilizam-se de junções p e junções n ligadas em série, como mostrado na Figura 4, para bombear calor de uma face a outra.

Figura 4 – Célula Peltier.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O princípio de funcionamento é baseado em cinco efeitos: Seebeck, Joule, Peltier,

Thomson e condução de calor. O efeito Joule é o efeito mais comum entre os citados anteriormente e é encontrado ao passar uma corrente (I) por um condutor, que possui uma resistência (R), gerando um fluxo de calor (Q_j). Esse efeito é descrito pela equação (DZIURDZIA, 2010):

$$Q_j = R \cdot I^2. \quad (1)$$

O efeito Peltier descreve a absorção ou emissão de calor nos terminais de elementos condutores diferentes submetidos a uma corrente elétrica, regido pela seguinte equação (DZIURDZIA, 2010):

$$Q_p = \alpha_p \cdot T \cdot I, \quad (2)$$

no qual α_p é o coeficiente Peltier e T é a temperatura do lado da face a ser analisada.

O efeito Thomson ocorre na presença de uma corrente elétrica fluindo entre dois objetos em temperaturas diferentes e é dado por (DZIURDZIA, 2010):

$$Q_t = -\mu_t \cdot I \cdot \frac{dT}{dx} \quad (3)$$

O efeito Thomson em células Peltier é pequeno de acordo com Dziurdzia (2010) e pode ser ignorado levando em consideração as temperaturas a serem alcançadas pela célula de medição.

A condução de calor entre as faces da célula Peltier é dada por:

$$Q_{cond} = K \cdot \Delta T, \quad (4)$$

no qual K é a condutividade térmica da célula. Dziurdzia (2010) nota que este parâmetro varia com a diferença de temperatura.

Com a somatória dos efeitos supramencionados, são obtidas as equações de transferência de calor para o lado quente (Q_h) e para o lado frio (Q_c) da célula Peltier, dadas por:

$$Q_h = R \cdot I^2 + K(T_h - T_c) + \alpha \cdot T_h \cdot I, \quad (5)$$

$$Q_c = -R \cdot I^2 - K(T_h - T_c) + \alpha \cdot T_c \cdot I. \quad (6)$$

no qual T_h é a temperatura do lado quente da célula e T_c do lado frio.

Alguns valores típicos para α variam em torno de 50 mV/K e nas células utilizadas a resistência nominal é de 2 Ω . Dessa forma, calculando os termos de Q_c separadamente para uma corrente de 5 A (máxima da célula Peltier a ser utilizada), uma diferença de temperatura de 10 °C, uma temperatura ambiente de 25 °C e considerando que o lado quente da célula está à temperatura ambiente obtém-se $Q_j = -50$, $Q_{cond} = -500$ e $Q_{peltier} = 3750$. Nota-se que o efeito

Peltier é dominante para as correntes de interesse, já a condução térmica cresce proporcionalmente à diferença de temperatura e vai se tornando cada vez mais relevante. O efeito Joule é pequeno e inicialmente as células serão tratadas como lineares em função da corrente.

O efeito Seebeck descreve a indução de tensão nos terminais de materiais condutores diferentes conectados eletricamente ao serem submetidos a um gradiente de temperatura, no caso de um TEC a equação que rege esse efeito é (DZIURDZIA, 2010):

$$V_{seebeck} = \alpha_S \cdot (T_h - T_c), \quad (7)$$

no qual α_S é o coeficiente Seebeck.

Nas células Peltier o sentido da corrente determina qual face irá esquentar e qual lado irá resfriar, dessa forma é possível usar a mesma célula para ora esquentar o sistema e ora resfriá-lo, bastando apenas alterar o sentido da corrente.

2.1.1 Circuitos de Acionamento

De acordo com o conjunto de equações (5) e (6) as células Peltier são bombas de calor, em que a grandeza fluxo de calor (Q) está relacionada à corrente elétrica (I). Sendo assim, existem duas principais formas de controle em malha aberta do fluxo Q : o controle por corrente e por tensão (uma vez que aplicando uma tensão nos terminais da célula Peltier será introduzida uma corrente no sistema).

Um dos grandes problemas observados no controle por tensão é o efeito Seebeck, descrito pela equação (7), que devido à diferença de temperatura entre as faces gera uma tensão no sentido contrário à excitação do sistema, causando erros no controle. Entretanto, os circuitos são mais simples e estão disponíveis comercialmente na forma integrada.

O controle em modo corrente depende da implementação de um controlador em malha fechada, necessitando uma medição precisa da corrente na saída (em uma faixa ampla, de 0 a 5 A, com precisão de pelo menos 0,1 A). Esse sistema, além de mais custoso e complexo, apresenta uma nova característica, sua saturação varia de acordo com a diferença de temperatura entre as faces da célula, uma vez que a tensão contrária, gerada pelo efeito Seebeck, irá limitar a capacidade de corrente gerada pelo gerador.

Para ilustrar essa dificuldade, supõe-se um sistema em que a máxima tensão é 12 V, a resistência é 2Ω e $\alpha = 50 \text{ mV/K}$. Na condição inicial onde $\Delta T = 0^\circ\text{C}$, a máxima corrente transmitida para a célula seria de 6 A. Durante a operação, surge uma diferença de temperatura entre as paredes da célula $\Delta T = 20^\circ\text{C}$, assim uma tensão de 1 V no sentido contrário ao aplicado pelo amplificador é causada pelo efeito Seebeck, dessa forma, a máxima corrente passaria a ser 5,5 A. Aumentando ainda mais a diferença de temperatura para $\Delta T = 40^\circ\text{C}$, a máxima corrente passaria a ser 5 A. Assim, optou-se pelo modo tensão, para evitar as dificuldades geradas pelo modo corrente.

As células Peltier funcionam a partir de uma corrente introduzida no sistema devido à uma tensão DC aplicada em seus terminais. Dessa forma, para se obter diferentes valores de corrente deve-se variar a tensão nos terminais da célula. Para isso, é necessário um circuito capaz de se obter uma tensão variável a partir de uma fixa (de alimentação). Para tanto, podem se utilizados dois tipos de circuitos: os amplificadores de potência e os conversores DC-DC.

Para este trabalho deseja-se que as células Peltier tenham capacidade de reversão, ou seja, é preciso que a tensão aplicada aos seus terminais possa ser revertida e que a relação entrada x saída possua boa linearidade na faixa de operação de -12 a 12 V. Muitos circuitos utilizando amplificadores operacionais (AO) de potência podem ser utilizados para este fim. Um AO de potência consiste em um amplificador operacional seguido de um *buffer* (reforçador) classe AB, dessa forma o máximo rendimento desse sistema será de 78,5% (SEDRA, 2007).

Muitos circuitos com AO de potência, como descritos por Franco (2002), permitem o controle da corrente a partir da tensão, entretanto muitos desses circuitos dependem de resistores que serão submetidos a correntes da mesma magnitude da carga, tornando assim o sistema ainda mais dissipativo. Outro ponto negativo desses circuitos é que para atuar na faixa de -12 a 12 V, é necessário uma fonte de alimentação simétrica. Essa fonte deve alimentar o circuito com 12 V somado de uma tensão, que no caso do OPA548 da Texas Instruments chega a 3V, assim seria necessária uma fonte de tensão simétrica de -15 a 15 V, com capacidade de corrente de 6 A (supondo 3 A como corrente máxima para cada célula durante os experimentos).

Já os circuitos conversores DC-DC (*choppers*) podem chegar a eficiências de até 95%. Além disso uma topologia utilizada para inversores monofásicos (VSI). Os inversores monofásicos de ponte completa (popularmente conhecidos como ponte H), permite a reversão do sentido da corrente utilizando uma mesma fonte DC de 0 a 12 V. Além disso a queda de tensão nos transistores da ponte H é muito baixa, permitindo que a tensão nos terminais da carga excursione praticamente por toda a faixa de tensão de 0 a 12 V. Escolheu-se trabalhar com esse tipo de circuito devido a essas características.

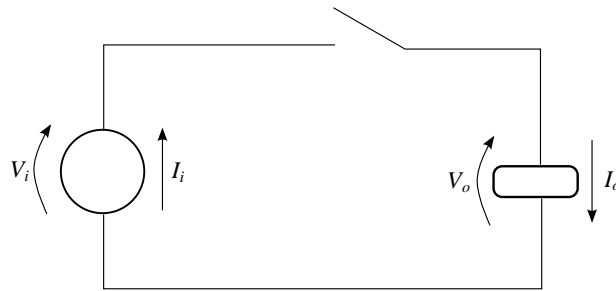
Como mostrado por Ahmed (2000) um circuito *chopper* DC simples é mostrado na Figura 5. Uma chave é ligada em série com a fonte de tensão DC (V_i) e a carga. Em condições ideais a perda de potência do *chopper* é zero. Dessa forma:

$$V_o I_o = V_i I_i, \quad (8)$$

no qual V_o é a tensão média de saída, V_i é a tensão de entrada, I_o é a corrente média na saída e I_i é a corrente média na entrada.

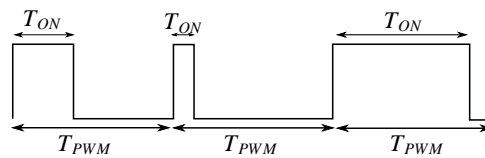
Pode-se operar na chave de tal modo que ela esteja fechada durante um período de tempo (T_{ON}) e aberta durante um outro período de tempo (T_{OFF}) em cada ciclo de um período T_{PWM} prefixado, de forma que $T_{ON} + T_{OFF} = T_{PWM}$. A Figura 6 mostra em detalhe a nomenclatura dos períodos do sinal PWM.

Figura 5 – Conversor DC-DC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6 – Sinal de PWM.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão média (DC) na saída de um ciclo é dada por:

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T_{PWM}} \cdot V_i, \quad (9)$$

chama-se essa relação $\frac{T_{ON}}{T_{PWM}}$ de razão cíclica (d), assim:

$$V_o = d \cdot V_i. \quad (10)$$

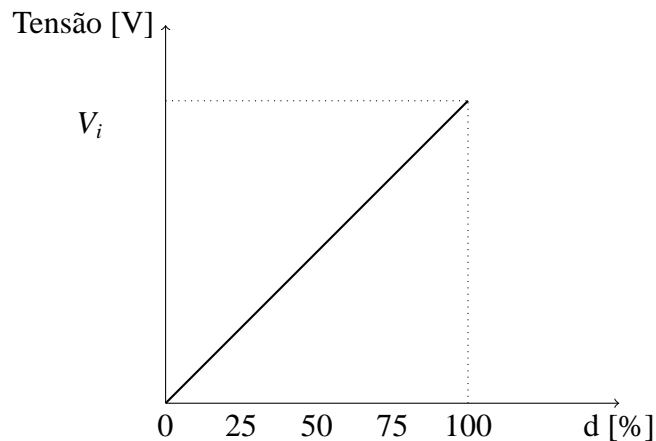
A equação (10) mostra que a tensão de saída varia de modo linear com a razão cíclica, podendo se controlar a tensão na faixa de 0 até a tensão de entrada V_i (AHMED, 2000).

Chama-se a essa técnica de variar a razão cíclica mantendo o período constante de modulação por largura de pulso (PWM), na Figura 7 a variação da razão cíclica de um sinal.

Com essa técnica, com uma fonte de 12 V seria possível variar a tensão de 0 a 12 V. Para realizar a reversão e poder obter valores de tensão que excursionam de -12 a 12 V, é necessário utilizar o circuito de ponte H, apresentado na Figura 8. Esta é uma topologia muito utilizada no controle de motores DC que permite a reversão do sentido da corrente, bem como a diminuição do valor médio de tensão aplicado ao motor. O princípio de operação é baseado em quatro transistores (geralmente MOSFETS) trabalhando como chaves que abrem e fecham para direcionar e modular a tensão aplicada ao motor.

Caso as chaves S1 e S4 estejam fechadas e S2 e S3 abertas, a corrente fluirá da esquerda para a direita, como ilustrado na Figura 8b. Na situação contrária, ou seja chaves S2 e S3 fechadas e S1 e S4 abertas, a corrente fluirá da direita para a esquerda, trocando o sentido da troca de calor da célula, como ilustrado na Figura 8c. No caso de S1 e S3 estarem fechadas e

Figura 7 – Tensão x razão cíclica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

S2 e S4 abertas, não há diferença de potencial entre os terminais da célula, assim não ocorre resfriamento nem aquecimento. O mesmo é válido para as chaves S2 e S4 fechadas e S1 e S3 abertas.

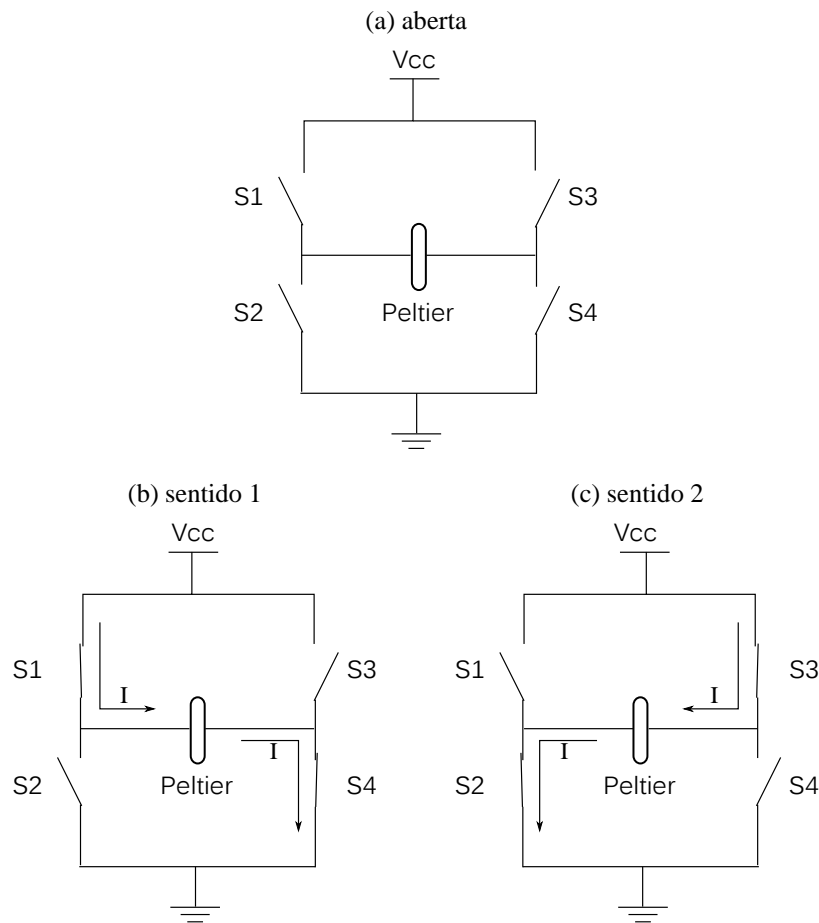
Nota-se que os pares de chaves S1 e S2, bem como S3 e S4, nunca podem ser fechadas ao mesmo tempo, uma vez que essas combinações causariam um curto circuito da alimentação para o terra do sistema. Circuitos integrados que implementam esse tipo de circuito costumam ter proteção contra esse tipo de falha.

Uma grande variedade de soluções comerciais de ponte H integradas próprias para a utilização com elementos Peltier foram encontradas. As principais são os circuitos integrados DRV592 da Texas Instruments e TLE5206 da Infineon. Os circuitos DRV592 e TLE5206 foram testados extensivamente no laboratório. O primeiro trabalha com um limite de tensão de 5 V, o que limitava em aproximadamente um terço a capacidade de forçar fluxo de calor da célula Peltier; já o segundo, apesar de ser operado dentro dos limites especificados pelo manual apresentou problemas em seu circuito lógico repetidas vezes após certo tempo de operação.

Devido à impossibilidade de utilizar os circuitos citados acima, optou-se por implementar o circuito da ponte H de maneira discreta, juntamente com os circuitos de PWM e de condicionamento de sinais necessários. Quatro transistores são utilizados como chaves, essas então são fechadas de forma a direcionar a corrente que passa pela carga, podendo assim ocorrer a reversão.

As entradas dessas pontes são sinais modulados por largura de pulso (PWM), que foram geradas da seguinte forma: o algoritmo de controle gerará um sinal de saída, que será correspondente a um nível de tensão, que será convertido a analógico por meio de um conversor digital analógico (DA) com 16 bits de resolução vertical (USB-AIO16-16A, AccessIO). Esse sinal é então submetido a um circuito modulador, composto por um gerador de ondas do tipo dente de serra e um comparador. Um diagrama de blocos com do sistema é apresentado na Figura 9.

Figura 8 – Ponte H.



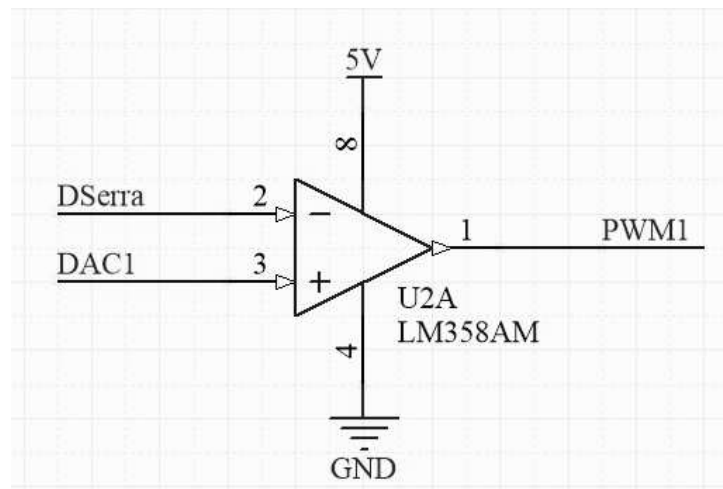
Fonte: Próprio Autor

O circuito baseado no circuito integrado LM555 ilustrado na Figura 10 é o responsável pela geração da onda dente de serra com frequência de 1 kHz, que pode ser alterada utilizando outros valores de capacitores e resistores. A saída do circuito é dada pelo sinal DSerra e utilizado no estágio seguinte.

O próximo estágio do modulador para gerar o sinal de PWM é comparar o sinal DSerra com o sinal gerado pelo conversor DA, denotado na Figura 11 por DAC1. Caso seja aplicada uma tensão constante na entrada DAC1 a saída PWM1 terá nível alto enquanto o sinal DSerra for menor do que essa tensão e terá nível baixo na situação em que DSerra é maior. Como a frequência do sinal DSerra é constante, ao alterar o valor do sinal DAC1 altera-se a largura do pulso PWM1, mantendo o período constante. A comparação é realizada por um amplificador operacional de baixo offset LM358.

Utilizou-se esta arquitetura e não a geração direta do PWM pela placa pois esta não tem resolução suficiente para gerar sinais com duty cycles menores do que 10% a 1 kHz, o que comprometeria a resolução do controle de temperatura. A forma de onda de saída dos estágios de geração da dente de serra e do comparador (aplicando uma tensão de 2,25 V) são

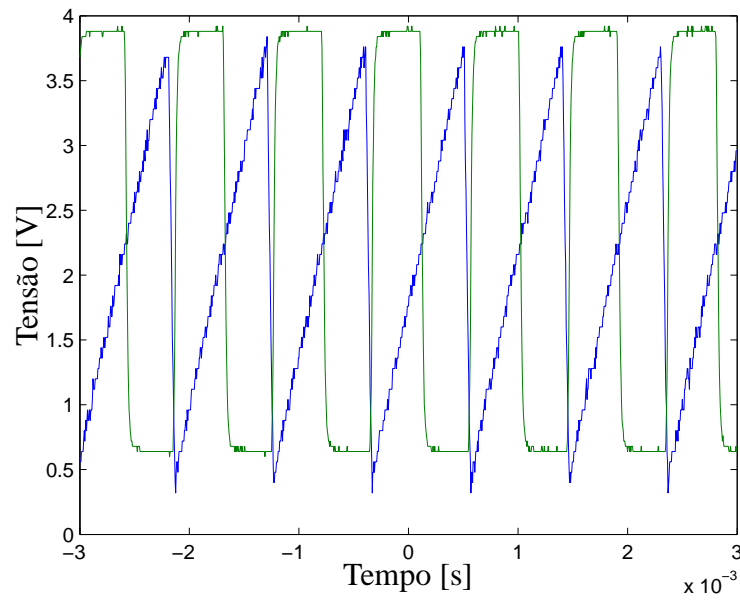
Figura 11 – Comparador.



Fonte: Próprio Autor

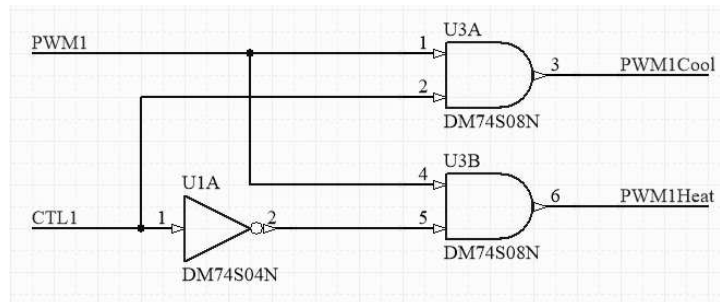
De forma similar, quando houver PWM em PWM1Cool e PWM1Heat estiver fixado em nível lógico baixo, a corrente será conduzida da direita para a esquerda e o transistor Q3 será chaveado pelo sinal de PWM.

Figura 12 – Geração do PWM.



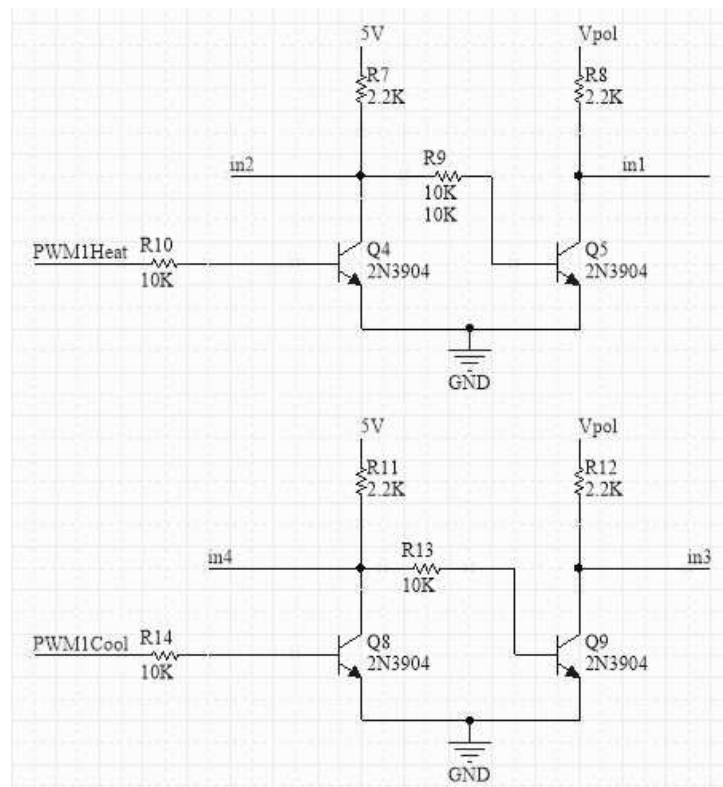
Fonte: Próprio Autor

Figura 13 – Circuito Lógico.



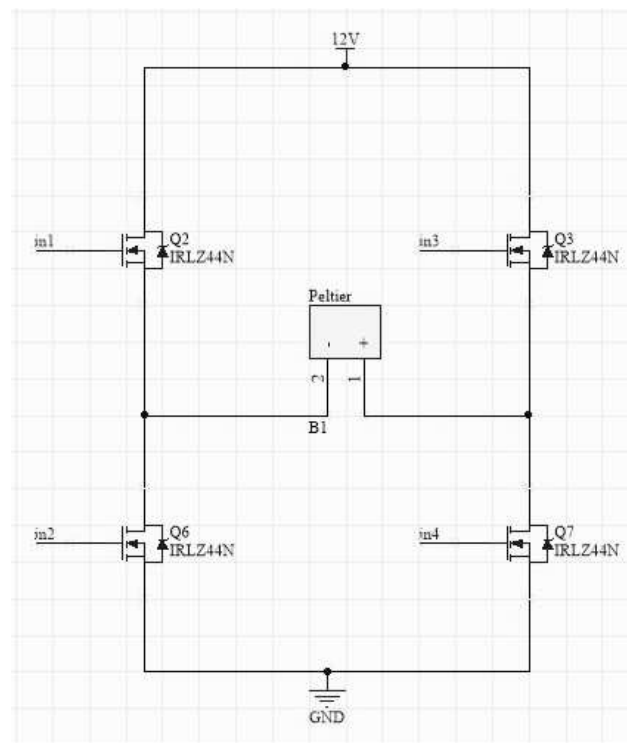
Fonte: Próprio Autor

Figura 14 – Circuito para proteção e polarização da ponte H.



Fonte: Próprio Autor

Figura 15 – Ponte H.



Fonte: Próprio Autor

2.2 SENSORES DE TEMPERATURA

Três tipos de sensores são usualmente utilizados na indústria para fazer medição de temperatura: os termopares, os dispositivos de temperatura resistivos (RTDs) e os termistores. Cada tipo de sensor apresenta vantagens e desvantagens e a escolha do tipo correto de sensor acaba sendo um compromisso entre faixa de temperatura, custo, estabilidade, sensibilidade e linearidade.

Faixa de temperatura se refere à faixa em que o sensor é capaz de atuar, ou seja, os limites mínimos e máximos ao qual ele pode ser submetido. A estabilidade é uma medida do quanto as características do sensor variam com o tempo. A sensibilidade trata da intensidade da reação dos sensores a pequenas mudanças: uma grande sensibilidade significa uma grande variação do sinal de saída para uma pequena perturbação na grandeza mensurada. A linearidade se refere ao quanto a função de transferência pode ser aproximada por uma linha reta. Alguns sensores trazem um índice que se refere ao máximo desvio de uma função de transferência real da aproximação em linha reta (FRADEN, 1996).

Para a célula de medição procura-se um sensor com grande linearidade na faixa de 0 até 60 °C, para que depois das ampliações necessárias toda a faixa de temperatura seja lida com a mesma resolução pelo conversor analógico-digital (ADC). É desejável também que o sensor tenha boa estabilidade, para que o sistema não precise ser recalibrado de tempos em tempos. É preciso também que o sensor tenha boa sensibilidade para que possa medir as variações de temperatura na faixa de 0,01 °C.

Tabela 2 – Comparativo entre os tipos de sensores de temperatura.

Sensor	RTD	Termopar	Termistor
Faixa de temperatura[°C]	-260 a 850	-270 a 1800	-80 a 150
Custo	Moderado	Baixo	Baixo
Estabilidade	Melhor	Baixa	Moderada
Sensibilidade	Moderada	Pior	Melhor
Linearidade	Melhor	Moderada	Pior

Fonte: MINCO (2015)

Apesar dos termistores apresentarem maior sensibilidade, devido à sua baixa linearidade, a medição da mesma variação de temperatura iria causar variações de diferentes magnitudes na tensão, o que, depois de quantizado pelo conversor AD, poderia representar resolução de 0,01 °C a 50 °C e uma resolução de 0,1 °C a 10 °C.

Por isso, optou-se por utilizar RTDs pois possuem alta estabilidade e linearidade, além de uma boa sensibilidade, tornando possível realizar medições de pequenas e grandes variações de temperatura com a mesma facilidade, sem a necessidade de recalibrar o sensor com muita frequência.

O princípio de funcionamento dos RTDs é baseado no fato que a maioria dos metais aumentam sua resistência elétrica conforme sua temperatura aumenta. Essa relação é, em uma faixa limitada, praticamente linear, podendo ser descrita pela expressão:

$$R(T) = R_0(1 + \beta \cdot T), \quad (11)$$

no qual R_0 é a resistência do sensor a 0°C , $R(T)$ é a resistência do sensor na temperatura a ser medida, T a temperatura em $^\circ\text{C}$ e β é o coeficiente que relaciona a temperatura e a resistência do material. Para a platina (material mais utilizado em RTDs) esse coeficiente possui valor de $0,0039^\circ\text{C}^{-1}$. A platina é o material mais comum hoje em dia pois esse coeficiente se mantém constante em uma larga faixa de temperatura, mantendo o comportamento linear do sensor, além de ser um material utilizado como referência de temperatura em padrões internacionais. (ELGAR, 2001)

No Laboratório de Ultrassom há um sistema de medição de temperatura composto por sensores calibrados de platina (Isotech, modelo 935-14-61) e um medidor de temperatura (Isotech, modelo MilliK), apresentado na Figura 16. Os sensores de temperatura apresentam resistência de $100\ \Omega$ a 0°C , com incerteza de $0,0035^\circ\text{C}$ na faixa de 0 a 150°C , quando utilizados juntos com o Millik, de acordo com os dados de calibração. Esse sistema será utilizado na malha de controle para fazer as medições da temperatura. A parte do elemento sensor ocupa um comprimento de $6\ \text{mm}$ na ponta do termômetro, que no total mede $30\ \text{cm}$. O medidor de temperatura tem acurácia de 3 a $4\ \text{mK}$ e resolução de $1\ \text{mK}$ e apresenta uma interface de comunicação serial e de rede Ethernet.

Figura 16 – Termômetro digital.



Fonte: Próprio Autor

2.3 COMENTÁRIOS

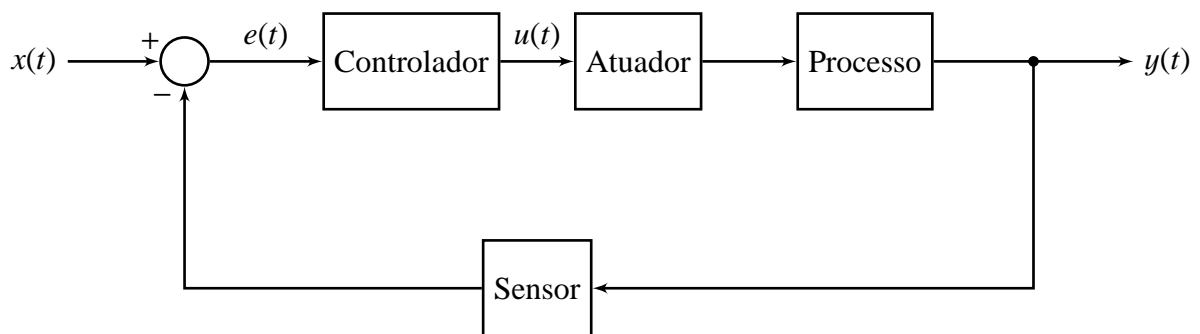
Neste capítulo foi apresentado o sistema de controle de temperatura de líquidos, composto por um bloco metálico com células Peltier, um sensor de temperatura e circuitos de potência para o acionamento das células.

A medição exata e precisa da temperatura é essencial para que se atinjam os objetivos propostos neste trabalho. Por isso nesta etapa ainda se recorreu a um instrumento comercial para medir a temperatura na amostra e no interior da caixa. A baixa incerteza do sistema de medição é primordial para que o sistema apresente oscilações dentro da faixa de $\pm 0,01^{\circ}\text{C}$ em regime permanente. No capítulo seguinte serão apresentadas as técnicas de controle utilizadas nesse sistema para atingir os objetivos propostos.

3 TÉCNICAS DE CONTROLE

Sistemas de controle de malha fechada (ou sistemas de controle com realimentação negativa) são sistemas que usam uma medida da saída e a realimentação desse sinal para comparar com a saída desejada (de referência ou um comando) (DORF; BISHOP, 2008). Para isso são utilizados sensores para ler a saída, controladores para calcular qual a ação desejada do sistema e atuadores para agir sobre o processo a ser controlado, como ilustrado na Figura 17.

Figura 17 – Sistema de controle com realimentação.



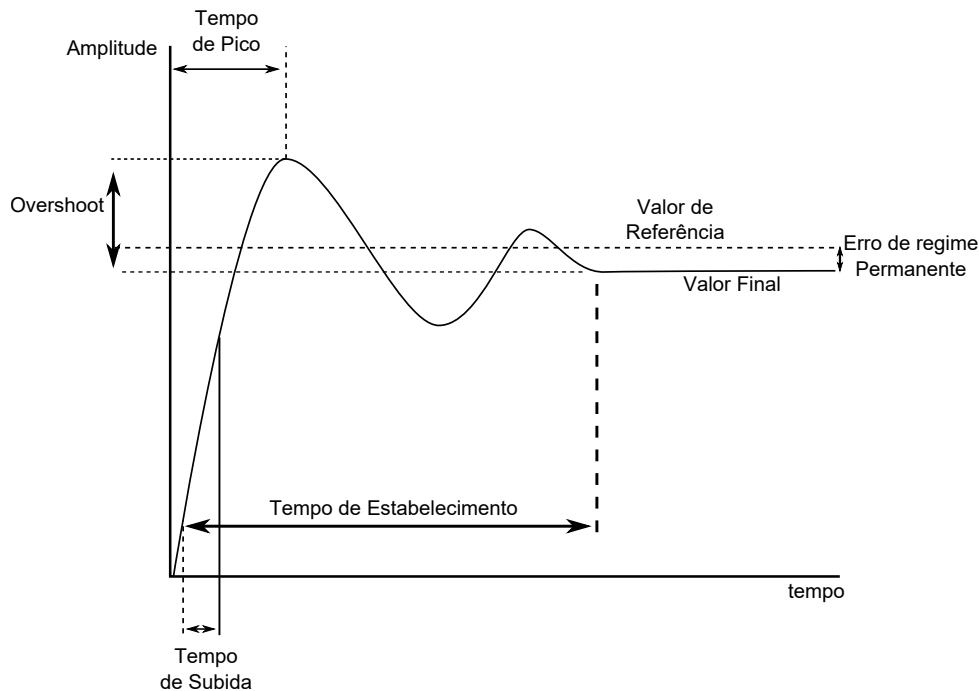
Fonte: Adaptada de (DORF; BISHOP, 2008)

Os sistemas de controle de malha fechada, apesar de serem mais complexos, possibilitam maiores rejeições a distúrbios, maiores reduções do erro de regime permanente e maior controle do ajuste sobre a resposta transitória do que sistemas de controle de malha aberta (aqueles que não trabalham com realimentação) (DORF; BISHOP, 2008).

3.1 ESPECIFICAÇÕES NO DOMÍNIO DO TEMPO

Especificações para projetos de sistemas de controle costumam envolver alguns parâmetros associados com a resposta temporal do sistema. Ao realizar os projetos deve-se especificar quais os valores desejados e margens dos parâmetros para uma resposta ao degrau, descritos a seguir (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2015) e ilustrados na Figura 18.

Figura 18 – Especificações no domínio do tempo.



Fonte: Adaptada de (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2015)

- Tempo de subida: é o tempo que leva para o sistema atingir a vizinhança da saída desejada, passando de 10% a 90% do valor de regime permanente.
- Overshoot: é o percentual máximo que o sistema passa do valor de regime permanente.
- Tempo de pico: é o tempo que o sistema leva para atingir o ponto de máximo overshoot.
- Tempo de estabelecimento: é o tempo que leva para que a curva de resposta alcance valores na faixa de $\pm 0,01^\circ\text{C}$ em torno do valor final.
- Erro de regime permanente: é o percentual em que a amplitude de regime permanente se diferencia da amplitude desejada.

Para o sistema em questão, deseja-se que o erro de regime permanente seja nulo e o tempo de estabelecimento seja menor do que 15 minutos, respeitando as limitações de potência do circuito amplificador e a precisão do sensor de medida de temperatura.

3.2 CRITÉRIOS DE DESEMPENHO

Além das especificações temporais da resposta ao degrau do sistema em malha fechada, existem alguns critérios que levam em conta o sinal de erro $e(t)$. Dentre eles alguns comumente são utilizados (DORF; BISHOP, 2008):

- Integral do erro absoluto (IAE):

$$\int_0^t |e(t)| dt \quad (12)$$

- Integral do erro quadrático (ISE):

$$\int_0^t e^2(t) dt \quad (13)$$

- Integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo (ITAE):

$$\int_0^t |e(t)| t dt \quad (14)$$

- Integral do erro quadrático multiplicado pelo tempo (ITSE):

$$\int_0^t e^2(t) t dt \quad (15)$$

Os critérios ITAE e ITSE são ótimas ferramentas para avaliar o desempenho durante o regime permanente pois qualquer erro pequeno que ocorra será multiplicado pelo tempo, tendo uma relevância maior no resultado do cálculo e os critérios IAE e ISE apresentam valores menores para sistemas que tenham uma resposta transitória mais rápida.

3.3 CONTROLE PID

Juntamente ao desenvolvimento do amplificador eletrônico de realimentação nos laboratórios Bell por H.S. Black, em 1927, o controle industrial de processos se tornou um padrão. Em um campo com processos altamente complexos e não lineares, sujeitos a longos tempos de atraso entre atuador e sensor, foi desenvolvido o controle proporcional, integral e derivativo (PID). Essa tecnologia foi descrita primeiramente por Callender em 1936 e é baseada em trabalhos experimentais e simples aproximações de linearização para a dinâmica dos sistemas. Posteriormente foram criados experimentos padrões adequados a operações em campo para uma sintonização satisfatória dos coeficientes do controlador (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2015).

Os controladores PID possuem três termos e podem ser representados na forma paralela:

$$G(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (16)$$

ou, ainda, na seguinte forma:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (17)$$

no qual K_p é o ganho proporcional, K_i o ganho integral, K_d o ganho derivativo, T_i a constante de tempo integral e T_d a constante de tempo derivativa (ANG; CHONG; LI, 2005). Esses coeficientes muitas vezes são ajustados em campo e possuem efeitos diferentes sobre a resposta em malha fechada do sistema.

A Tabela 3 apresenta os efeitos individuais dos três termos na resposta de malha fechada, porém essas considerações servem apenas como um primeiro guia para plantas estáveis em malha aberta. Uma dificuldade de sintonização é que a otimização de um parâmetro de cada vez não é suficiente, haverá influências inesperadas dos outros. A ideia de que aumentando o termo derivativo aumenta-se a estabilidade é muito difundida, entretanto, na prática, em muitas situações encontra-se o resultado contrário, principalmente quando existe atraso de transporte na planta. Inclusive, o termo derivativo, assim como o integral, podem tornar o sistema mais oscilatório e potencialmente instável (ANG; CHONG; LI, 2005).

Tabela 3 – Tabela comparativa: termos PID.

Termo	Tempo de Subida	Overshoot	Tempo de Estabelecimento	Erro de Regime Permanente	Estabilidade
K_p	Diminui	Aumenta	Pouca Mudança	Diminui	Diminui
K_i	Diminui	Aumenta	Aumenta	Elimina	Diminui
K_d	Pouca mudança	Diminui	Diminui	Não Muda	Aumenta

Fonte: (ANG; CHONG; LI, 2005)

3.4 CONTROLADOR PID DISCRETO

Um método simples utilizado para discretizar controladores é o método de Euler (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2015), dado por:

$$\dot{x} \cong \frac{x(k) - x(k-1)}{T_s} \quad (18)$$

Separando (17) em parcelas, aplicando o inverso da transformada de Laplace e derivando em relação ao tempo, temos:

$$\dot{u}_p(t) = K_p \dot{e}(t), \quad (19)$$

$$\dot{u}_D(t) = K_p T_D \ddot{e}(t), \quad (20)$$

$$\dot{u}_I(t) = \frac{K_p}{T_I} e(t). \quad (21)$$

Assim, pode-se aplicar a relação 18 em cada um dos termos, resultando em:

$$u_P[k] = u[k - 1] + K \left(\frac{e[k] - e[k - 1]}{T_S} \right), \quad (22)$$

$$u_D[k] = u[k - 1] + KT_D \left(\frac{e[k] - 2e[k - 1] + e[k - 2]}{T_S} \right), \quad (23)$$

$$u_I[k] = u[k - 1] + \frac{KT_S}{T_I} e[k]. \quad (24)$$

Ao considerar os três termos, obtém-se a equação:

$$u[k] = u[k - 1] + K \left[\left(1 + \frac{T_S}{T_I} + \frac{T_D}{T_S} \right) e[k] - \left(1 + 2\frac{T_D}{T_S} \right) e[k - 1] + \frac{T_D}{T_S} e[k - 2] \right], \quad (25)$$

que foi utilizada para implementar o controlador PID utilizando o Matlab.

3.5 ESTRATÉGIAS DE SINTONIZAÇÃO

Grande parte dos métodos disponíveis para sintonização de controladores PID se iniciam no levantamento de uma planta aproximada para o processo. Åström et al. (1992) destacam que pode-se caracterizar uma planta tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. No domínio do tempo deseja-se encontrar o ganho estático (K_p), a constante de tempo (T) e o atraso de transporte (L). Essas características são facilmente obtidas através de um ensaio para levantar a resposta ao degrau em malha aberta do sistema. A partir dessas informações é possível aproximar o comportamento do sistema a um de primeira ordem com planta G_p dada por:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + sT} e^{-sL}. \quad (26)$$

Uma vez conhecida a planta G_p muitas técnicas podem ser utilizadas para projetar controladores. A grande desvantagem dessa forma de identificar o sistema é depender do ensaio para o levantamento da resposta ao degrau do sistema em malha aberta, pois para que o ensaio possa ser realizado dois critérios devem ser atendidos: o operador deve ter habilidade de atuar diretamente na planta em malha aberta e essa deve ser estável.

No domínio da frequência procura-se levantar características como margem de fase e de ganho, ganho crítico e período crítico que são facilmente relacionáveis a propriedades das curvas de Nyquist das plantas em malha aberta ou fechada (ÅSTRÖM et al., 1993).

Ziegler e Nichols (1942) propõem o primeiro método do gênero, onde um controlador proporcional é inserido na malha, seu ganho é, então, ajustado de forma a causar um comportamento oscilatório em regime permanente (deixando o sistema beirando a instabilidade). O

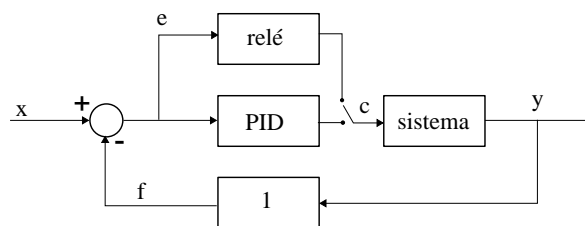
ganho ajustado será então chamado de ganho crítico (K_u) e o período de oscilação chamado de período crítico (T_u). Esse ensaio possibilita que o sistema seja identificado atuando em malha fechada apenas modificando o ganho do controlador proporcional. Entretanto esse processo pode ser demorado, além de arriscado pois um ajuste levemente errado pode deixar o sistema instável, o que poderia causar danos aos equipamentos, dependendo do processo sendo identificado.

Um outro ensaio que permite levantar parâmetros no domínio da frequência na planta foi proposto por Åström e Hägglund (1984). Nesse ensaio, para se determinar o ganho e o período críticos o sistema é inicialmente realimentado com um relé, como mostrado na Figura 19. O relé atuará com o sinal de controle c no sistema com uma amplitude d . Quando o valor de y ultrapassar o sinal de referência x , então o relé altera o valor de c para $-d$ e o sistema oscila em torno do sinal de referência x . O resultado é um sinal de saída y periódico com período T_u e amplitude a . A partir desses valores pode-se calcular:

$$K_u = \frac{4d}{\pi a}. \quad (27)$$

Esse ensaio apresenta a vantagem de manter o sistema em uma oscilação controlada, além de ser prático e tomar menos tempo para ser realizado. Åström e Hägglund (1984) ainda oferecem a possibilidade de inserir uma histerese no relé, a fim de tornar o processo imune a pequenos ruídos de medição. Durante as etapas de sintonização do sistema foram levantadas diversas respostas alterando parâmetros do sistema, como por exemplo o material da cubeta ou seu conteúdo. Dessa forma, escolhe-se um ensaio que dure 10 minutos (por relé) no lugar de um que dure 3 horas (por levantamento da resposta ao degrau).

Figura 19 – Sistema de controle utilizando alimentação por relé.



Fonte: Próprio Autor

Uma vez levantados os parâmetros K_u , K e T_u , é possível aproximar a planta para modelos no domínio do tempo (ÅSTRÖM et al., 1993). A aproximação de segunda ordem a seguir será utilizada para simular o desempenho dos controladores projetados para o sistema de controle de temperatura.

$$G_p(s) = \frac{K_p}{(1 + sT_2)^2} e^{-sL_2}, \quad (28)$$

onde

$$T_2 = \frac{T_u}{2\pi} \sqrt{K_u K - 1} \quad (29)$$

e

$$L_2 = \frac{T_u}{2\pi} \left(\pi - 2 \tan^{-1} \frac{2\pi T_2}{T_u} \right). \quad (30)$$

Os parâmetros para um sistema de primeira ordem com atraso de propagação podem ser calculados utilizando as seguintes fórmulas (NUNES et al., 2014):

$$w_u = \frac{2\pi}{T_u} \quad (31)$$

$$\tau = \frac{\sqrt{(K_u K)^2 - 1}}{w_u} \quad (32)$$

$$\theta = \frac{\pi - \tan^{-1}(\tau w_u)}{w_u} \quad (33)$$

$$K = \frac{\int_0^{T_u/2} y(t) dt}{\int_0^{T_u/2} u(t) dt}. \quad (34)$$

A partir desses parâmetros existem diversas fórmulas que podem ser utilizadas para sintonizar controladores PID, que são apresentado a seguir.

3.6 MÉTODOS DIRETOS

O método mais tradicional de sintonização foi proposto por (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), onde se utilizam as informações do ganho crítico e período crítico na Tabela 4 para obter os parâmetros do controlador PID.

Tabela 4 – Coeficientes do método de Ziegler-Nichols.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_u$		
PI	$0,45K_u$	$T_u/1,2$	
PID	$0,6K_u$	$T_u/2$	$T_u/8$

Fonte: Próprio Autor

É possível utilizar um fator de folga à estratégia de sintonização de Ziegler-Nichols, para levar em consideração incertezas na ordem de 5% a 20% da dinâmica do processo estimado (NUNES et al., 2014). A tabela atualizada com os fatores de folga é apresentada na Tabela 5.

Tabela 5 – Coeficientes do método de Ziegler-Nichols com fator de folga.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,4K_u$		
PI	$0,36K_u$	$2,08T_u$	
PID	$0,48K_u$	$1,25T_u$	$T_u/8$

Fonte: Próprio Autor

Outro método foi desenvolvido por K.L.Chien, J.A Hrones e J. B Reswick (conhecido como CHR), também baseado em uma tabela de consulta para sintonização, mas é baseado no ganho da planta (K), no atraso (θ) e na constante de tempo (τ) (NUNES et al., 2014).

Tabela 6 – Coeficientes do método CHR.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{0,3\tau}{K\theta}$		
PI	$\frac{0,6\tau}{K\theta}$	4θ	
PID	$\frac{0,95\tau}{K\theta}$	$2,375\theta$	$0,421\theta$

Fonte: Próprio Autor

Um conjunto de regras muito utilizado é chamado de *Internal Model Control* (IMC), foi proposto por Rivera, Morari e Skogestad (1986). Essa estratégia leva em conta um fator de performance (λ) a ser ajustado de acordo com a dinâmica do sistema (NUNES et al., 2014). O valor de λ pode ser estimado como sendo $\lambda \geq 0,25 \times \theta$ (ÅSTRÖM et al., 1993).

Tabela 7 – Coeficientes do método IMC.

Controlador	K_p	T_i	T_d
PID	$\frac{2\tau + \theta}{2K\lambda}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2\tau + \theta}$

Fonte: Próprio Autor

3.7 AJUSTE FINO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR

Uma metodologia que pode ser utilizada caso os limites da planta sejam muito bem conhecidos é definir faixas de valores e passos para as constantes K_p , K_i e K_d , implementar cada possível conjunto e avaliar as respostas obtidas. Esse método apesar de ser empírico apresentou melhores resultados finais, principalmente quando utiliza-se os métodos diretos para definir as faixas de valores.

Essa estratégia torna-se especialmente interessante em processos com parâmetros incertos, ou que possuam não linearidades que não se tornem bem representadas por plantas de primeira ou segunda ordem com atraso.

3.8 COMENTÁRIOS

Neste capítulo foram apresentados os conceitos utilizados no trabalho para realizar a sintonização dos controladores PID projetados. No capítulo seguinte serão apresentados os dados utilizados para a sintonização, bem como as simulações e resultados dos controladores implementados no sistema real.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados resultados dos testes com os sistemas de controle e de ultrassom.

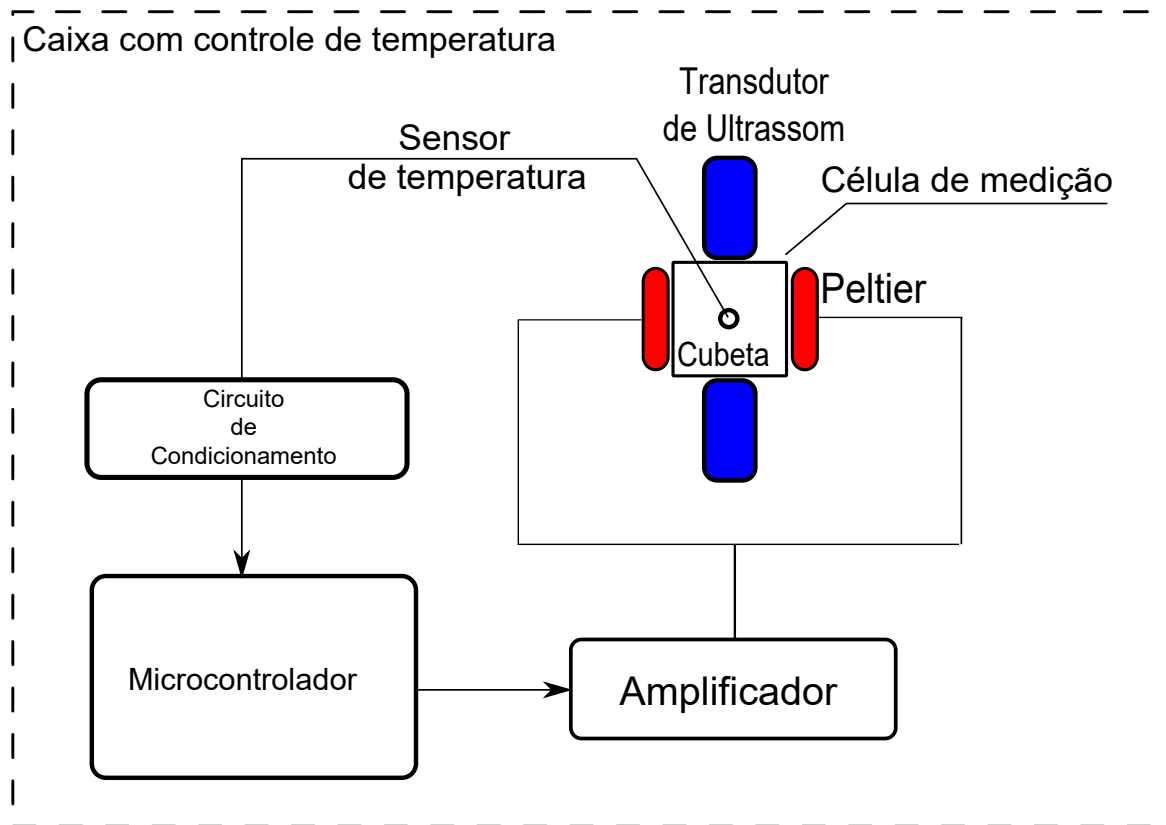
4.1 SISTEMAS DE CONTROLE

Nos experimentos, para verificar o comportamento do sistema com diversos controladores em malha fechada utilizou-se o esquema apresentado na Figura 20, utilizando um computador rodando o Matlab, juntamente com os circuitos de geração de PWM apresentados no Capítulo 2, capazes de gerar os dois sinais PWM em uma frequência de 1 kHz, controlados por USB.

Para aferir a temperatura utilizou-se o sensor calibrado 935-14-61 da Isotech, juntamente com o termômetro digital de referência Millik, enviando a temperatura para o Matlab através de uma conexão serial. Como amplificador de potência utilizou-se a placa projetada com ponte H.

A célula de medição por ultrassom foi mantida dentro de uma caixa de isopor com temperatura controlada em $25 \pm 0,1^\circ\text{C}$ para evitar que ações abruptas na temperatura introduzissem erros no sistema.

Figura 20 – Esquema geral do sistema.



Fonte: Elaborada pelo autor

4.1.1 Levantamento experimental da planta

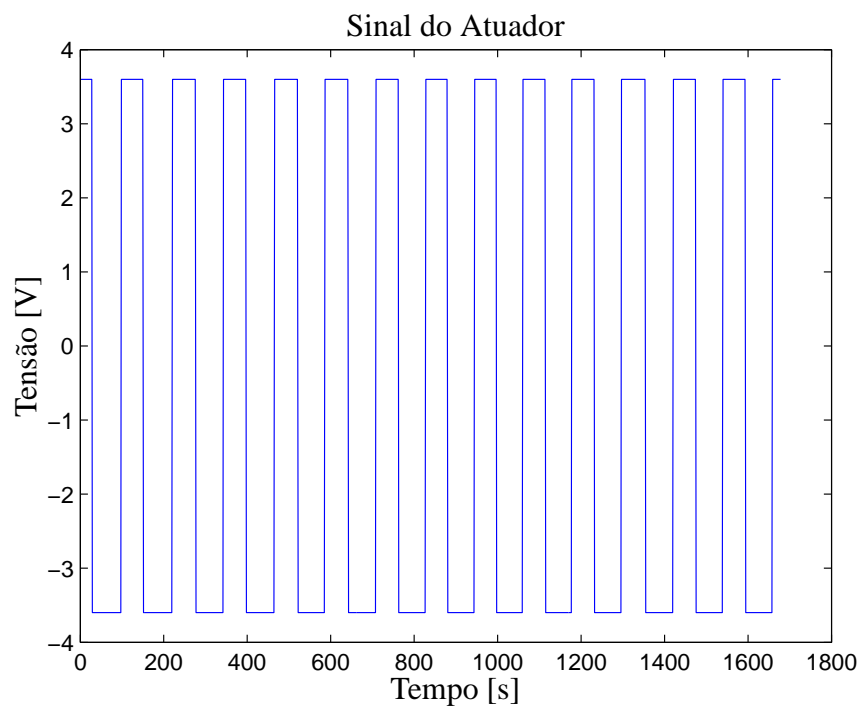
Submeteu-se o sistema ao experimento do relé sem histerese, colocando como *setpoint* 25°C e valor do relé de 3,5V. Obteve-se como resposta do atuador o sinal exibido na Figura 21 e como saída do sistema o sinal exibido na Figura 22.

A partir desses resultados pode-se aproximar o sistema para uma planta de segunda ordem, que será utilizada para realizar simulações das respostas ao degrau dos métodos, dada por:

$$G(s) = \frac{50,03}{(1024 \times 10^6)s^2 + 2024s + 1} e^{-0,792s} \quad (35)$$

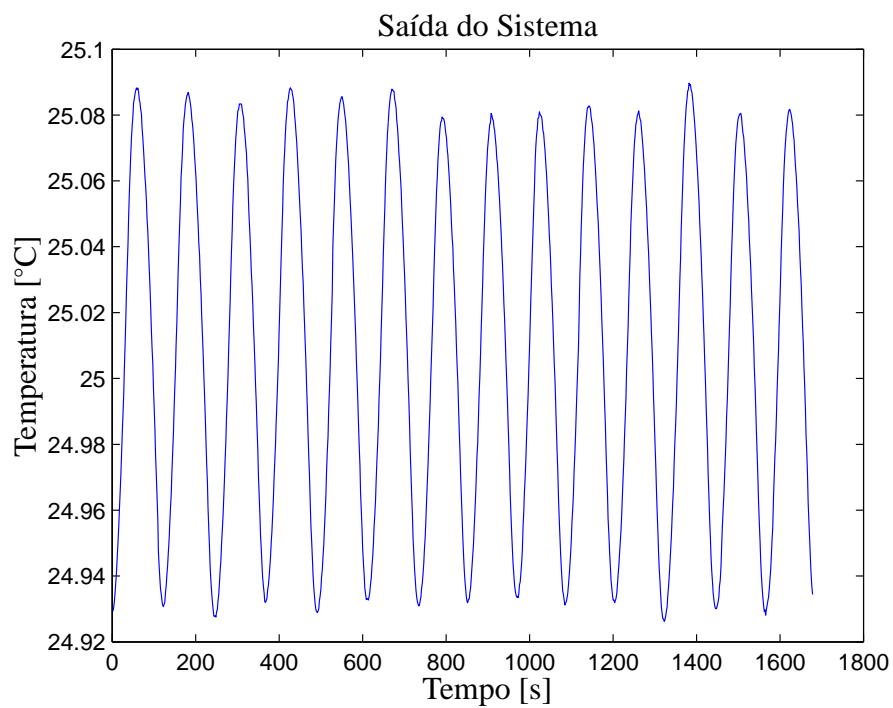
Nota-se que o termo quadrático é o termo dominante, uma vez que é seis ordens de grandeza maior que o termo linear. Dessa forma, espera-se, ao observar a planta, que o sistema comporte-se como um integrador. Esse comportamento não é possível de ser observado durante os testes práticos realizados posteriormente. De modo que não é possível utilizá-la para projetar de maneira satisfatória um controlador para o sistema, entretanto é possível utilizá-la para ter uma ideia, e não um modelo fiel, de como o sistema pode se comportar.

Figura 21 – Forma do sinal do Atuador.



Fonte: Próprio Autor

Figura 22 – Saída do Sistema.



Fonte: Próprio Autor

4.1.2 Projeto do controlador

A partir das respostas nas Figuras 21 e 22 foi possível gerar a Tabela 8 com candidatos a coeficientes PID, destacado com * está o controlador projetado utilizando o relaxamento dos fatores do método de Ziegler-Nichols.

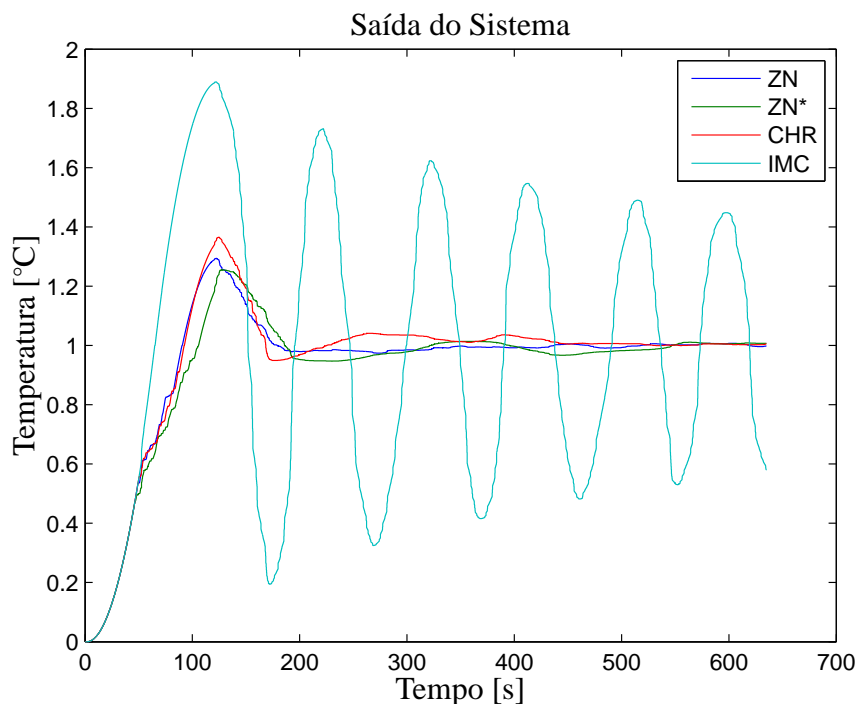
Tabela 8 – Controladores projetados.

Metodo	K_p	K_i	K_d
ZN	30,6	0,41	283
ZN*	24,5	0,13	226
CHR	30,8	0,35	240
IMC	43,3	0,00	401

Fonte: Próprio Autor

As respostas ao degrau simuladas de cada um dos métodos utilizando a planta levantada na seção anterior estão na Figura 23.

Figura 23 – Controladores simulados.



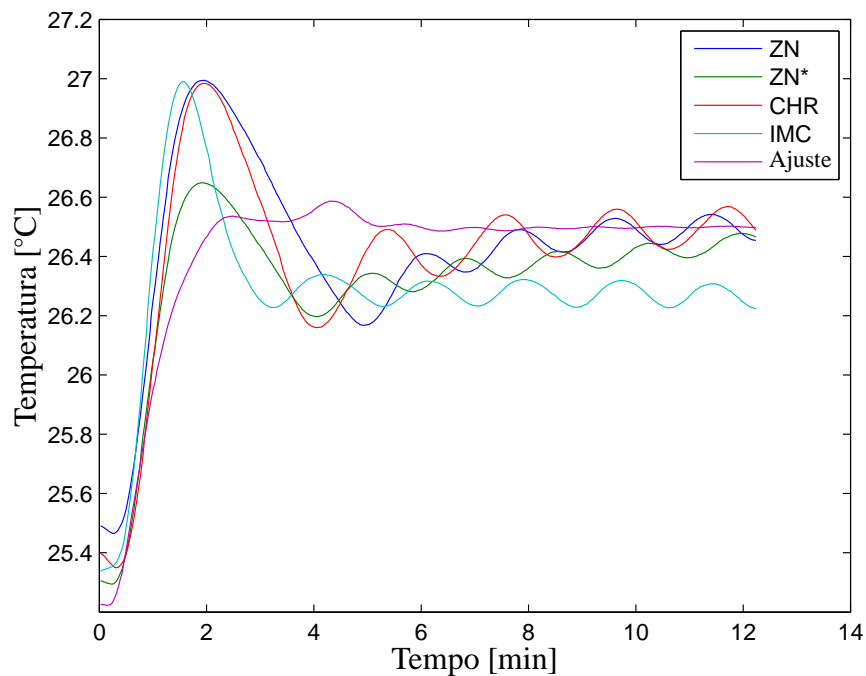
Fonte: Próprio Autor

A partir dos valores de K_p , K_i e K_d levantados, criou-se um programa em Matlab para ajustar valores otimizados na região, variaram-se K_p de 10 a 50, K_i de 0,1 a 0,5 e K_d de 200 a 400. Esse algoritmo implementou controladores no sistema durante 15 minutos cada para levantar a resposta ao degrau. Após um grande numero de testes, encontraram-se os valores 16, 0,3 e 300 para os valores de K_p , K_i e K_d , respectivamente.

Implementando no sistema os controladores disponíveis na Tabela ??, juntamente com o controlador projetado através do ajuste fino, obtiveram-se as respostas apresentadas na Figura 24 ao estabelecer um *setpoint* de 26,5°C. Pode-se observar que os controladores tabelados apresentaram rápida resposta, porém apresentaram uma oscilação em regime permanente. O controlador ajustado proporcionou em regime permanente oscilações menores do que 0,01°C, atendendo às especificações iniciais do projeto. O IMC apresenta um erro de regime permanente devido ao fato da constante K_i ser pequena.

A Tabela 9 apresenta a performance dos controladores implementados, observa-se que o método que em geral obteve os menores parâmetros foi o ajuste fino.

Figura 24 – Controladores implementados na prática.



Fonte: Próprio Autor

Tabela 9 – Performance dos controladores implementados.

Metodo	IAE	ISE	ITAE	ITSE
ZN	249	81129	18	3865
ZN*	181	63028	42	7322
CHR	237	71766	23	2804
IMC	176	51004	29	10162
ajuste	104	15651	35	1652

Fonte: Próprio Autor

4.2 ENSAIOS COM ULTRASSOM

Os ensaios com ultrassom foram realizados com o objetivo de se verificar se o controle de temperatura possibilitaria chegar a variações na velocidade dentro do especificado na proposta.

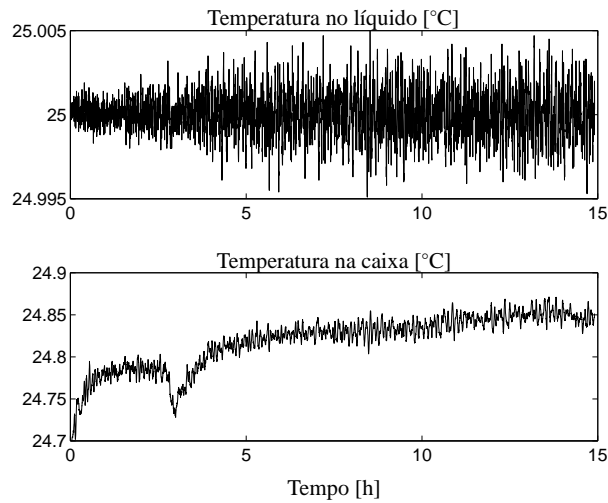
Como a parte específica de ultrassom não é o foco deste trabalho, colocam-se aqui apenas informações básicas sobre a montagem experimental, que foi composta por um gerador de funções e um amplificador de potência para excitar o emissor, e um amplificador de recepção e placa digitalizadora para adquirir os sinais do transdutor receptor. Todo o sistema foi controlado utilizando o Matlab e os dados foram sendo adquiridos e armazenados em computador.

Inicialmente deve-se fazer a calibração com água destilada, que tem suas propriedades conhecidas em função da temperatura. Com isso mede-se o caminho percorrido pela onda através da amostra, que corresponde à dimensão interna da cubeta, cujo valor nominal é de 10 mm. No entanto, com as variações de temperatura e as tolerâncias mecânicas, esse valor pode mudar ligeiramente. Este valor de distância é armazenado para dada temperatura e utilizado para calcular a velocidade de propagação a partir da diferença de tempo entre dois sinais de eco.

Foram feitos diversos testes de longa duração com água destilada para verificar questões relacionadas à estabilização da temperatura e dos parâmetros acústicos. Na Figura 25 estão mostradas a temperatura em uma posição dentro da caixa térmica e a temperatura no líquido, em um período de 15 horas.

A variação na temperatura na caixa entre as horas 3 e 4 deve-se a uma influência da temperatura externa, quando o ar-condicionado do laboratório é ligado ou desligado. Após esse período, o ar-condicionado ficou desligado durante a noite e a temperatura de regime dentro da caixa foi estabilizada, dentro de uma exatidão melhor que $0,05^{\circ}\text{C}$. No entanto, essas variações não comprometeram o controle de temperatura na amostra, que ficou com um valor médio de 25°C e com desvios de no máximo $0,005^{\circ}\text{C}$, o que é melhor do que especificado inicialmente na proposta do projeto, que era de $0,01^{\circ}\text{C}$. Se forem tomados os valores médios ao longo do tempo (por exemplo utilizando um filtro de média móvel), essa exatidão pode ser ainda melhor e

Figura 25 – Teste de estabilidade de temperatura em função do tempo.



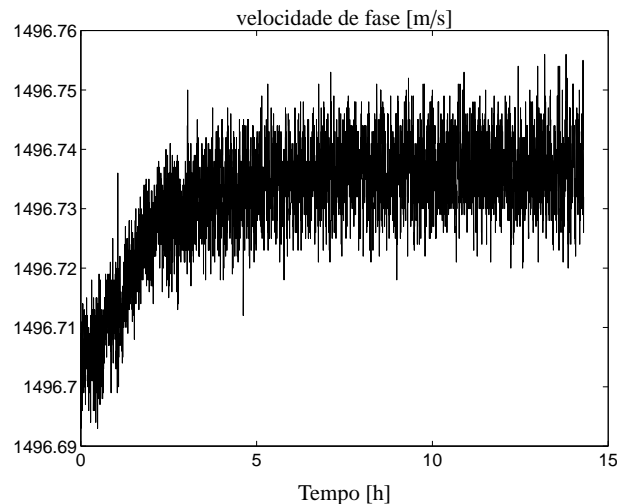
dependendo do tipo de amostra e experimento (por exemplo nos quais a amostra não se degrada com o tempo), pode-se utilizar essa média para melhorar os resultados.

Simultaneamente foi medida a velocidade de fase na água destilada, que está apresentada na Figura 26.

Nota-se que a velocidade de propagação iniciou em cerca de 1496,7 m/s e subiu cerca de 0,04 m/s até se estabilizar, por volta de 1496,74 m/s. Atribui-se esse transitório a gradientes de temperatura no interior da célula de medição, já que no início há uma diferença de temperatura entre as diversas partes da célula e a temperatura na caixa, além do que as faces das células Peltier não ficam à mesma temperatura, pois sempre se está transferindo calor de um lado a outro. No entanto, em regime percebe-se que velocidade de fase varia bem pouco, da ordem de 0,01 m/s, ou cerca de 1 cm/s, o que é um valor muito pequeno face ao valor médio, de 1496,74 m/s. Isto resulta numa variação percentual de 0,067%, que é um resultado muito bom na questão da estabilidade nas medições. Esta estabilidade será importante em análises de processos, nos quais se deseja analisar uma evolução nas características da amostra em função do tempo a uma temperatura constante.

Outro teste realizado foi aplicar diversos degraus de temperatura na célula, e aguardar pela estabilização por cerca de uma hora em cada patamar. A temperatura na caixa foi ajustada no sistema de controle a 20°C. O resultado da temperatura no líquido está mostrado na curva preta na Figura 27, na qual foram aplicados degraus de 18 a 22°C, e 15 a 25°C, com repetição de três ciclos cada um. A temperatura estabilizou-se conforme o esperado, com erros no regime menores que 0,01°C e tempos de estabelecimento entre 5 e 10 minutos. Apesar da temperatura de *setpoint* da caixa ter sido de 20°C, nota-se que, na posição do sensor de temperatura, a temperatura dentro da caixa (curva azul) variou devido à influência da temperatura da célula.

Figura 26 – Velocidade de fase em função do tempo.



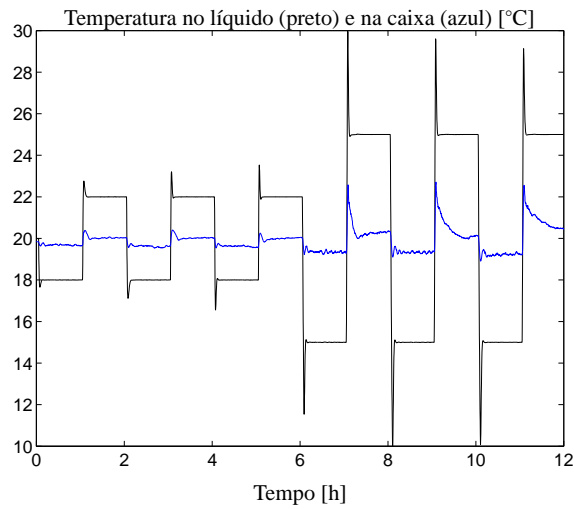
Fonte: Próprio Autor

Apresenta-se na Figura 28 a velocidade de fase em função do tempo para os diversos degraus de temperatura. Em vermelho (escala da direita) tem-se um detalhe da velocidade para a temperatura de 22°C. Nota-se que a velocidade acompanha as variações de temperatura, mas como agora há maiores gradientes de temperatura, pois a caixa está a aproximadamente 20°C, a velocidade de propagação não chegou a se estabilizar como nos testes anteriores. Por isso, será melhor trabalhar com a temperatura da caixa próxima à temperatura desejada no líquido, para evitar tais gradientes no interior da célula de medição.

Também foram realizados ensaios de repetibilidade, que consistiu na troca da amostra com a retirada da cubeta da célula de medição. Neste caso, há erros introduzidos pelo posicionamento da cubeta na célula que podem ser maiores que o efeito da temperatura. Fazendo-se um teste com dez operações de retirada da cubeta, troca de amostra, inserção da cubeta na célula e aguardar pela estabilização da temperatura, chegou-se ao seguinte resultado: o valor da velocidade médio foi de 1496,70 m/s, com desvio-padrão igual a 0,03 m/s e variação máxima de 0,05 m/s, à temperatura média de estabilização de 24,997°C. Nota-se que a variação máxima da velocidade foi superior ao do teste de estabilidade, o que já era esperado, mas, mesmo assim, se encontra dentro de valores que permitirão a aplicação em muitos casos de interesse.

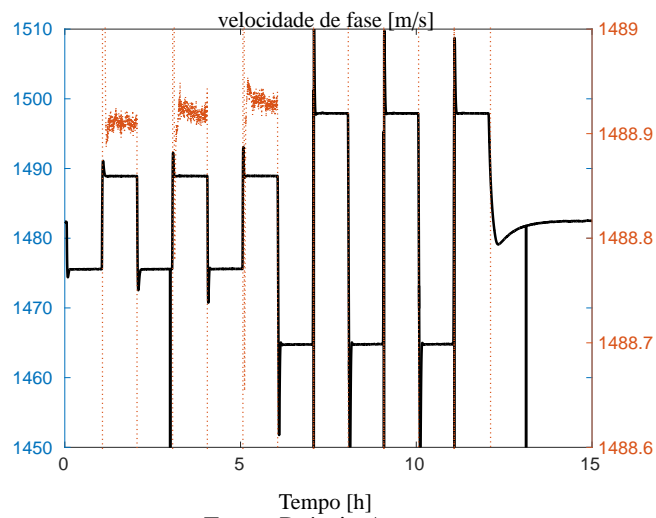
Para atingir os objetivos propostos no trabalho, alguns detalhes tiveram que ser observados. Por exemplo, para evitar gradientes de temperatura dentro da cubeta, foi necessário utilizar um agitador magnético com um pequeno ímã no interior da cubeta, o que melhorou os resultados. A posição do elemento sensor de temperatura também é fundamental para o controle, pois notou-se que, caso este fique em contato direto com a cubeta (ou mesmo com a célula de medição), o controle de temperatura não se comporta tão bem como quando o sensor está em contato apenas com o líquido. Variações de temperatura ambiente são sentidas quase que imediatamente no interior da caixa, o que pode levar a variações no líquido, dependendo da

Figura 27 – Temperatura no líquido e na caixa para diferentes degraus em função do tempo.



Fonte: Próprio Autor

Figura 28 – Velocidade de fase em função do tempo para os diversos degraus de temperatura. Em vermelho tem-se um detalhe para a temperatura de 22°C.



Fonte: Próprio Autor

amplitude de tais variações, por isso, tomou-se o cuidado de não deixar o experimento exposto diretamente ao fluxo de ar do ar-condicionado da sala.

Operando com a caixa sempre a 1°C acima da temperatura da célula, fez-se um teste para verificar a influência do *setpoint* de temperatura da célula na exatidão da temperatura, recolhendo 30 minutos de dados após atingir-se o regime permanente. Assim, criou-se a Tabela 10. Nota-se que a temperatura ideal de trabalho encontra-se entre 15°C e 25°C. Não conseguiu-se atingir o *setpoint* de 10°C pois a caixa consegue criar uma diferença de temperatura de no máximo 15°C em relação a temperatura ambiente. Por isso a faixa de operação inicia-se em 15°C. Nota-se que a máxima variação de velocidade obtida cresce conforme a temperatura da célula, assim como a máxima variação de temperatura.

Para as aplicações pretendidas por esse trabalho pode-se trabalhar em toda a faixa de 15°C a 40°C, uma vez que a máxima variação de velocidade da onda se mantém na faixa dos 5 cm/s desejados.

Tabela 10 – Performance dos controladores implementados.

Setpoint da Célula [°C]	máxima variação [°C]	máxima variação [cm/s]
15	0,003	3,5
20	0,003	4,0
25	0,003	4,0
30	0,004	4,0
35	0,006	5,0
40	0,008	5,0

Fonte: Próprio Autor

5 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

A partir dos controladores projetados ficou claro que a meta de obter oscilações menores do que a faixa desejada de $\pm 0,01^\circ\text{C}$ pode ser alcançada nas situações de testes propostas: utilizando o sensor de referência 935-14-61 da Isotech na malha de controle e isolando o sistema dentro de uma caixa térmica com temperatura controlada, para evitar variações abruptas da temperatura ambiente. Observou-se que o sistema funciona melhor quando o setpoint estabelecido está 1°C acima da temperatura da caixa.

O amplificador de potência influencia muito no desempenho do sistema, principalmente em relação ao tempo de estabelecimento. Com amplificadores de potência com maior capacidade de corrente e de tensão será possível passar mais corrente pelas células causando ações mais rápidas. Foi possível projetar um controlador com capacidade de atingir o regime permanente em um tempo menor do que 10 minutos com o amplificador utilizado. Em outros amplificadores testados (em estágios anteriores do trabalho) esse tempo era sempre maior do que 15 minutos.

Alter (2003) menciona que tensões DC são preferíveis de serem aplicadas às células Peltier e que sinais de PWM são percebidos pelas células como uma oscilação da fonte. O tamanho dessa oscilação, para Alter (2003) determina a acurácia do sistema de controle. Esse efeito não foi constatado neste trabalho e obteve-se um controle em malha fechada satisfatório com o circuito de potência do tipo ponte H utilizado.

Com um controlador PID foi possível chegar a faixa desejada de $\pm 0,01^\circ\text{C}$ em um tempo de 8 minutos, em um degrau de temperatura de 1°C como ilustrado na Figura 24. Esse tempo de estabelecimento é importante pois permite maior agilidade na hora de realizar testes com diversos líquidos, uma vez que deseja-se trocar diversas amostras com diferentes concentrações de líquidos durante os ensaios.

A montagem sistemática do experimento é primordial, variações na quantidade de líquido na cubeta e mudanças na profundidade do sensor de temperatura podem causar erros de leitura, atrapalhando a atuação do controlador e causando oscilações maiores do que as desejadas. O teste de repetibilidade foi capaz de mostrar que após treinamento é possível montar o sistema corretamente repetidamente.

A resolução do PWM gerado é determinante para uma boa performance do controle. Alguns testes utilizando geradores de ondas de bancada para geração do PWM mostraram que pode-se diminuir as oscilações em regime permanente do sistema.

Uma consideração importante é que a limitação de $\pm 0,003^\circ\text{C}$ é introduzida pela incerteza do sensor de temperatura utilizado, uma vez que não é possível fazer nenhuma afirmativa sobre a veracidade do valor medido em uma faixa menor do que esta.

Conclui-se que é possível com esse sistema obter variações de velocidade menores do

que 5 cm/s para determinada temperatura, assim, o sistema atende às especificações estabelecidas e poderá ser utilizado por outros trabalhos do projeto para realizar diversas medições com ultrassom.

5.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

Nessa seção são apresentadas sugestões de possíveis melhorias ao qual o sistema pode ser submetido, são elas:

- Propor um sistema de leitura do sensor de referência 935-14-61, eliminando a necessidade do termômetro digital Millik;
- Implementar os algoritmos de leitura de temperatura e controle PID em um microcontrolador ;
- Implementar a geração dos sinais de PWM em um microcontrolador para atingir melhor resolução de razão cíclica;
- Implementar comunicação USB no microcontrolador para ajuste do setpoint e leitura dos valores de temperatura via matlab;
- Estudar a possibilidade de utilizar técnicas de controle robusto e/ou técnicas de controle adaptativo para melhorar o desempenho do controlador.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Prentice Hall, 2000. ISBN 8587918036.
- ALTER, D. M. *Thermoelectric cooler control using a TMS320F2812 DSP and a DRV592 power amplifier*. [S.l.], 2003. Texas Instruments Application Report - SPRA873. 33p.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. PID control system analysis, design and technology. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, New York, v. 13, n. 4, p. 559–576, 2005.
- ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, Nova York, v. 20, n. 5, p. 645–651, 1984. ISSN 00051098.
- ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T.; HANG, C.; HO, W. Automatic tuning and adaptation for PID controllers - a survey. *Control Engineering Practice*, Nova York, v. 1, n. 4, p. 699–714, 1993. ISSN 09670661.
- ÅSTRÖM, K. J.; HANG, C. C.; PERSSON, P.; HO, W. K. Towards intelligent PID control. *Automatica*, Nova York, v. 28, n. 1, p. 1–9, 1992. ISSN 0005-1098.
- CHEIN, R.; HUANG, G. Thermoelectric cooler application in electronic cooling. *Applied Thermal Engineering*, Oxford, v. 24, n 14–15, ELSEVIER, p 2207–2217, 2004.
- DANDAN, Z.; ZHIYUN, Z.; MENG, Y.; YUE, H.; CHEN, G. Application of relay feedback auto-tuning algorithm in a liquid level pid control system. In: INTELLIGENT CONTROL AND AUTOMATION, 2014, Shenyang. *Proceedings...* New York: IEEE, 2014. p. 4313–4315.
- DELGROSSO, V.; MADER, C. Speed of sound in pure water. *Journal of the Acoustical Society of America*, Nova York, v. 52, p. 1442, 1972.
- DORF, R.; BISHOP, R. *Modern control systems*. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2008. 1104 p. ISBN 9780132270281.
- DZIURDZIA, P. Modeling and simulation of thermoelectric energy harvesting processes, sustainable energy harvesting technologies - past, present and future. [S.l.]: Intechopen, 2010. ISBN: 978-953-307-438-2.
- ELGAR, P. *Sensors for measurement and control*. [S.l.]: Tecquipment, 2001. ISBN 0582357004.
- ELVIRA, L.; DURAN, C.; SIERRA, C.; RESA, P.; ESPINOSA, F. M. de. Ultrasonic measurement device for the characterization of microbiological and biochemical processes in liquid media. *Meas. Sci. Technol.*, Bristol, v. 18, n. 7, p.2189-2196, 2007.
- FIGUEIREDO, M. K. K.; COSTA-FELIX, R. P.; MAGGI, L. E.; ALVARENGA, A. V.; ROMEIRO, G. A. Biofuel ethanol adulteration detection using an ultrasonic measurement method. *Fuel*, Houston, v. 91, n. 1, p. 209 – 212, 2012. ISSN 0016-2361.
- FRADEN, J. *Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications*. segunda. London: Springer, 1996. ISBN 1563965380.
- FRANCO, S. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*. New York: McGraw-Hill, 2002. ISBN 9780072320848.

- FRANKLIN, G.; POWELL, J.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback control of dynamic systems*. Harlow: Pearson Education Limited, 2015. 880 p. ISBN 9781292068916.
- GE, M.; CHIU, M.-S.; WANG, Q.-G. Robust PID controller design via LMI approach. *Journal of Process Control*, Oxford, v. 12, n. 1, p. 3–13, 2002. ISSN 09591524.
- GIRIRAJKUMAR, S.; JAYARAJ, D.; KISHAN, A. PSO Based Tuning of a PID Controller for a High Performance Drilling Machine. *International Journal of Computer Applications*, New York, v. 1, n. 19, p. 12–18, 2010. ISSN 09758887.
- LAUTSCHAM, K.; WENTE, F.; SCHRADER, W.; KAATZE, U. High resolution and small volume automatic ultrasonic velocimeter for liquids. *Meas. Sci. Technol*, Bristol, v. 11, n. 10, p. 1432-1439. 2000.
- LIN, C.; WANG, Q. G.; LEE, T. H. An improvement on multivariable PID controller design via iterative LMI approach. *Automatica*, Nova York, v. 40, n. 3, p. 519–525, 2004. ISSN 00051098.
- MILLERO, F. J.; VINOKUROVA, F.; FERNANDEZ, M.; HERSHEY, J. P. Pvt properties of concentrated electrolytes. vi. the speed of sound and apparent molal compressibilities of nacl, na₂so₄, mgcl₂, and mgso₄ solutions from 0 to 100c. *Journal of Solution Chemistry*, Nova York, v. 16, n. 4, p. 269 – 284, 1987. ISSN 0095-9782.
- MINCO, C. Rtd, thermocouple, or thermistor? Minco: Minneapolis, 2010. Disponível em: <http://www.minco.com/Sensors-and-Instruments/Support-and-Tools/~media/WWW/Sensors/FAQs/Minco_SensorsDesignGuide%2010.ashx>. Acesso em: 2 ago 2015.
- NUNES, D. C.; PINTO, J. E.; FONSECA, D. G.; MAITELLI, A. L.; ARAUJO, F. M. Relay based pid auto-tuning applied to a multivariable level control system. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATICS IN CONTROL, AUTOMATION AND ROBOTICS-ICINCO, 11., 2014, Vienna. *Proceeding...* New York : IEEE, 2014. p. 741–748.
- OI, A.; NAKAZAWA, C.; MATSUI, T.; FUJIWARA, H.; MATSUMOTO, K.; NISHIDA, H.; ANDO, J.; KAWAURA, M. Development of PSO-based PID tuning method. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL, AUTOMATION AND SYSTEMS- ICCAS, 2. , 2008, Seoul. *Proceeding...* New York: IEEE, 2008. v. 2, p. 1917–1920
- PAREEK, S.; KISHNANI, M. *Application of Artificial Bee Colony Optimization For Optimal PID Tuning*. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN ENGINEERING AND TECHNOLOGY RESEARCH-ICAETR, 2014, Unnao. New York: IEEE, 2014. p. 2–6
- RIFFAT, S.; OMER, S.; MA, X. *A novel thermoelectric refrigeration system employing heat pipes and a phase change material: an experimental investigation*. Amsterdam: Elsevier, 2000. p. 313-326
- RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control: PID controller design. *Industrial & engineering chemistry process design and development*, Washington, v. 25, n. 1, p. 252–265, 1986.
- SEDRA, A. S. *Microeletrônica*. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2007. ISBN 9788576050223. 864 p.

SHAOJING, S.; QIN, Q. Temperature control of thermoelectric cooler based on adaptive NN-PID. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND CONTROL ENGINEERING, 2010, Wuhan. *Proceedings...* New York: IEEE, 2010, p. 2245–2248.

TOSCANO, R. A simple robust PI/PID controller design via numerical optimization approach. *Journal of Process Control*, Oxford, v. 15, n. 1, p. 81–88, 2005. ISSN 09591524.

WANG, H.; YU, Y. Dynamic Modeling of PID Temperature Controller in a Tunable Laser Module and Wavelength Transients of the Controlled Laser. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Nova York, v. 48, n. 11, p. 1424–1431, 2012.

WATI, D. A. R. Performance evaluation of swarm intelligence on model-based PID tuning. INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTATIONAL INTELLIGENCE AND CYBERNETICS - CYBERNETICSCOM, 2013, Yogyakarta. *Proceedings...* New York : IEEE, 2013. v. 1, n. 2, p. 40–44.

XU, J.; HUANG, D. Optimal tuning of PID parameters using iterative learning approach. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INTELLIGENT CONTROL- ISIC, 22., Singapura, 2007. *Proceedings...* New York: IEEE, 2007. p. 226–231.

ZHANG, S. N. *Thermoelectric Cooler Based Temperature Controlled Environment Chamber Design for Application in Optical Systems*. 2013. 65 f. Tese (Mestrado) — Virginia Polytechnic Institute, State University, Virginia, 2013.

ZHENG, F.; WANG, Q. G.; LEE, T. H. On the design of multivariable PID controllers via LMI approach. *Automatica*, Nova York, v. 38, n. 3, p. 517–526, 2002. ISSN 00051098.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, Nova York, n. 64, p. 759–768, 1942.