

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

YAN CASTRO DE AZEREDO

**CONTROLADOR EM MALHA FECHADA PARA UM SISTEMA DE
REFRIGERAÇÃO MAGNÉTICA**

FLORIANÓPOLIS

2024

YAN CASTRO DE AZEREDO

**CONTROLADOR EM MALHA FECHADA PARA UM SISTEMA DE
REFRIGERAÇÃO MAGNÉTICA**

Trabalho de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Santa Catarina
Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica

Orientador: Rodolfo César Costa Flesch
Coorientador: Guilherme Fidelis Peixer

Florianópolis
2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Azeredo, Yan Castro de
Controlador em Malha Fechada para um Sistema de
Refrigeração Magnética / Yan Castro de Azeredo ;
orientador, Rodolfo César Costa Flesch, coorientador,
Guilherme Fidelis Peixer, 2024.
98 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Refrigeração magnética. 3.
Controle em malha fechada. 4. Identificação de sistemas. 5.
Controle de temperatura. I. Flesch, Rodolfo César Costa .
II. Peixer, Guilherme Fidelis. III. Universidade Federal
de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. IV.
Título.

Yan Castro de Azeredo

**Controlador em Malha Fechada para um
Sistema de Refrigeração Magnética**

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 13 de agosto de 2024.

Prof. Miguel Moreto, Dr.Eng.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Rodolfo César Costa Flesch, Dr.Eng.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Miguel Moreto, Dr.Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Eng°. Alan Tihiro Nakashima, Dr.Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Para todos que acreditam em mim e me apoiam.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer ao meu orientador, Rodolfo César Costa Flesch, pelo tempo e paciência dedicados à orientação deste trabalho de conclusão de curso.

Agradeço também a todos do laboratório Polo da UFSC, especialmente ao meu coorientador, Guilherme Fidelis Peixer, e a Anderson Martins Lorenzoni, por terem aberto as portas e me dado a oportunidade de participar de um projeto tão inovador e desafiador.

A minha família, que sempre acreditou em mim e me ajudou a superar momentos difíceis, reforçando a importância de ter fé em mim mesmo.

RESUMO

Este trabalho propõe um controlador proporcional-integral para o controle em malha fechada da temperatura de um sistema de refrigeração magnética. O modelo da planta foi obtido através da simulação do transiente de um modelo numérico. Entre as variáveis de entrada do sistema, a vazão mássica do fluido de trabalho exerceu a maior influência na dinâmica da temperatura. A resposta do sistema ao degrau da vazão mantendo as demais entradas em valores fixos foi realizada em pontos de operação via simulação. A resposta da temperatura a essas simulações pôde ser aproximada por 5 modelos de primeira ordem sem atraso de transporte e seus parâmetros foram estimados utilizando métodos determinísticos de identificação de sistemas. A família de modelos lineares para cada faixa individual de vazão aproximou o comportamento não linear da planta em toda sua faixa de operação. Para o projeto do controlador foi considerado um modelo nominal a partir da média dos modelos que apresentaram menor divergência na dinâmica da temperatura para toda a faixa de vazão simulada. Os requisitos de projeto no domínio do tempo para a malha fechada foram de tempo de acomodação 4 vezes mais rápido que de malha aberta, sobressinal máximo de 10% e erro nulo para seguimento de referências do tipo ao degrau. O controlador foi projetado com base na análise e metodologia de projeto da teoria de controle clássica utilizando o lugar das raízes e resposta em frequência. O lugar das raízes foi utilizado para analisar o efeito da variação do ganho para controladores proporcional, integral e proporcional-integral. O controlador proporcional-integral demonstrou através de simulações atender os requisitos de projeto. A resposta em frequência foi utilizada na análise de estabilidade robusta da malha fechada projetada levando em consideração o erro relativo dos modelos adquiridos na etapa de identificação para o modelo nominal.

Palavras-chave: Refrigeração magnética, Controle em malha fechada, Identificação de sistemas, Controle de temperatura.

ABSTRACT

This work proposes a proportional-integral controller for the closed-loop temperature control of a magnetic refrigeration system. The plant model was obtained through the simulation of the transient response of a numerical model. Among the system's input variables, the mass flow rate of the working fluid had the greatest influence on temperature dynamics. The system's response to a step change in flow, while keeping other inputs fixed, was evaluated at operating points via simulation. The temperature response to these simulations could be approximated by 5 first-order models without transport delay, and their parameters were estimated using deterministic system identification methods. The family of linear models for each individual flow range approximated the nonlinear behavior of the plant across its entire operating range. For the controller design, a nominal model was considered based on the average of the models that showed the least divergence in temperature dynamics over the entire simulated flow range. The design requirements in the time domain for closed-loop operation were a settling time 4 times faster than that of open-loop operation, a maximum overshoot of 10%, and zero steady-state error for step reference tracking. The controller was designed based on the analysis and design methodology of classical control theory using root locus and frequency response techniques. The root locus was used to analyze the effect of gain variation for proportional, integral, and proportional-integral controllers. The proportional-integral controller demonstrated through simulations that it met the design requirements. The frequency response was used in the robust stability analysis of the designed closed loop, taking into account the relative error of the models obtained during the identification phase compared to the nominal model.

Keywords: Magnetic refrigeration, Closed-loop control, System identification, Temperature control.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Componentes principais de um sistema de refrigeração convencional. | 29 |
| Figura 2 – Diagrama temperatura entropia de um material magnético ilustrando o EMC. Fonte: Adaptado de Pecharsky e Jr (1999). | 31 |
| Figura 3 – Magnetização em função da temperatura para transições de fase de (a) primeira e (b) segunda ordem. Fonte: Adaptado de (BEZ, 2016). | 32 |
| Figura 4 – A reversibilidade do EMC através da magnetização e desmagnetização quase instantâneas de uma amostra de gadolínio comercial. Fonte: Adaptado de Trevizoli et al. (2012). | 33 |
| Figura 5 – Caracterização do EMC para diversos materiais. Fonte: Adaptado de Gschneidner, Pecharsky e Tsokol (2005). | 33 |
| Figura 6 – Representação esquemática do ciclo regenerador magnético-ativo. Fonte: Adaptado de Trevizoli (2015). | 34 |
| Figura 7 – Ciclo de Brayton RMA. Fonte: Adaptado de Rowe (2012). | 35 |
| Figura 8 – Visão geral dos protótipos de refrigeração magnéticas e suas principais métricas de desempenho. Fonte: Adaptado de Sá et al. (2023). | 36 |
| Figura 9 – Diagrama generalizado de controle em malha aberta. Fonte: Adaptado de Nise (2020). | 39 |
| Figura 10 – Diagrama generalizado de controle em malha fechada. Fonte: Adaptado de Nise (2020). | 39 |
| Figura 11 – Classificação de sistemas multivariáveis: (a) SIMO sistemas com uma entrada e múltiplas saídas, (b) MISO sistemas com múltiplas entradas e uma saída, (c) MIMO sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas. Fonte: Isermann e Münchhof (2011). | 40 |
| Figura 12 – Diferentes tipos de modelos matemáticos obtidos via identificação de sistemas. Fonte: Adaptado de Isermann e Münchhof (2011). | 43 |
| Figura 13 – Sinais de teste: (a) impulso; (b) degau; (c) rampa; (d) parábola; (e) pulsos; (f) senoide; (g) PRBS; (h) APRBS. Fonte: Adaptado de Isermann e Münchhof (2011). | 45 |
| Figura 14 – Estratégia de controle de temperatura para um sistema de refrigeração magnética via frequência de ciclo de refrigeração e vazão mássica do fluido. Fonte: Hoffmann (2020 apud QIAN et al., 2018). | 51 |
| Figura 15 – Valores em regime permanente da temperatura interna média do gabinete em função da vazão mássica média do fluido para condições de frequência e fração de escoamento fixas. Fonte: Hoffmann (2020). | 52 |
| Figura 16 – Estrutura da estratégia de controle baseado em eventos. Fonte: Hoffmann (2020). | 53 |
| Figura 17 – Protótipo desenvolvido por Nakashima et al. (2021). | 58 |

| | |
|--|----|
| Figura 18 – Pontos de operação de um sistema de RM para 3 valores de frequência e 5 valores de vazão. T_{11} seria a temperatura em regime permanente da combinação f_1 e \dot{m}_1 . τ_{12} e τ_{21} seriam a dinâmica ou a velocidade de transição de um ponto de operação para outro. | 59 |
| Figura 19 – Tempo de <i>pull-down</i> para pontos de operação com valores de entrada mínima e máxima para frequência e vazão. | 62 |
| Figura 20 – Teste dinâmico $f_{rma} = 0,5$ Hz e $\dot{m} = [125; 150; 175; 200; 225]$ L/h | 63 |
| Figura 21 – Teste dinâmico $f_{rma} = 0,75$ Hz e $\dot{m} = [125; 150; 175; 200; 225]$ L/h | 64 |
| Figura 22 – Teste dinâmico $f_{rma} = 1$ Hz e $\dot{m} = [125; 150; 175; 200; 225]$ L/h | 64 |
| Figura 23 – Teste dinâmico $f_{rma} = [0,5; 0,75; 1]$ Hz e \dot{m} fixo para cada uma das cores apresentadas. | 65 |
| Figura 24 – Teste dinâmico com $f_{rma} = 1$ Hz e $\dot{m} = [25, 50, 75, 100, 125, 150, 175]$ L/h | 65 |
| Figura 25 – Resposta ao degrau unitário de um sistema de primeira ordem. | 66 |
| Figura 26 – Resposta ao degrau sistema de primeira ordem com ganho positivo e condições iniciais não nulas. | 67 |
| Figura 27 – Resposta ao degrau sistema de primeira ordem com ganho negativo e condições iniciais não nulas. | 68 |
| Figura 28 – Curva estática para o sistema RM simulado. Os pontos pretos são os pontos de operação, a linha pontilhada demonstra tendência da dinâmica estática da temperatura. A inclinação da reta ligando os pontos é o ganho estático apresentado para diferentes pontos de operação. | 68 |
| Figura 29 – (a) gráfico de algumas funções exemplo (b) gráfico do método logaritmo para estimação da constante de tempo para as mesmas funções. | 69 |
| Figura 30 – Resposta ao degrau para funções de transferência com ganhos estáticos unitários e constantes de tempo estimadas. | 70 |
| Figura 31 – Simulação transiente das funções de transferência estimadas. | 71 |
| Figura 32 – Simulação transiente dos modelos identificados e modelo médio para valores crescentes de vazão. | 71 |
| Figura 33 – Diagrama de blocos de malha fechada com controlador em série com a planta. | 73 |
| Figura 34 – Lugar da raízes sistema de primeira sem atraso de transporte. O polo real negativo de malha aberta é representado com um “X”. | 74 |
| Figura 35 – Polo em malha aberta do sistema representado em azul e área sombreada em vermelho para os requisitos de projeto especificados no domínio do tempo. | 75 |
| Figura 36 – Lugar da raízes com controlador proporcional $K_p > 0$ | 76 |
| Figura 37 – Lugar da raízes com controlador proporcional com $K_p < 0$. Polos em MF mais rápidos estão representados em vermelho pelos ganhos -10 e -50 | 76 |
| Figura 38 – Resposta ao degrau sistema em MF com controlador proporcional com $K_p < 0$ | 77 |

| | |
|---|----|
| Figura 39 – Lugar da raízes com controlador integral. Devido ao sistema possuir 2 polos, tem-se dois caminhos de deslocamento representados nas cores vermelha e verde. | 78 |
| Figura 40 – Lugar da raízes com controlador PI com $T_i = 5860$ s. | 78 |
| Figura 41 – Resposta ao degrau sistema em MF com PI $T_i = 5860$ s. | 79 |
| Figura 42 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 2930$ s. | 79 |
| Figura 43 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 1465$ s. | 80 |
| Figura 44 – Resposta ao degrau sistema em MF com PI $T_i = 1465$ s. | 80 |
| Figura 45 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 732$ s. | 81 |
| Figura 46 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 366$ s. | 81 |
| Figura 47 – Magnitude da resposta em frequência do erro relativo para os modelos identificados. | 82 |
| Figura 48 – Magnitude da resposta em frequência do inverso do erro relativo para os modelos identificados. | 83 |
| Figura 49 – Magnitude da resposta em frequência da MF para controladores PI com $T_i = 1465$ s. | 84 |
| Figura 50 – Magnitude da resposta em frequência da MF para controladores PI com $T_i = 732$ s. | 85 |
| Figura 51 – Magnitude da resposta em frequência da MF para controladores PI com $T_i = 366$ s. | 85 |
| Figura 52 – Diagrama de Bode para MA com controlador PI proposto. | 86 |
| Figura 53 – Critério estabilidade robusta com atraso de transporte de 10 segundos nos modelos identificados. | 86 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Pontos de operação do sistema simulado. | 60 |
| Tabela 2 – Parâmetros das funções de transferência estimadas. | 69 |

LISTA DE SÍMBOLOS

Letras romanas

| | |
|-------------|--|
| B | densidade de fluxo magnético [T] |
| FE | fração de escoamento [-] |
| COP | coeficiente de performance [-] |
| f_{rma} | frequência magnetizante RMA [Hz] |
| K_p | ganho proporcional [-] |
| \dot{m} | vazão mássica [L/h] |
| \dot{Q}_C | capacidade de refrigeração [W] |
| \dot{Q}_Q | calor liberado [W] |
| s | entropia específica [kJ kg ⁻¹ K ⁻¹] |
| T | temperatura [°C] |
| t | tempo [s] |
| T_d | constante de tempo derivativo [s] |
| T_i | constante de tempo integral [s] |
| T_s | tempo de acomodação [s] |
| \dot{W} | potência [W] |
| ζ | coeficiente de amortecimento [-] |

Letras gregas

| | |
|---------------|--------------------------|
| ω_{bw} | largura de banda [rad/s] |
| Φ_M | margem de fase [°] |
| τ | constante de tempo [s] |

Subscritos

| | |
|-----|-----------------------------|
| ad | adiabático |
| rma | regenerador magnético ativo |
| c | Curie |

e eletrônico

r rede cristalina

Abreviações

RNA rede neural artificial

APRBS sinal binário pseudoaleatório modulado em amplitude – do inglês *Amplitude modulated Pseudo-Random Binary Signal*

CFC clorofluorocarbonos

EDO equação diferencial ordinária

EDP equação diferencial parcial

Gd gadolínio

HCFC hidroclorofluorcarbonos

HFC hidrofluorcarbonos

SGH sistema de gerenciamento hidráulico

IHM interface humano máquina

ISA Sociedade Internacional de Automação – do inglês *International Society of Automation*

La-Fe-Si lantânio ferro silício

LF lógica fuzzy

LIT linear e invariante no tempo

LQG controlador linear-quadrático-gaussiano – do inglês *Linear-Quadratic-Gaussian*

LQR regulador quadrático linear – do inglês *Linear-Quadratic Regulator*

MA malha aberta

MF malha fechada

CM circuito magnético

EMC efeito magnetocalórico

MMC material magnetocalórico

MIMO múltiplas entradas múltiplas saídas – do inglês *Multiple Input Multiple Output*

MISO múltiplas entradas uma saída – do inglês *Multiple Input Single Output*

MPC controle preditivo baseado em modelo – do inglês *Model Predictive Control*

RM refrigeração magnética

NARX modelo não linear autorregressivo com entrada exógena – do inglês *Nonlinear Autoregressive model with exogenous input*

Nd-Fe-B neodímio ferro boro

PID controlador proporcional-integral-derivativo

PI controlador proporcional-integral

PRBS sinal binário pseudoaleatório – do inglês *Pseudo-Random Binary Signal*

RCV refrigeração por compressão de vapor

SISO uma entrada uma saída – do inglês *Single Input Single Output*

VEE válvula de expansão eletrônica

VF ventilador do trocador de calor do ambiente frio

VQ ventilador do trocador de calor do ambiente quente

VR válvula rotativa

SUMÁRIO

| | | |
|-------|---|----|
| 1 | INTRODUÇÃO | 25 |
| 1.1 | Motivação | 26 |
| 1.2 | Objetivos | 27 |
| 1.3 | Organização do documento | 27 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 29 |
| 2.1 | Refrigeração por compressão mecânica de vapor | 29 |
| 2.2 | Refrigeração magnética | 30 |
| 2.2.1 | Efeito magnetocalórico | 30 |
| 2.2.2 | Regeneradores magnético ativos | 33 |
| 2.2.3 | Protótipos de Refrigeração Magnética | 35 |
| 2.3 | Fundamentos de controle | 37 |
| 2.3.1 | Função de transferência | 40 |
| 2.3.2 | Espaço de estados | 41 |
| 2.3.3 | Identificação de sistemas | 42 |
| 2.4 | Controle para refrigeração por compressão de vapor | 47 |
| 2.4.1 | Controlador liga-desliga | 47 |
| 2.4.2 | Controlador PID | 47 |
| 2.4.3 | Revisão do estado-da-arte | 48 |
| 2.5 | Controle para refrigeração magnética | 50 |
| 2.6 | Considerações finais do capítulo | 53 |
| 3 | IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA | 57 |
| 3.1 | Modelo numérico utilizado | 57 |
| 3.2 | Descrição do sistema e pontos de operação | 58 |
| 3.3 | Comportamento dinâmico de sistemas de RM | 59 |
| 3.4 | Metodologia de identificação | 60 |
| 3.4.1 | Testes dinâmicos e coleta de dados | 62 |
| 3.4.2 | Escolha da representação matemática e estrutura do modelo | 65 |
| 3.4.3 | Estimação dos parâmetros | 66 |
| 3.4.4 | Validação do modelo | 70 |
| 3.5 | Considerações finais do capítulo | 70 |
| 4 | PROJETO DO CONTROLADOR | 73 |
| 4.1 | Projeto pelo método do lugar das raízes | 73 |
| 4.1.1 | Controlador proporcional | 75 |
| 4.1.2 | Controlador integral | 76 |
| 4.1.3 | Controlador proporcional integral (PI) | 77 |
| 4.2 | Estabilidade robusta da malha fechada | 81 |
| 4.3 | Considerações finais do capítulo | 86 |
| 5 | CONCLUSÃO | 89 |

| | | |
|-------------|--|----|
| 5.1 | Recomendações para trabalhos futuros | 90 |
| REFERÊNCIAS | | 91 |

1 INTRODUÇÃO

A refrigeração é uma tecnologia importante para a humanidade, permitindo conforto térmico em residências, preservação de alimentos e controle de temperatura de processos industriais e hospitalares (MORAN et al., 2010). O principal objetivo de um sistema de refrigeração é diminuir e manter a temperatura num ambiente interno (ambiente frio) num determinado valor, usualmente abaixo da temperatura de um ambiente externo (ambiente quente). O sistema é projetado para remover o calor de um meio de menor temperatura e transferi-lo para um meio de maior temperatura.

A refrigeração por compressão de vapor (RCV) é a forma mais usual de refrigeração encontrada no mundo, altamente eficiente e confiável, que tem sido intensamente investigada por décadas. Seu princípio de funcionamento se baseia na compressão e expansão de um fluido refrigerante, causando o aquecimento e resfriamento da substância, respectivamente. Inicialmente, as substâncias mais utilizadas como refrigerantes eram compostos orgânicos do tipo clorofluorocarbonos (CFCs), que causavam a depleção da camada de ozônio, a qual atua como um filtro natural contra raios ultravioleta nocivos às formas de vida na Terra. Sua substituição por hidroclorofluorocarbonos (HCFCs) foi uma medida temporária, seguida pelo uso de hidrofluorocarbonos (HFCs). Embora essa transição tenha reduzido o impacto sobre a camada de ozônio e atualmente ela apresente sinais de recuperação, os HFCs têm um grande potencial de efeito estufa, contribuindo para o aquecimento global. Sistemas de RCV são responsáveis por cerca de 7,8% da emissão global de gases de efeito estufa, em que 37% são emissões de HCFCs e HFCs e sua participação no consumo de energia no mundo é estimada em 20% (IRR, 2019). No Brasil, estima-se que o consumo de eletricidade para condicionamento de ar pelas famílias poderá passar de 18,7 TWh em 2017 para 48,5 TWh em 2035 (EPE, 2018). Dado que é estimado um crescimento entre 62% e 185% até o ano de 2050 na demanda de energia elétrica em comparação a 2021 (RFF, 2023), ainda existe grande incentivo no aprimoramento e desenvolvimento de tecnologias voltadas à refrigeração visando menor impacto ambiental e maior eficiência.

Uma das tecnologias alternativas a RCV mais promissoras é a refrigeração magnética (RM) (QIAN et al., 2016). Ela baseia-se no efeito magnetocalórico (EMC), resposta térmica apresentada por alguns materiais magnéticos na aplicação de uma indução magnética externa. O refrigerante desta tecnologia é sólido, possuindo menor risco de vazamento e impacto ambiental. Além disso, sistemas de RM possuem potencial teórico de serem eficientes, dado que o EMC é um processo reversível e possibilidade de reciclagem dos materiais e ímãs (SMITH et al., 2012). Todavia, ainda existem contratempos para a tecnologia ser capaz de competir em aplicações do mundo real quando comparada a RCV, principalmente devido ao seu alto custo e limitação de desempenho de refrigeração observado em experimentos reais (SÁ et al., 2023).

Sistemas de controle automático desempenham um papel fundamental na operação eficiente de sistemas de refrigeração. Este é realizado por meio da leitura de sensores e uti-

lização de um controlador que automaticamente ajusta a operação do sistema para seguir e manter uma referência de temperatura. Com o desenvolvimento e barateamento de dispositivos eletrônicos, abriu-se a possibilidade de utilizar dispositivos de ação variável em substituição a atuadores de ação fixa. Drivers em conjunto com compressores de velocidade variável são capazes de manter a temperatura mais constante, ou seja, com menos flutuações em torno da referência, e de apresentar menor consumo de energia em comparação com sistemas que utilizam controladores liga-desliga (QURESHI; TASSOU, 1996). Sistemas de ar-condicionado que possuem essa tecnologia são chamados de *inverter* e estão cada vez mais presentes no mercado nos últimos anos.

1.1 Motivação

No intuito de superar as desvantagens apresentadas pela RM, a maioria das pesquisas se concentram em: encontrar materiais magnéticos que possuam grande EMC e sejam menos dependentes de elementos de terras raras (SMITH et al., 2012); concepção de circuitos magnéticos com campos magnéticos mais fortes de simples construção (BJØRK et al., 2010) e regeneradores magnético-ativos (RMAs) e ciclos de refrigeração com melhor eficiência termodinâmica (TREVIZOLI et al., 2017). Em menor quantidade, alguns trabalhos na literatura investigaram especificamente o uso de diferentes dispositivos para o gerenciamento hidráulico (ERIKSEN et al., 2015; NAKASHIMA et al., 2018) e outros tiveram foco na escolha dos trocadores de calor buscando maior eficiência (PEIXER et al., 2022).

Através de todos estes trabalhos de pesquisa e desenvolvimento, muitos protótipos de RM foram construídos nos últimos anos (YU et al., 2010; GRECO et al., 2019). Artigos que apresentam esses protótipos possuem uma visão de sistema em que se avalia a eficiência energética dos seus vários subsistemas e seu desempenho termodinâmico como um todo. Sistemas de controle apresentados nesses casos foram feitos em malha aberta, fornecendo uma interface humano máquina (IHM) para alterar condições de operação de seus atuadores, assim podendo-se avaliar o sistema para diversos pontos de operação. Entretanto, pouca pesquisa e desenvolvimento foi realizada no controle em malha fechada dos seus principais atuadores visando a operação desses sistemas de maneira autônoma e mais eficiente. Além da elaboração de novos protótipos com componentes com melhor desempenho termodinâmico e energético, o controle voltado a otimizar a operação desses sistemas para corresponder à demanda térmica sem penalizar a eficiência é uma das alternativas de aprimorar a desempenho de sistemas de refrigeração magnética (TURA; ROWE, 2011). Por outro lado, o usuário necessita de um sistema mais prático de ser usado visando o seu uso numa aplicação real, em que as entradas dos atuadores sejam automaticamente alteradas para seguir uma referência de temperatura e rejeitar perturbações.

Pelo conhecimento do autor até o presente momento, apenas Qian et al. (2018) e Hoffmann (2020) propuseram controle em malha fechada para sistemas de RM, com resultados numéricos e experimentais, respectivamente. Assim, este trabalho de conclusão de curso busca investigar as etapas de projeto de um sistema de controle em malha fechada aplicado a sistemas de refrigeração magnética, avaliando a complexidade e desempenho visando a

aplicação do controlador em um sistema real. O autor reconhece que o controle em malha fechada não irá solucionar os grandes desafios que RM possui para se tornar uma alternativa viável frente a RCV, todavia espera-se que o conteúdo deste trabalho esclareça aspectos importantes na escolha e concepção desses controladores.

1.2 **Objetivos**

O objetivo geral é projetar um controlador de temperatura em malha fechada para um sistema de refrigeração magnética avaliando o seu desempenho via simulação. O documento deverá servir como guia para implementação do controlador em um protótipo real em futuros trabalhos. Logo, o controlador deve ser prático e simples de ser projetado.

Como objetivos específicos tem-se:

- sistematizar o estudo de diferentes estratégias de controle aplicadas a sistemas de refrigeração por compressão de vapor e para sistemas de refrigeração magnética;
- sistematizar a identificação de sistemas voltada ao controle em malha fechada para sistemas de refrigeração magnética;
- apresentar a metodologia e considerações práticas para projeto e implementação de um controlador em malha fechada para um sistema de refrigeração magnética.

1.3 **Organização do documento**

Os capítulos deste trabalho foram divididos da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta uma breve revisão teórica dos princípios de sistemas de refrigeração por compressão de vapor e refrigeração magnética, fundamentos de controle e revisão bibliográfica das estratégias de controle empregadas em ambos os sistemas de refrigeração. O Capítulo 3 descreve sucintamente o modelo numérico considerado como sistema neste trabalho, as características principais do sistema real emulado pelo modelo, apresenta trabalhos na literatura sobre o comportamento dinâmico de sistemas de refrigeração magnética e a metodologia utilizada para a identificação do sistemas. No Capítulo 4, são descritos o projeto do controlador com base no modelo identificado, a análise da malha fechada por simulação do seu comportamento dinâmico e estabilidade. Por fim, no Capítulo 5, são expostas as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, são apresentados uma breve descrição dos princípios de sistemas de refrigeração por compressão mecânica de vapor e refrigeração magnética, uma revisão de fundamentos de controle e uma revisão bibliográfica dos sistemas de controle aplicado nas duas tecnologias de refrigeração.

2.1 Refrigeração por compressão mecânica de vapor

Sistemas de refrigeração por compressão mecânica de vapor, também conhecidos como apenas sistemas de refrigeração por compressão, são os mais comuns em uso atualmente sendo, por conta disso, intitulados sistemas de refrigeração convencionais. A sua operação deve-se à compressão e à expansão de um fluido refrigerante, realizadas por meio de um compressor e um dispositivo de expansão, respectivamente. O compressor é o dispositivo responsável, também, pela circulação do refrigerante de maneira cíclica através do sistema usualmente pela conversão da energia elétrica em trabalho. Na Fig. 1, estão representados esquematicamente os componentes fundamentais.

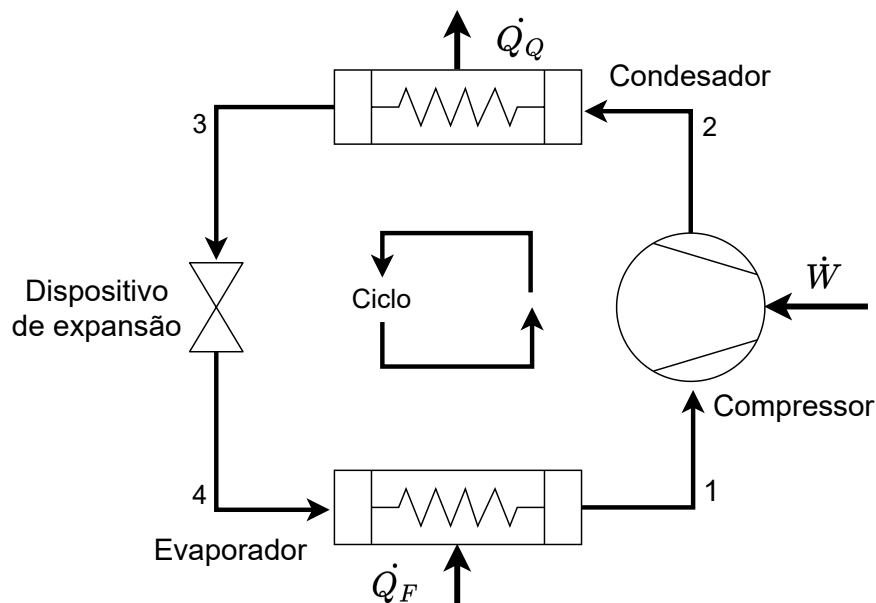


Figura 1 – Componentes principais de um sistema de refrigeração convencional.

O ciclo ideal segue as numerações (1-2-3-4) da Fig. 1 através de etapas que estão descritas a seguir:

- (1-2) Do evaporador, vapor refrigerante de baixa pressão chega ao compressor sofrendo compressão mecânica, aumentando sua pressão e temperatura.
- (2-3) Do compressor, vapor refrigerante em alta pressão entra no condensador, se transformando em líquido por condensação e liberando calor (\dot{Q}_Q) para o ambiente quente.

- (3-4) Do condensador, líquido refrigerante em alta pressão passa por um dispositivo de expansão, reduzindo sua pressão e temperatura.
- (4-1) Do dispositivo de expansão, uma mistura de vapor e líquido em baixa pressão chega ao evaporador, transformando-se em vapor por evaporação e absorvendo o calor (\dot{Q}_F) do ambiente frio.

O ciclo real da RCV possui perdas irreversíveis, como atrito presente em seus componentes e tubulações, que implica perda de carga do refrigerante e menor eficiência energética. Assim, apesar de a tecnologia possuir décadas de desenvolvimento e pesquisa, tem-se ainda grande investimento de recursos para o aprimoramento da eficiência destes sistemas na pesquisa de novos refrigerantes e componentes.

Além do aumento da eficiência energética dos sistemas de RCV, a busca por fluidos refrigerantes com menos impacto ao meio ambiente é um dos principais incentivos a pesquisa e desenvolvimento na área. Através do protocolo de Montreal, fluidos refrigerantes do tipo CFCs estão proibidos de serem usados atualmente, HCFCs possuem uma previsão de descontinuidade para 2030, enquanto para HFCs a previsão de descontinuidade é de 2047 (UNEP, 2020). Na tentativa de encontrar novos refrigerantes substitutos, abriu-se uma nova linha de pesquisa para sistemas de refrigeração que não utilizassem o princípio de compressão mecânica. Estes foram chamados como sistemas não convencionais ou também referidos na literatura como *not-in-kind*. Dentre os sistemas alternativos de refrigeração, a refrigeração magnética teve grande destaque nos últimos anos.

2.2 Refrigeração magnética

Nesta seção descreve-se sucintamente o efeito magnetocalórico (EMC), princípio fundamental para o funcionamento da refrigeração magnética (RM). Posteriormente os componentes que fazem parte destes tipos de sistemas, como os regeneradores magnético ativos (RMA) e seu ciclo termodinâmico são explicados. Por fim, alguns protótipos recentes de RM são apresentados com destaque aos seus diferentes tipos de subsistemas.

2.2.1 Efeito magnetocalórico

O EMC é a resposta térmica que ocorre em materiais magnéticos sob um campo magnético variável. O efeito surge pelo acoplamento da sub-rede magnética com o campo magnético aplicado no material, que causa variação na contribuição magnética para a entropia total do sólido (PECHARSKY; JR, 1999). A entropia total (s) de um material magnético pode ser considerada como a soma de três parcelas: a entropia magnética (s_m), a entropia da rede cristalina ou de átomos (s_l) e a entropia dos elétrons (s_e) (TISHIN; SPICHKIN, 2016). Todas essas parcelas dependem da temperatura (T), enquanto apenas a entropia magnética depende também da intensidade da indução magnética (B)¹, como apresentado na Eq. (2.1).

¹ Formalmente, a indução magnética ou densidade de fluxo magnético \vec{B} é definido pela expressão $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ em que μ_0 é a constante da permeabilidade magnética do vácuo e \vec{H} campo magnético. Neste trabalho foi

$$s(T, B) \approx s_m(T, B) + s_l(T) + s_e(T) \quad (2.1)$$

Caracteriza-se o EMC por dois processos termodinâmicos: variação adiabática da temperatura (ΔT_{ad}) e variação isotérmica da entropia (Δs_{iso}). Estes estão apresentados no diagrama entropia por temperatura na Fig. 2. Em ambos os processos a aplicação de uma indução magnética provoca um maior alinhamento dos momentos magnéticos do material, em consequência a entropia magnética diminui ($\Delta s_m < 0$).

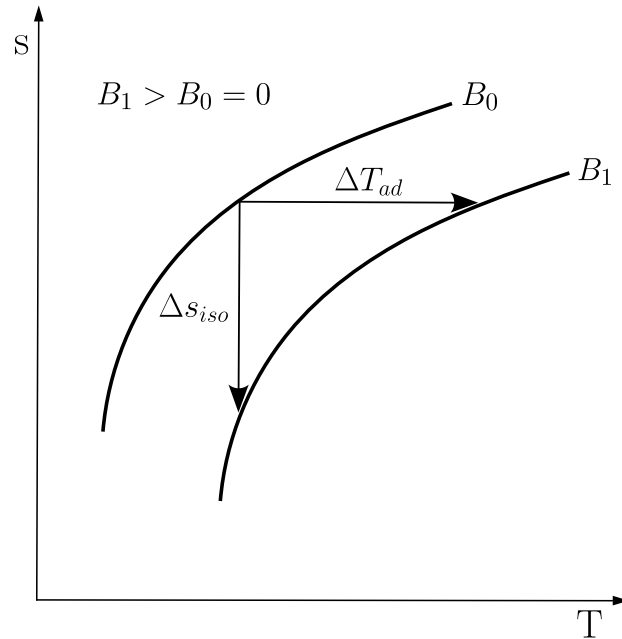


Figura 2 – Diagrama temperatura entropia de um material magnético ilustrando o EMC. Fonte: Adaptado de Pecharsky e Jr (1999).

Sob condições adiabáticas a entropia total do material se mantém constante ($\Delta s_{ad} = 0$), assim a variação da entropia magnética é compensada pelas entropias da rede cristalina e dos elétrons dada pela Eq. (2.2).

$$\begin{aligned} 0 &\approx \Delta s_m + \Delta s_l + \Delta s_e \\ \Delta s_m &\approx -\Delta s_l - \Delta s_e \end{aligned} \quad (2.2)$$

Dado o sinal negativo da Eq. (2.2) no processo de magnetização a diminuição da entropia magnética irá provocar o aumento das entropias da rede cristalina e dos elétrons, ou seja, um aumento de temperatura do material. Por outro lado, no processo de desmagnetização ocorre o aumento da entropia magnética provocando uma diminuição das entropias da rede e dos elétrons, causando a diminuição da temperatura.

Sob condições isotérmicas tem-se que apenas a entropia magnética contribui para a variação da entropia total, como apresentado na Eq. (2.3).

omitida a representação vetorial dessas grandezas.

$$\begin{aligned}\Delta s_{iso} &\approx \Delta s_m + \overset{0}{\Delta s_l} + \overset{0}{\Delta s_e} \\ \Delta s_{iso} &\approx \Delta s_m\end{aligned}\quad (2.3)$$

No processo de magnetização, a diminuição da entropia magnética irá provocar a diminuição da entropia total do material. Fisicamente isso se apresenta como a rejeição de calor para o meio externo. De modo reverso, a desmagnetização aumenta a entropia total do material, fazendo o material absorver calor do meio externo.

O maior efeito do EMC ocorre ao redor da temperatura de transição magnética, conhecida como Temperatura de Curie (T_c). Nesta temperatura o material passa do estado ferromagnético para o paramagnético. Materiais magnetocalóricos (MMC) podem ser classificados de acordo com sua curva de magnetização pela temperatura. Os MMCs de primeira ordem possuem uma queda abrupta da magnetização, enquanto MMCs de segunda ordem possuem uma queda mais suave. Os MMC de primeira ordem possuem EMC maior que os de segunda ordem dada a descontinuidade na transição magnética, porém devem estar muito próximos da sua T_c . Quanto maior a aplicação da indução magnética a T_c tende a estar presente num valor de temperatura maior, como pode ser visto na Fig. 3.

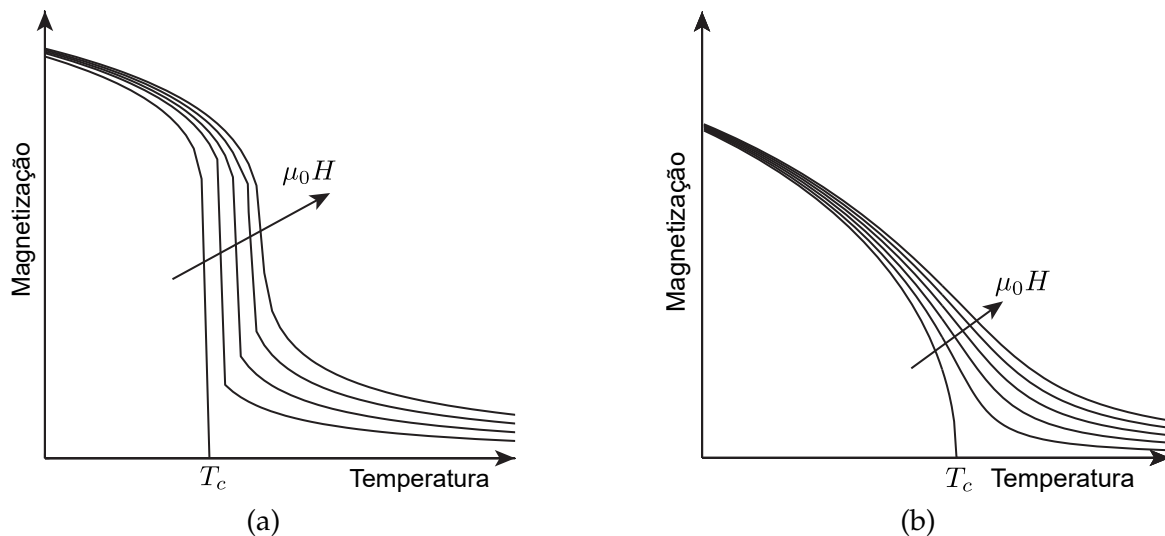


Figura 3 – Magnetização em função da temperatura para transições de fase de (a) primeira e (b) segunda ordem. Fonte: Adaptado de (BEZ, 2016).

O Gadolínio (Gd) é um material magnetocalórico de segunda ordem que serve como base de referência em pesquisas de refrigeração magnética, possuindo uma T_c entre 290 a 297 K (17 a 24 °C) (BAHL; NIELSEN, 2009). Na Fig. 4 tem-se a reversibilidade comprovada experimentalmente de uma amostra de Gd comercial submetido a uma indução magnética de 1,65 T.

Na Fig. 5 tem-se o EMC de alguns dos principais MMC em função da indução magnética aplicada. Deve-se destacar que o EMC para campos magnéticos relativamente baixos obtidos na prática são na ordem de poucos Kelvin. Geralmente aplicações de refrigeração exigem diferenças de temperatura maiores, assim grande parte dos protótipos de refrigeração magnética adotam a regeneração térmica ativa através de dispositivos chamados de regeneradores magnético ativos (RMA).

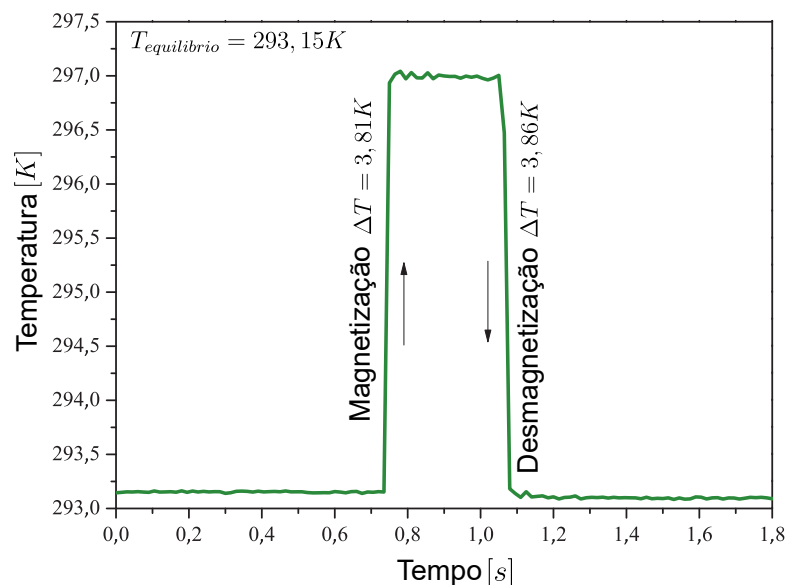


Figura 4 – A reversibilidade do EMC através da magnetização e desmagnetização quase instantâneas de uma amostra de gadolínio comercial. Fonte: Adaptado de Trevizoli et al. (2012).

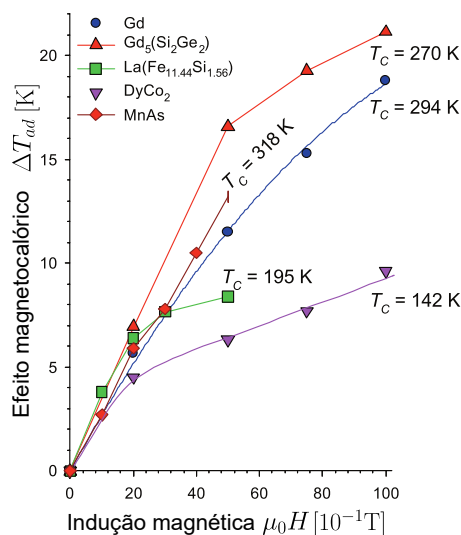


Figura 5 – Caracterização do EMC para diversos materiais. Fonte: Adaptado de Gschneidner, Pecharsky e Tsokol (2005).

2.2.2 Regeneradores magnético ativos

Os regeneradores magnético ativos (RMA) são dispositivos que armazenam o MMC na forma de uma matriz porosa atuando como refrigerante e também como armazenadores de energia térmica. O ciclo de Brayton utilizando RMA é o mais comum ciclo termodinâmico aplicado em refrigeração magnética à temperatura ambiente (KITANOVSKI et al., 2016). Utiliza-se um fluido, usualmente composto por água e um aditivo anti-corrosão, que escoar dentro dos RMAs desempenhando o papel de transferência de calor entre os reservatórios frio e quente. Tem-se sua representação esquemática na Fig. 6.

O ciclo de Bryton RMA pode ser visto no diagrama entropia por temperatura na Fig. 7, as numerações apresentam os processos que estão descritas a seguir:

- (a-b) Magnetização: o material magnetocalórico é submetido a uma indução externa

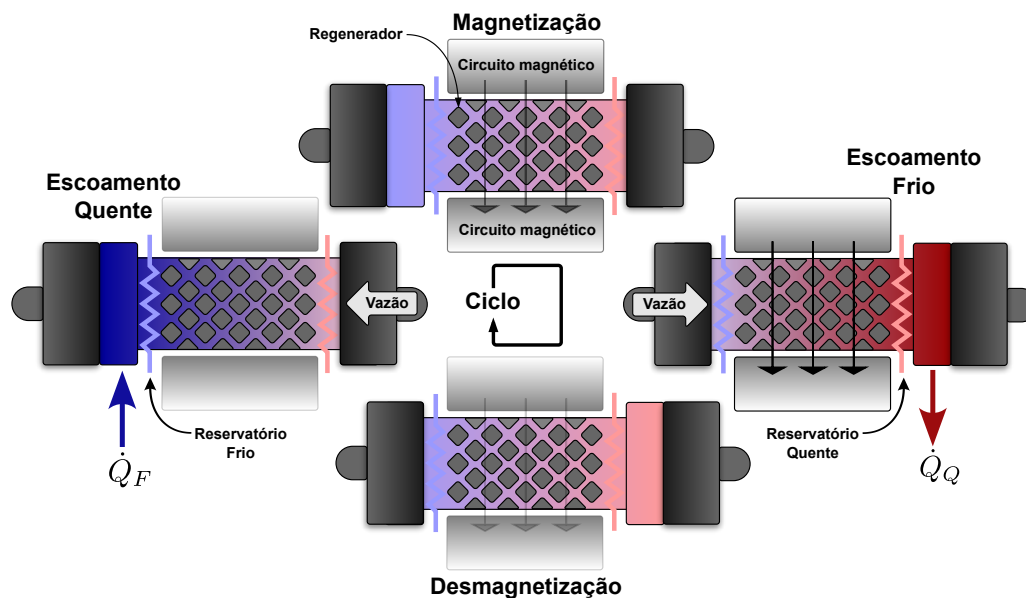


Figura 6 – Representação esquemática do ciclo regenerador magnético-ativo. Fonte: Adaptado de Trevizoli (2015).

variável sofrendo um aumento de temperatura devido ao EMC.

- (b-c) Escoamento frio: depois da magnetização, o fluido proveniente do reservatório frio escoava através do regenerador. O fluido absorve calor do material magnetocalórico elevando a sua temperatura e segue para o trocador de calor do reservatório quente (ambiente quente). Dado que a temperatura do fluido vai estar mais elevada que a do reservatório quente, o calor \dot{Q}_Q é rejeitado pelo fluido.
- (c-d) Desmagnetização: o material magnetocalórico sofre uma redução na sua temperatura pela remoção da indução magnética externa devido ao EMC.
- (d-a) Escoamento quente: depois da desmagnetização, o fluido proveniente do reservatório quente escoava através do regenerador. O fluido perde calor para o material magnetocalórico, diminuindo sua temperatura e segue para o trocador de calor do reservatório frio (ambiente frio). Dado que a temperatura do fluido vai estar menor que a do reservatório frio, o calor \dot{Q}_F é absorvido pelo fluido.

Em aplicações reais dificilmente os processos de magnetização e desmagnetização acontecem de forma adiabática, pois a presença de fluido dentro dos RMA realizam troca de calor com o meio poroso. Assim na Fig. 7 o caminho $(a-b')$ e $(c-d')$ representam o ciclo termodinâmico sob essas condições mais realistas.

A matriz porosa pode ser constituída de uma única camada de MMC ou multicamadas. Como mencionando anteriormente, o EMC possui seu maior efeito na Temperatura de Curie, isso se torna mais importante quando o material utilizado é de primeiro ordem. Assim, uma das estratégias para melhorar o desempenho de RMA é na utilização de um arranjo de MMC possuindo diferentes Temperaturas de Curie em ordem crescente do lado quente ao frio do RMA (VIEIRA, 2020). As camadas podem ser configuradas de diferentes geometrias, dentre

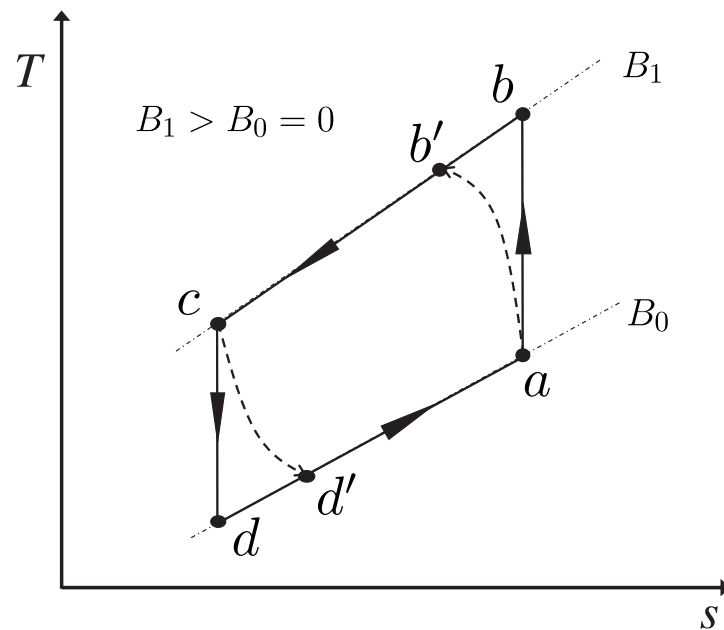


Figura 7 – Ciclo de Brayton RMA. Fonte: Adaptado de Rowe (2012).

as mais comuns são leitos empacotados de esferas ou partículas esferoidais, placas paralelas, arranjo de pino e microcanais (TREVIZOLI, 2015).

Além do seu aspecto construtivo relacionado a geometria do RMA e do MMC utilizado, pode-se afetar o desempenho de um sistema RM através da variação de 3 parâmetros de operação: frequência de magnetização (f_{RMA}), vazão de fluido (m) e fração de escoamento (FE). Estes estão diretamente ligados a efetividade térmica dos RMA, que por serem regeneradores térmicos normalmente são avaliados em função do fator de utilização (ϕ) e do número de unidades de transferência (NUT) (TREVIZOLI et al., 2017). Pode-se ter também mais 2 de operação com o uso de ventiladores nos trocadores de calor frio e quente do sistema, porém como será visto na Seção 2.2.3 a maioria dos protótipos construídos utiliza-se de banhos térmicos para fixar condições de temperatura para avaliação de desempenho.

A sincronização do escoamento do fluido de trabalho com o perfil da indução magnética externa é de fundamental importância para a operação eficiente do sistema. Perfis magnéticos que se aproximam de uma onda quadrada e frações de escoamento menores e centralizadas nas etapas de magnetização de desmagnetização demonstraram maiores diferenças de temperatura e capacidade de refrigeração para um fator de utilização constante (NAKASHIMA, 2017; FORTKAMP et al., 2018).

2.2.3 Protótipos de Refrigeração Magnética

Muito protótipos de RM foram construídos ao longo dos anos, Yu et al. (2010) realizou a revisão de 40 aparatos experimentais feitos antes de 2010 e Greco et al. (2019) fez uma revisão de protótipos antes de 2019. Será feito uma breve descrição de alguns dos aparatos na literatura, destacando os componentes em destaque em relação aos outros. No geral sistemas de refrigeração magnética podem ser subdivididos em 4 subsistemas, estes são: (i) RMA, (ii) o circuito magnético (CM), (iii) o sistema de gerenciamento hidráulico (SGH) e (iv) os trocadores de calor frio e quente (TCs).

Na Fig. 8 tem-se os protótipos mais recentes desenvolvidos e seus pontos ótimos de desempenho. Deve-se ressaltar que apenas os protótipos desenvolvidos por Nakashima et al. (2021) e Peixer et al. (2023) utilizam trocadores de calor e levam em consideração suas perdas, enquanto outros utilizam resistências elétricas e banhos térmicos para simular carga térmica e condições de temperatura. Nestes casos o desempenho é avaliado levando em conta as perdas magnéticas e da bomba, desconsiderando as perdas do SGH, assim deve-se avaliar os valores apresentados na figura com cautela (SÁ et al., 2023).

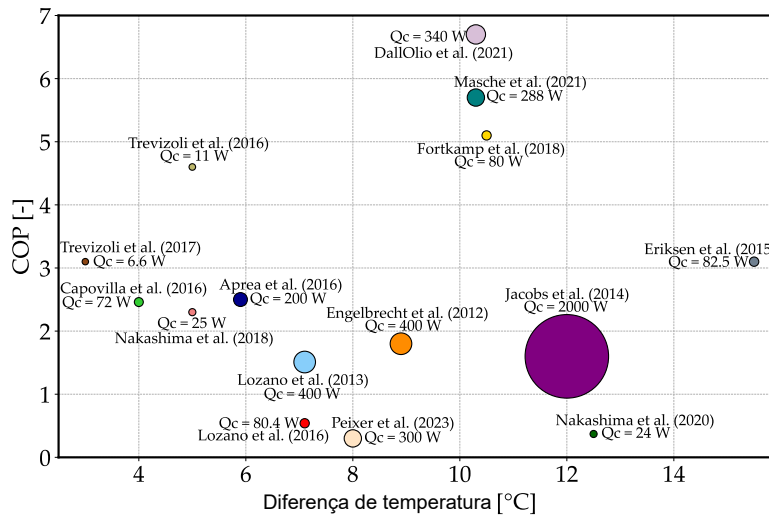


Figura 8 – Visão geral dos protótipos de refrigeração magnética e suas principais métricas de desempenho. Fonte: Adaptado de Sá et al. (2023).

A concepção de um sistema de RM envolve várias áreas da engenharia e seus subsistemas são intrinsecamente relacionados. A escolha de um tipo de subsistema por outro irá depender do nicho específico que o protótipo foi designado a operar, por mais que ainda não é possível identificar qual nicho é mais adequado para RM (NAKASHIMA, 2022). Todavia, pode-se observar algumas tendências recentes na literatura, estas serão destacadas a seguir.

A geometria para a matriz porosa do MCC dentro dos RMA escolhida geralmente é no formato de esferas. Dentre os formatos possíveis o esférico se destacou por apresentar melhor transferência de calor ao custo de maior queda de pressão (TREVIZOLI et al., 2017). Gd é o MMC de referência por possuir EMC em uma faixa mais ampla de temperaturas por ser um material de segunda ordem. Todavia, para a RMA multicamadas materiais de primeira ordem são escolhidos, são os casos dos protótipos Jacobs et al. (2014), Dall'Olio et al. (2021), Masche et al. (2022) e Peixer et al. (2023). Exceção é feita para o sistema de Eriksen et al. (2015) que o RMA possui 4 camadas de Gd e Gd-Y com temperaturas de Curie mais espaçadas.

CM dos sistemas de RM recentes utilizam um conjunto de ímãs permanentes, maioria deles formado por blocos de neodímio (Nd-Fe-B). Alternativas que usam eletroímãs possuem a desvantagem de necessitarem de uma fonte de energia, um sistema auxiliar para resfriamento e possuir grandes dimensões. Por outro lado, ímãs supercondutores podem atingir elevadas induções magnéticas com menor gasto de energia, porém necessitam de temperaturas criogênicas para operação (BJØRK et al., 2010). Nos sistemas de Engelbrecht et al. (2012), Jacobs et al. (2014), e Trevizoli et al. (2016) utiliza-se uma matriz de Halbach.

CM de Aprea et al. (2016) é de um formato duplo U. Lozano et al. (2016), Nakashima et al. (2021) e Peixer et al. (2023) utilizaram um CM com configuração rotor e estator.

Outro subsistema de grande importância é o SGH. Pode-se dividir este subsistema em 2 grupos de acordo com o seu tipo de acionamento: mecânico e eletromecânico. Válvula rotativa (VR) são acionadas pela rotação de um eixo, elas inicialmente foram muito utilizadas em protótipos com configuração rotor-estator (ENGELBRECHT et al., 2012; JACOBS et al., 2014; LOZANO et al., 2016; APREA et al., 2016). Válvulas de assentamento são acionadas através de anéis de cames, estes também são instalados no eixo mecânico (ERIKSEN et al., 2015). Ambos tipos de SGH mecânicos possuem a limitação de uma fração de escoamento fixa depois de instaladas, devendo ser desmontadas e substituídas caso deseje-se mudar o tempo de escoamento. O acoplamento mecânico destes tipos de subsistema também sofre com vibrações do CM e influenciam no seu desempenho em condições de operação de elevadas frequências de magnetização (FORTKAMP et al., 2018). O sistema bomba pistão e válvulas de retenção de Trevizoli et al. (2016) possui escoamento senoidal sem a capacidade de variação da fração de escoamento. Posteriormente, Nakashima (2017) iria modificar o protótipo para inclusão de VRs para o estudo da influência do perfil de escoamento no seu desempenho. Capovilla et al. (2016) realizou um levantamento detalhado das perdas do sistema de Lozano et al. (2016), nele foi observado que a VR possuíam perdas elevadas em altas frequências que impactavam o COP (coeficiente de desempenho, do inglês *coefficient of performance*). Levando em conta as desvantagens observadas neste tipo de gerenciamento mecânico, Cardoso (2018) estudou a possibilidade de uso de eletroválvulas em sistemas de RM. Dado a sua natureza de acionamento ser eletrônico, pode-se modificar os tempos de escoamento pela largura de pulso de tensão com maior flexibilidade dos sistemas com menor gasto energético em frequências elevadas em comparação as VRs.

Maioria dos protótipos construídos por possuíram o objetivo de avaliar o desempenho do sistema sob condições fixas de temperatura utilizam banhos térmicos e resistências elétricas para emular cargas térmicas. Exceção é feita nos sistemas de Nakashima et al. (2021) e Peixer et al. (2023) que utilizam trocadores de calor com ventiladores similares aos usados em sistemas convencionais de refrigeração.

2.3 Fundamentos de controle

Os sistemas de controle são uma parte integrante da sociedade moderna (NISE, 2020). Eles têm como objetivo gerenciar, comandar ou regular um sistema dinâmico. Sistemas dinâmicos, também chamados de sistemas com memória, são aqueles que a sua saída a qualquer instante de tempo depende da entrada naquele instante e da entrada no instante passado ou futuro² (LATHI, 2006). Em grande parte das situações, o controle é realizado automaticamente com o mínimo de intervenção humana. O controle automático é um componente intrínseco de diversos tipos de sistema, desde sistemas de refrigeração a sistemas de veículos

² Sistema dinâmicos causais são aqueles em que a saída depende apenas do valor presente e passado da entrada. Sistemas dinâmicos não causais possuem saída antes da entrada ser aplicada, assim o sistema possui conhecimento da entrada num instante futuro (LATHI, 2006).

espaciais (OGATA, 2010). Algumas terminologias importantes de controle que são utilizadas ao longo do trabalho, descritas por Ogata (2010) e Nise (2020), são apresentadas seguir:

- planta (P): sistema a ser controlado que pode representar um conjunto de vários sub-sistemas integrados com objetivo de realizar uma operação; também pode ser referido como “processo”;
- variável controlada (y): grandeza ou a condição que é medida e controlada; também pode ser referida como a “saída” da planta;
- variável manipulada (u): grandeza ou a condição modificada pelo controlador de modo que afete o valor da variável controlada; também pode ser referida como “sinal de controle” ou “entrada” da planta;
- controlador (C): dispositivo que aplica um sinal de controle à planta para corrigir ou limitar o desvio da saída do valor desejado;
- referência (r): valor desejado da variável controlada da planta;
- erro (ϵ): diferença entre o valor de referência e a saída da planta medida através de um transdutor;
- transdutor (H): dispositivo que mede uma grandeza física e a realiza sua conversão para ser utilizada no sistema de controle;
- perturbação (d): sinal que tende a afetar a variável de saída da planta e não pode ser manipulado pelo controlador;
- ruído (n): sinal indesejado de características estocásticas que interfere na medição ou variáveis de controle da planta.

Fundamentalmente, existem dois tipos de controle: controle em malha aberta (MA) e controle em malha fechada (MF), também chamado de controle realimentado. Esses estão representados na Fig. 9 e Fig. 10, respectivamente. Sistemas de controle em MA são aqueles em que o sinal de saída não é medido nem realimentado para comparação com a entrada. Sistemas de controle em MF utilizam da medição do sinal de saída para comparar com o sinal de entrada. A partir da diferença (erro) entre esses dois sinais, o controlador atua na entrada da planta para acertar a saída ao valor desejado. Sistemas de controle implementados digitalmente em computadores podem adquirir a referência através do sinal do transdutor de entrada ou valor inserido diretamente via *software*. Neste tipo de sistema digital o bloco “Controlador” é implementado através de um algoritmo. Conversores analógico-digital e digital-analógico são utilizados como parte íntegra ou complementar aos blocos “Transdutor de entrada” e “Controlador”, respectivamente.

Segundo Nise (2020), o uso de controle em MA ou MF irá depender do sistema que está sendo controlado. Para sistemas em que a relação entre a entrada e a saída é bem conhecida e que não são muito afetados para desempenhar sua função por ruído e perturbações, o controle

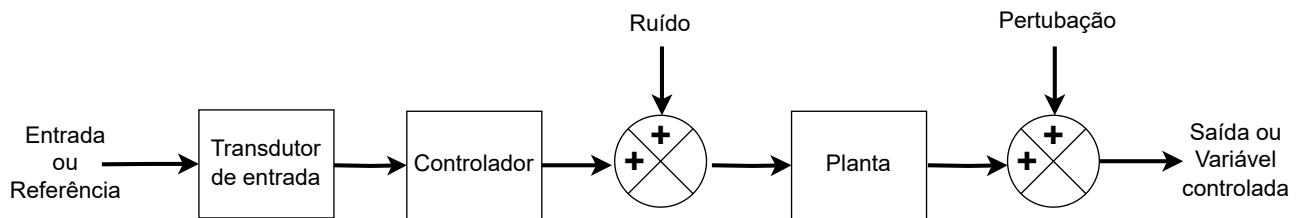


Figura 9 – Diagrama generalizado de controle em malha aberta. Fonte: Adaptado de Nise (2020).

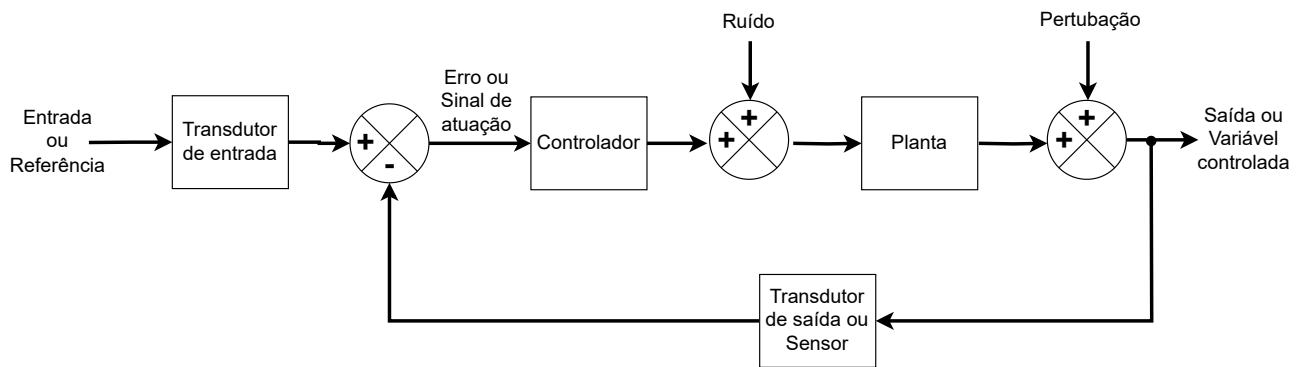


Figura 10 – Diagrama generalizado de controle em malha fechada. Fonte: Adaptado de Nise (2020).

em MA é suficiente para manter uma condição fixa e estabelecida de operação. Sistemas em MA são quaisquer sistemas cujas operações são efetuadas em uma sequência baseada em tempo. Exemplos são semáforos de trânsito que possuem o mesmo tempo de gerenciamento do tráfego independente da quantidade de veículos e os modos de lavagem em máquinas de lavar roupa que necessitam da pessoa avaliar o quão sujas estão as peças para selecionar o modo mais adequado (OGATA, 2010). Para sistemas em que a relação entrada-saída é difícil de ser obtida diretamente ou é uma aproximação e seu desempenho é afetado por ruído e perturbações, utiliza-se o controle em MF. Uma das grandes vantagens da operação em MF em relação à operação em MA é o ajuste automático na ação de controle se a saída da planta estiver fora do valor desejado, porém seu custo e complexidade de projeto são mais elevados em comparação ao controle em MA. Exemplos de sistemas em MF vão desde controle de cruzeiro de veículos a sistemas de ar-condicionado.

Para a engenharia de controle utilizando a teoria clássica modelos matemáticos da planta são necessários para fazer a análise do comportamento dinâmico do sistema e possibilitar a realização do projeto de controladores em MF (NISE, 2020). Posteriormente o controlador pode ser avaliado via simulações em computador e depois testado no *hardware* real da planta. Uma planta de um sistema real pode possuir diferentes representações de acordo com o número de suas entradas (u) e saídas (y). Quando se tem uma entrada e uma saída, tem-se um sistema monovariável (SISO, do inglês *Single-Input Single-Output*); para mais de uma entrada ou também mais de uma saída o sistema é classificado como multivariável e suas nomenclaturas podem ser vistas na Fig. 11.

Um sistema pode ser classificado em algumas categorias, segundo Lathi (2006): um sistema é classificado como linear se o princípio da superposição for aplicável entre a entrada e saída, caso o contrário é classificado como não linear; sistemas invariantes no tempo possuem a mesma resposta à mesma entrada a qualquer instante no tempo, enquanto sis-

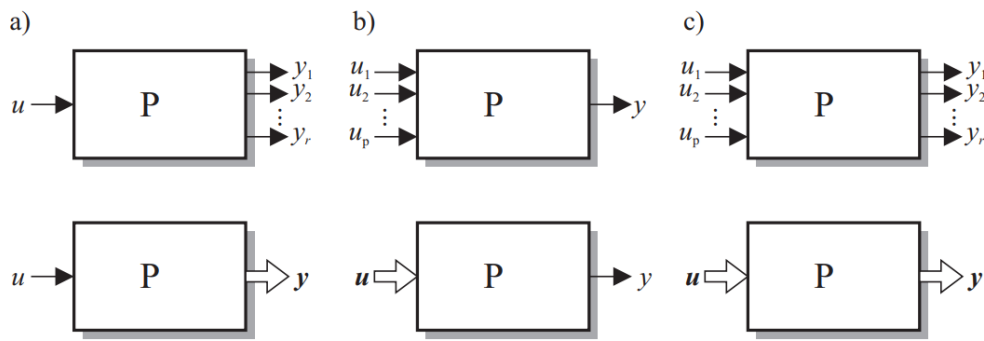


Figura 11 – Classificação de sistemas multivariáveis: (a) SIMO sistemas com uma entrada e múltiplas saídas, (b) MISO sistemas com múltiplas entradas e uma saída, (c) MIMO sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas. Fonte: Isermann e Münchhof (2011).

temas variantes no tempo possuem respostas diferentes à mesma entrada em instantes de tempo diferentes. Na prática todos os sistemas físicos são não lineares e variantes no tempo. Entretanto, eles podem ser representados por modelos lineares e invariantes no tempo (LIT) caso a relação das variáveis de entrada com a saída para uma determinada faixa de operação seja uma boa aproximação (AGUIRRE, 2015). Os modelos matemáticos LIT na engenharia de controle tipicamente são representados na forma de funções de transferência ou espaço de estados.

2.3.1 Função de transferência

Dado um sistema LIT definido pela equação diferencial:

$$a_0 \frac{d^n}{dt^n} y + a_1 \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} y + \dots + a_n y = b_0 \frac{d^m}{dt^m} u + b_1 \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} u + \dots + b_m u \quad (2.4)$$

onde y é a saída do sistema, x é a entrada, a_0, a_1, \dots, a_n e b_0, b_1, \dots, b_m são constantes. A função de transferência $H(s)$ é definida como a relação da transformada de Laplace³ da saída $Y(s)$ e da transformada de Laplace da entrada $U(s)$. Aplicando a transformada na Eq. (2.4) admitindo-se todas as condições iniciais nulas, chega-se a (OGATA, 2010):

$$H(s) := \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{(b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m)}{(a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n)}. \quad (2.5)$$

Assim a resposta dinâmica de um sistema LTI pode ser completamente descrita pela função de transferência $H(s)$ por meio de uma equação algébrica em s em que sua ordem é determinada pelo maior valor de n (OGATA, 2010). Os valores de s para os quais $H(s)$ é igual a zero e infinito são chamados de “zeros” e “polos”, respectivamente. Sua representação de entrada/saída foi fortemente influenciada pela engenharia elétrica nos anos de 1940, pois era intuitivo enxergar o amplificador operacional como um dispositivo que transforma a tensão de entrada em uma tensão de saída, desconsiderando seus detalhes internos (ÅSTRÖM;

³ A transformada de Laplace unilateral de uma função $f(t)$ é definida como $\mathcal{L}[f(t)] := F(s) := \int_{0^-}^{\infty} f(t)e^{-st} dt$ em que $s = \sigma + j\omega$ é uma variável complexa. Tem-se que $e^{-st} = e^{(-\sigma - j\omega)t} = e^{-\sigma t} e^{-j\omega t}$ pela fórmula de Euler $e^{-\sigma t}(\cos \omega t - j \sin \omega t)$ (LATHI, 2006).

MURRAY, 2006). A função de transferência não fornece nenhuma informação relativa à estrutura física de um sistema, assim sua representação para diversos sistemas fisicamente diferentes podem ser idênticas (OGATA, 2010).

Uma das maneiras de se obter a função de transferência de um sistema é aplicar a transformada de Laplace nas equações diferenciais lineares homogêneas obtidas via modelagem fenomenológica (também chamada de modelagem por primeiros princípios ou modelagem física). Para chegar nessas condições específicas de equacionamento, considerações devem ser feitas desprezando as não linearidades e dependência espacial das variáveis, assim transformando equações diferenciais parciais (EDPs) em equações diferenciais ordinárias (EDOs). Devido às simplificações que devem ser realizadas, este método exige grande conhecimento intrínseco do sistema a ser modelado e pode ser de difícil aplicação dependendo da complexidade do sistema (OGATA, 2010; NISE, 2020).

Outra alternativa para obter a função transferência de um sistema dinâmico é através de testes de identificação de sistemas (LJUNG, 1998; ISERMANN; MÜNCHHOF, 2011; AGUIRRE, 2015). Geralmente, utilizam-se sinais de teste nas entradas e analisa-se o comportamento da saída do sistema para se estimar um modelo. Esse método foi amplamente difundido principalmente na análise de circuitos através da resposta em frequência em dispositivos de análise de espectro (ÅSTRÖM; MURRAY, 2006). Dependendo da influência das não linearidades de um sistema, uma função de transferência pode ser apenas válida próximo de um ponto de operação, sendo necessário o uso de várias funções de transferência para aproximar o comportamento do sistema em todos os seus pontos de operação.

Vale ressaltar, também, que funções de transferência consideram uma entrada e uma saída, assim normalmente sendo utilizadas para sistemas SISO. Pode-se generalizar a sua estrutura para mais de uma entrada e de uma saída, formando uma matriz de funções de transferência $\mathbf{H}(s)$ com dimensão $m \times r$, sendo r a dimensão do vetor de entrada e m dimensão do vetor de saída.

2.3.2 Espaço de estados

Em contrapartida à representação em função de transferência, no domínio da frequência, tem-se a representação em espaço de estados, no domínio do tempo. Este modelo é mais conveniente para representar sistemas não lineares e multivariáveis do que a função transferência. Os estados na representação mínima de um sistema dinâmico são o menor conjunto de variáveis x_1, x_2, \dots, x_n (\mathbf{x}) que combinado com as entradas u_1, u_2, \dots, u_r (\mathbf{u}) determinam completamente as saídas do sistema y_1, y_2, \dots, y_m (\mathbf{y}) (OGATA, 2010). Para um sistema de engenharia, o estado tipicamente é composto por variáveis que levam em conta o armazenamento de massa, momento, energia e são linearmente independentes (NISE, 2020). As variáveis de estado não necessitam representar quantidades físicas, porém é conveniente escolher grandezas que possam ser mensuráveis ou estimáveis para a implementação de sistemas de controle (OGATA, 2010). O espaço n -dimensional determinado pelas variáveis de estado é chamado de "espaço de estados".

Um sistema dinâmico multivariável LIT tem sua representação em espaço de estados

dada pelas equações:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (2.6)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (2.7)$$

onde \mathbf{x} é o vetor de estados com dimensão n ; $\dot{\mathbf{x}} = d\mathbf{x}/dt$ e $\mathbf{A}_{n \times n}$, $\mathbf{B}_{n \times r}$, $\mathbf{C}_{m \times n}$ e $\mathbf{D}_{m \times r}$ são matrizes reais com suas respectivas dimensões. A Eq. (2.6) é chamada de “equação de estados” e descreve como as variáveis de estado e entradas influenciam os futuros estados do sistemas, enquanto a Eq. (2.7) é chamada de “equação das saídas” e descreve como as variáveis de estado e entradas influenciam as saídas do sistema. Grande parte dos sistemas físicos não possuem a matriz \mathbf{D} , de transferência direta. Além das relação entrada/saída, a representação em espaço de estados pode carregar a informação interna do sistema na forma de variáveis de estado, diferentemente de modelos de função de transferência, para os quais apenas a relação entrada/saída é conhecida.

Similarmente com funções de transferências, modelos em espaço de estados podem ser obtidos via modelagem fenomenológica ou a partir de testes de identificação. Usualmente, esse tipo de modelo é adquirido via modelagem física ou utilizando conhecimento intrínseco do sistema na identificação de sistemas, assim as variáveis de estado possuem significado físico e podem ser melhor interpretáveis. No contexto de projeto de sistemas de controle em malha fechada, os estados são convenientemente escolhidos nas grandezas que podem ser mensuradas ou estimadas para assim uma lei de controle poder ser formulada (OGATA, 2010). Em particular a forma linear apresentada nas equações Eq. (2.6) e Eq. (2.7) obtida via modelagem fenomenológica exige grande conhecimento sobre o sistema e várias considerações sobre linearidade e parâmetros concentrados para viabilizar o uso de estratégias de controle MIMO lineares (ALLEYNE et al., 2003).

2.3.3 Identificação de sistemas

Devido à complexidade da modelagem de alguns sistemas usando apenas modelagem fenomenológica, a identificação de sistemas pode ser usada para estimar modelos ou parâmetros-chave de um sistema com base em dados de entrada e de saída (LJUNG, 1998). A modelagem de um sistema pode ser realizada em parte via modelagem fenomenológica e em parte via modelagem experimental. O uso exclusivo de leis físicas para se obter um modelo é dito modelagem em caixa branca, por outro lado o uso exclusivo de dados de experimentos é dito modelagem em caixa preta. A utilização de conhecimento a priori de leis físicas e experimentos para modelar um sistemas é a mistura dos dois tipos de modelagem, tipicamente conhecida na área como modelagem em “caixa cinza”. Quanto menos informação se utiliza a partir de princípios físicos, menos informação intrínseca sobre o sistema é conhecida, assim a caixa (modelo) fica mais escura. Na Fig. 12 representam-se os tipos de modelos que podem ser obtidos via identificação de sistemas.

Em linha gerais, a identificação de sistema é realizada em 5 etapas segundo Aguirre (2015):

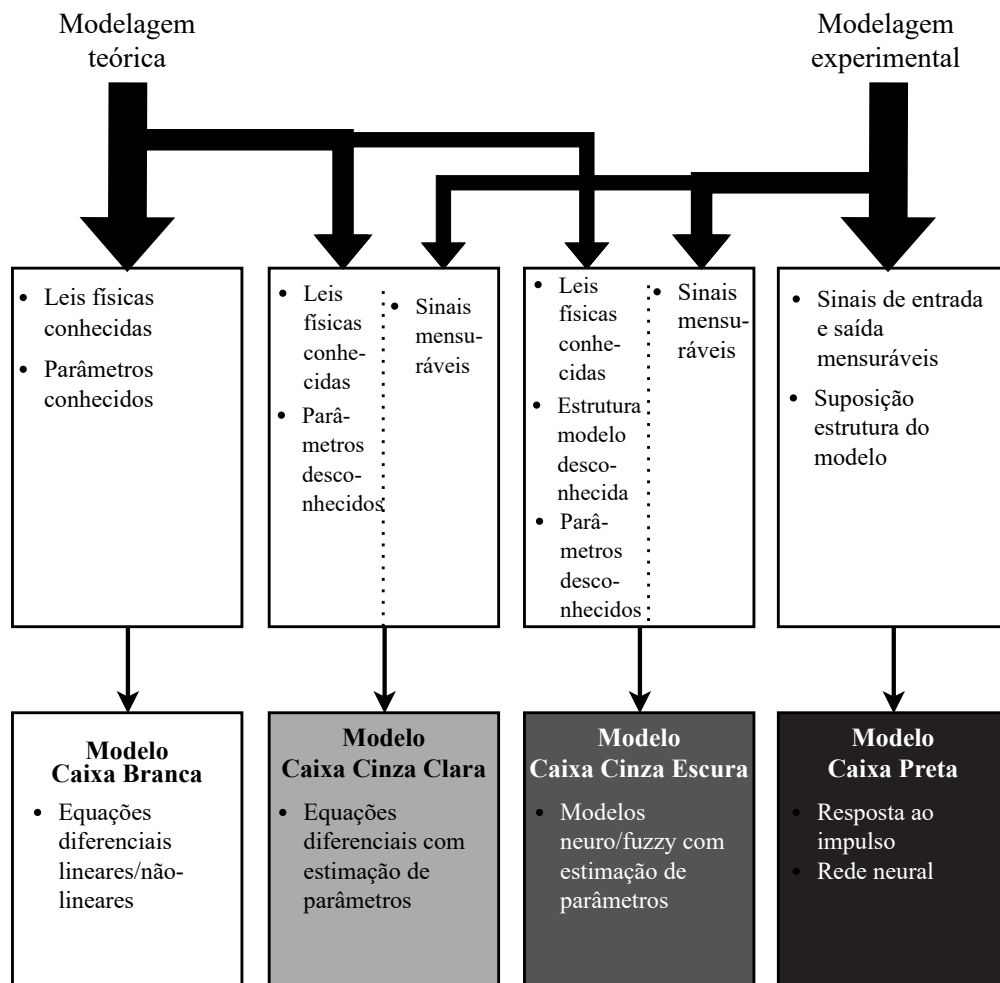


Figura 12 – Diferentes tipos de modelos matemáticos obtidos via identificação de sistemas. Fonte: Adaptado de Isermann e Münchhof (2011).

1. testes dinâmicos e coleta de dados;
2. escolha da representação matemática a ser usada;
3. determinação da estrutura do modelo;
4. estimação dos parâmetros;
5. validação do modelo.

Os testes dinâmicos são uma etapa fundamental da identificação de sistemas. Estes são realizados com sinais de teste que possam extrair informação o suficiente para estimação de um modelo. Para a estimação bem sucedida de um modelo, deve-se, também, atribuir a sua finalidade, pois a complexidade do sinal de teste determina a complexidade do modelo matemático que pode obtido via os dados.

Primeiramente deve-se decidir quais são as entradas da planta que serão usadas para o teste. Para isso, deve-se buscar as entradas que possuem maior correlação com a saída de interesse. Sistemas multivariáveis, em algumas situações, podem permitir que o teste seja realizado manipulando mais de um de seus atuadores. Deve-se avaliar se todas as entradas têm relevância no comportamento da variável de saída a ser controlada. Caso seja utilizada

mais de uma entrada ao mesmo tempo para estimar o comportamento dinâmico do sistema, os sinais de teste das entradas devem ser estatisticamente não correlacionados, assim o modelo poderá identificar a influência separadamente de cada entrada (AGUIRRE, 2015). Outra alternativa é realizar o teste individualmente de cada entrada em momentos distintos, facilitando o processo de identificação.

O tipo de sinal de entrada é caracterizado pela sua forma, níveis de amplitude e frequência. Essas características devem ser selecionadas levando em conta a natureza do sistema a ser identificado, como também a finalidade do modelo a ser estimado pelos dados. A forma usualmente é definida pelo comportamento da entrada a que o sistema será submetido sob condições normais de operação (OGATA, 2010). Dada a limitação física ou prática, certos atuadores de um sistema podem não aceitar formas de entrada específicas. Alguns dos sinais de teste que podem ser utilizados são apresentados na Fig. 13.

Os níveis de amplitude e frequência estão intrinsecamente ligados ao modelo estimado ser linear ou não linear. A princípio, um sistema sujeito a um teste em torno do seu ponto de operação pode ser aproximado por um modelo linear mantendo a amplitude dos sinais de entrada o menores possível e suficientemente altas para que tenham efeito na dinâmica da planta (AGUIRRE, 2015). Caso um modelo linear seja buscado em um sistema não linear, é recomendável que testes sejam realizados em torno de pontos de operação (LJUNG, 1998). Por outro lado, um sistema testado em vários pontos de operação, dependendo também da sua dinâmica, pode ser melhor aproximado por um modelo não linear. Para identificação de sistemas lineares, sinais que possuem aspecto de frequência amplo são os mais indicados, enquanto para sistemas não lineares, além de o sinal ser rico em frequências, ele deve possuir várias amplitudes para levar o sistema para diversos pontos de operação (ISERMANN; MÜNCHHOF, 2011; NELLES, 2001). Na área de identificação de sistemas, sinais binários pseudoaleatórios (PRBS do inglês *Pseudo Random Binary Signal*) são muito utilizados por possuírem estatisticamente comportamento aleatório, garantindo que os algoritmos numéricos de estimação dos modelos sejam bem condicionados e possam extrair informação do comportamento de um sistema numa faixa ampla de frequências (AGUIRRE, 2015). Para identificação de modelos não lineares, sinais PRBS modulados em amplitude (APRBS do inglês *Amplitude modulated Pseudo Random Binary Signal*) são mais recomendados (NELLES, 2001), possuindo as mesmas propriedades de um PRBS, porém possuem mais de dois níveis de amplitude para levar o sistema a seus diversos pontos de operação, o que é necessário para a dinâmica apresentar as não linearidades.

Para a realização da etapa de coleta de dados, é necessário definir o tempo de amostragem (T_s). Normalmente, esse parâmetro é escolhido de 5 a 10 vezes acima da frequência de Nyquist ($f_N = 2/T_s$) do sinal da saída de interesse e utiliza-se filtro passa baixa para evitar o efeito de *aliasing* das altas frequências provenientes de ruído. Segundo Aguirre (2015) do ponto de vista de identificação de sistemas um intervalo de amostragem muito curto poderá tornar o algoritmo numérico de estimação de parâmetros, como o estimador de mínimos quadrados, mal-condicionado. Para Ljung (1998), a frequência de amostragem que é cerca de dez vezes a largura de banda do sistema deve ser uma boa opção na maioria dos casos. Isermann e Münchhof (2011) sugere que caso o modelo identificado for utilizado para o

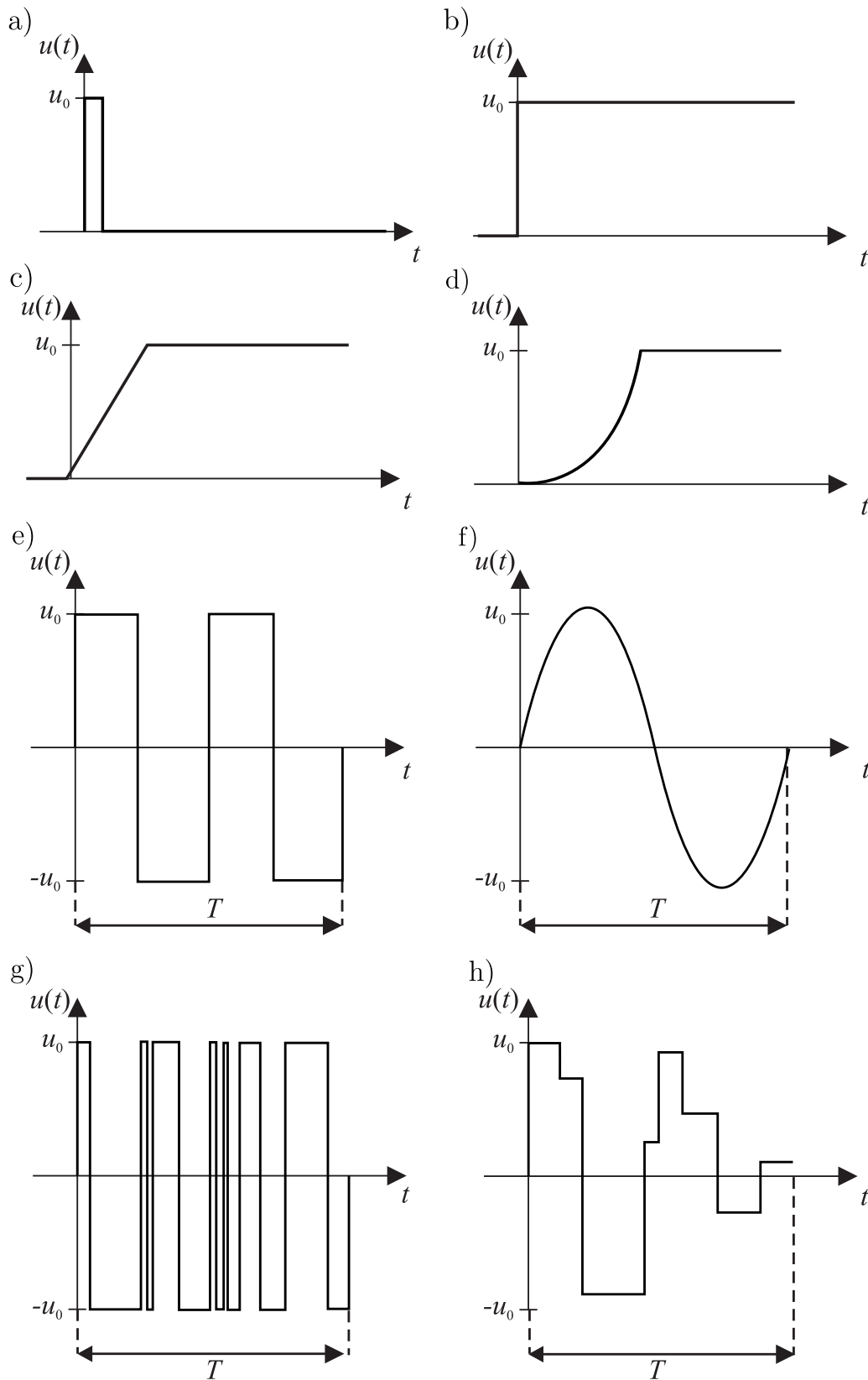


Figura 13 – Sinais de teste: (a) impulso; (b) degau; (c) rampa; (d) parábola; (e) pulsos; (f) senoide; (g) PRBS; (h) APRBS. Fonte: Adaptado de Isermann e Münchhof (2011).

projeto de um controlador digital o período de amostragem seja definido de acordo com a qualidade de controle desejada, o algoritmo utilizado e o *hardware* alvo em que será implementado. Segundo o mesmo autor, um valor de referência para algoritmos de controle PID para o tempo de amostragem poder ser entre 1/15 a 1/5 do tempo de acomodação em 95%

de um processo de ação proporcional.

Depois realizada a coleta de dados do teste, pode-se determinar a estrutura do modelo. Existem dois tipos de estrutura: paramétrica e não paramétrica. Estruturas paramétricas possuem parâmetros na forma de um modelo matemático. Exemplos de estruturas não paramétricas são a resposta ao impulso e resposta em frequência, que podem ser obtidas diretamente numa representação gráfica (AGUIRRE, 2015). Para o caso de modelos paramétricos, dada uma estrutura, podem ser utilizados algoritmos de estimação de parâmetros determinísticos ou estocásticos. Métodos determinísticos consideram que os dados não possuem efeito significativo do ruído, enquanto os estocásticos são algoritmos que tratam o ruído na estimação dos parâmetros sendo mais imunes aos seus efeitos. Pode-se obter uma estrutura paramétrica na forma de uma função de transferências através de métodos determinísticos e estocásticos (AGUIRRE, 2015).

A forma de validação do modelo identificado irá depender da finalidade para a qual ele foi desenvolvido. Para o uso de modelos para predição, a forma mais usual é comparar a simulação do modelo com dados experimentais utilizando um conjunto de dados diferente daquele usado para identificação. Assim, pode-se inferir o quão geral é um modelo extrapolando as condições de teste em que ele foi obtido. Em outro método de validação, por análise de resíduos, tem-se uma métrica estatística para mensurar se os parâmetros estimados do modelo são suficientes para explicar os dados que não são aleatórios. Porém, essa métrica não é suficiente para garantir a qualidade nem a utilidade de um modelo, devendo utilizar outras métricas de validação (AGUIRRE, 2015). Em particular, para utilização de modelos para o projeto e sintonia de controladores, pode-se ter um modelo identificado e validado em malha aberta que não aproxime a dinâmica em malha fechada. Aguirre (2015) sugere outra forma de avaliar o desempenho dos modelos com essa finalidade via resposta em frequência, porém, a menos que se conheça ou seja possível estimar as margens de ganho e fase do sistema a ser identificado, esse método se torna difícil de ser realizado. Nelles (2001) sugere que o método de validação mais importante deve ser o desempenho do controlador projetado e não o do modelo identificado, por mais que seja esperado que ambos estejam interligados. Para o caso linear mais geral, o modelo deve estimar bem o comportamento da faixa das médias frequências, ao redor da frequência de corte ou banda de passagem da função de transferência em malha fechada (NELLES, 2001). Para seguimento de referência, o modelo também terá que ser preciso na faixa de frequência do sinal de referência. Para rejeição de distúrbios, a ação integral do controlador pode ser usada para compensar a diferença da planta e do modelo nas frequências mais baixas. No ponto de vista mais prático, controladores provenientes de modelos mais simples de baixa ordem facilitam a implementação em computadores digitais e no sistema real (ANDERSON, 1993).

2.4 Controle para refrigeração por compressão de vapor

Sistemas de refrigeração convencionais utilizam diferentes tipos de controle⁴ conforme o tipo e a quantidade de componentes que podem ser atuados. Compressores, na sua configuração mais simples, possuem velocidade fixa, tubos capilares possuem restrição de expansão constante, trocadores de calor podem ser utilizados apenas por convecção natural ou convecção forçada com uso de ventiladores com velocidade fixa. Componentes de atuação fixa restringem os graus de liberdade ou entradas que um sistema de controle pode usar para atuar no sistema.

O uso de atuadores de ação variável, como compressores de velocidade variável, válvulas de expansão eletrônicas (VEEs), ventiladores com mudança de velocidade e mecanismos de degelo, proporciona maior flexibilidade na operação e aumento da eficiência destes sistemas para diferentes condições. Todavia, a complexidade no desenvolvimento de sistemas de controle pode aumentar consideravelmente na topologia multivariável em comparação à topologia monovariável. A seguir, são brevemente apresentados os controladores em malha fechada mais utilizados em sistemas de refrigeração.

2.4.1 Controlador liga-desliga

Para sistemas de refrigeração mais simples, o controle é realizado através de um controlador tipo liga-desliga (também chamado de controlador por histerese ou pelos termos em inglês *bang-bang* ou *on-off*) que comanda o acionamento ou não do compressor. Inicialmente, definem-se valores inferior e superior da banda na qual se deseja que a temperatura do ambiente refrigerado permaneça. Quando a temperatura medida por um sensor (realimentação) passar do patamar superior, o compressor é ligado, assim abaixando a temperatura. Quando a temperatura medida passar do patamar inferior, o compressor é desligado. Este tipo de controlador é de fácil implementação por não necessitar de um modelo matemático e poussuir baixo custo, porém seu uso resulta num consumo de energia elevado (QURESHI; TASSOU, 1996; LIN; YEH, 2007; SALEH; ALY, 2015).

2.4.2 Controlador PID

Outro controlador clássico também amplamente utilizado em vários processos industriais é o controlador PID (ASTROM, 1995). A sua forma clássica é dada por:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right), \quad (2.8)$$

onde u é a variável de controle e e é o erro de controle dado pela diferença do valor de referência r e o valor medido da saída y . A variável de controle é a soma de três termos na forma de ganhos em relação ao erro: proporcional, integral e derivativo; assim tem-se a origem do seu nome. A função de transferência do PID na sua estrutura ISA é dada por:

⁴ A partir deste ponto, neste trabalho, sistemas de controle serão considerados apenas aqueles que operam em malha fechada.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (2.9)$$

Por concepção, o controlador PID é monovariável, podendo ser utilizado em sistema multivariáveis em diferentes malhas de controle em cascata. A popularização do uso desse tipo de controlador é dada pela sua facilidade de implementação em sistemas discretos computadorizados e, para a maioria das plantas encontradas em processos industriais, garante um desempenho razoável utilizando regras de sintonia simples. A escolha dos seus 3 parâmetros, também chamada de sintonização, pode ser realizada através de métodos empíricos como Ziegler-Nichols, Chien-Hrones-Reswick e outros derivados que não necessitam do conhecimento do modelo matemático do sistema e se baseiam apenas na resposta dinâmica através de testes (ASTROM, 1995). Estes métodos clássicos oferecem valores iniciais de sintonia com desempenho sub ótimo. Caso o modelo LIT em malha aberta seja conhecido através de modelagem fenomenológica ou através de identificação de sistemas, pode-se projetar e sintonizar um PID via método do lugar geométrico das raízes ou resposta em frequência.

Em linhas gerais, para sistemas que podem ser bem aproximados como LIT e não possuem exigências de desempenho muito exigentes, o PID é uma boa estratégia de controle. Sistemas que intrinsecamente são instáveis, têm modelos com ordem maior que segunda ordem, possuem grandes atrasos de tempo, modos oscilatórios, fase não-mínima e grandes não linearidades são candidatos a possuírem topologias de controladores mais elaboradas (ASTROM, 1995).

2.4.3 Revisão do estado-da-arte

Devido à maturidade da refrigeração por compressão de vapor, muitos trabalhos na literatura são encontrados sobre sistemas de controle para essa configuração. Na sua extensa maioria, os controladores utilizam estratégias de controle mais avançadas e são comparadas ao controlador clássico PID.

Marcinichen, Holanda e Melo (2008) projetaram dois controladores PI desacoplados para a malha de controle da velocidade do compressor e abertura da VEE de maneira independente. Foram utilizados métodos clássicos para identificação do sistema via resposta ao degrau e visualização da resposta do sistema para cada uma das entradas. A partir disso, foram sintonizados os controladores PI através do método do lugar das raízes e do método clássico via resposta ao degrau Ziegler-Nichols para o PI da malha da VEE e compressor, respectivamente. Para uma restrita faixa de pontos de operação, os controladores tiveram desempenho satisfatório no seguimento de referência e rejeição de perturbações no ponto de operação de máximo COP.

Li, Jeong e You (2009) projetaram uma estratégia de controle simultânea da temperatura interna de um recipiente e temperatura de superaquecimento utilizando dois controladores PI compensados com uma malha de *feedforward*. Esta malha visava minimizar a influência do acoplamento dinâmico entre as malhas de capacidade e superaquecimento característico de sistemas por RCV. Os dois PIs foram sintonizados pelo método Ziegler-Nichols, para a malha de controle de temperatura interna utilizou-se o método experimental em malha fechada e

para a malha de temperatura de superaquecimento a resposta ao degrau em malha aberta. Um ajuste manual na sintonia dos ganhos foi realizado para se obter melhor desempenho. Para operação com maior COP, a referência de temperatura de superaquecimento foi mantida fixa independentemente das condições de temperatura externas.

Senger (2014) realizou o estudo, projeto e experimento de 4 estratégias de controle: monovariável com dois PIs com desacoplamento de malhas, linear-quadrático-gaussiano (LQG do inglês *linear-quadratic-Gaussian*), modos deslizantes e multivariável chaveado. Destaca-se que foi feita a abordagem da identificação de sistema utilizando a resposta em degrau num ponto de operação tanto na velocidade do compressor quanto na fração de operação da válvula de expansão. Nisso observou-se que poderia modelar o sistema como de primeira ordem sem atraso de transporte. Os controladores PI seguiram a metodologia de projeto do lugar geométrico das raízes. Resultados experimentais mostraram que o método monovariável foi de melhor desempenho em comparação ao LQG e modos deslizantes, pois, segundo o autor, nestes foram consideradas dinâmicas a mais inexistentes na planta tornando a resposta mais oscilatória a perturbações. O controle chaveado obteve a rejeição à perturbação mais rápida, porém não conseguiu ter o mesmo desempenho energético eficiente que o PI desacoplado, dada limitação de frequência no chaveamento e oscilações apresentadas.

Schurt, Hermes e Neto (2009) projetaram um controlador regulador quadrático linear (LQR, do inglês *Linear Quadratic Regulator*) digital utilizando vários submodelos obtidos via modelagem fenomenológica de um sistema com compressor de velocidade variável e VEE. As EDPs não lineares foram transformadas em EDOs lineares para descrever a planta no espaço de estados através de várias simplificações e considerações feitas com conhecimento físico do sistema. Depois disso, foi possível projetar o controlador LQR dados uma função custo e um estimador de estados do tipo filtro de Kalman.

Chiu, Tsai e Lin (2014) obtiveram um modelo termodinâmico de um ambiente interno de um carro, representado por 7 equações diferenciais parciais não lineares. Depois de um processo de linearização através de dois pontos de operação e considerações realizadas para eliminar a dependência espacial das variáveis, foi identificado que existiam dois conjuntos de autovalores com velocidades de resposta diferentes. Assim, foi possível reduzir a ordem do sistema por conta das dinâmicas rápidas e lentas via método *singular perturbation*. Com isso, o sistema completo foi subdividido em dois e foram projetados dois controladores LQR separadamente. Finalmente, o LQR foi ajustado utilizando um ganho adicional e teve desempenho dinâmico superior ao clássico LQR.

Kirubakaran et al. (2015) avaliaram quatro estratégias de controle em termos do seu desempenho dinâmico e eficiência energética. Um modelo dinâmico térmico de um edifício foi considerado análogo a um circuito resistor capacitor e foi estimado utilizando otimização por exame de partículas com dados de teste reais. O modelo foi importado no *Matlab* e testes foram realizados em *hardware-in-the-loop* através de uma comunicação USB entre um computador e um microcontrolador. Controladores do tipo PI sintonizados via técnica de relé, LQG e modelo de controle preditivo (MPC, do inglês *Model Predictive Control*) modificados foram comparados, sendo que esses últimos apresentaram tempos de resposta mais rápidos com menos oscilações na presença de um ruído artificialmente inserido, assim possuindo

menor consumo energético.

Afram e Janabi-Sharifi (2014) classificaram várias estratégias de controle usadas em sistema aquecimento, ventilação e ar condicionado (HVAC, do inglês *Heating, Ventilation and Air Conditioning*), com muitas referências citadas, com ênfase no controle MPC, que teve pesquisas intensificadas nos últimos anos devido à sua flexibilidade no controle de sistemas multivariáveis não lineares. Em outro trabalho, Afram et al. (2017) realizaram a revisão de controladores MPC que utilizavam modelos adquiridos via Rede Neural Artificial (RNA) em sistemas HVAC e um estudo de caso de um controlador inteligente com sistema supervisor de PID. O controlador inteligente determinava os valores de referência para controladores PID locais para o controle de temperatura de vários ambientes visando o menor consumo de energia.

Ekren, Sahin e Isler (2010) desenvolveram e testaram 3 estratégias de controle para um sistema de refrigeração com compressor de velocidade variável e VEE. O controlador baseado em RNA e sua variante com preditor de Smith tiveram o melhor desempenho dinâmico e energético que lógica fuzzy e o controlador PID, que foi sintonizado através do método em malha fechada de Ziegler-Nichols.

Soyguder, Karakose e Alli (2009) avaliaram via simulação um controlador adaptativo no qual os parâmetros de um PID eram atualizados por Lógica Fuzzy (LF) para o controle de temperatura de duas salas. Os controladores atuavam nos amortecedores (*dampers*) de um sistema HVAC que regulavam a vazão de ar de cada uma das salas de forma independente. Resultados mostraram que o controlador adaptativo teve desempenho dinâmico em termos de tempo de resposta e seguimento de referência melhor em comparação a um controlador clássico PID com ganhos fixos e um controlador híbrido PD Fuzzy.

Khayyam et al. (2011) apresentaram um sistema de gerenciamento de energia coordenado para reduzir o consumo de energia do sistema de ar condicionado de um veículo. O sistema era composto por um controlador PID que tinha seus parâmetros iniciais ajustados pelo método Chien-Hrones-Reswick e depois atualizados de maneira interativa por uma RNA, caracterizando-se como um controlador PID adaptativo.

Maiorino, Duca e Aprea (2022) implementaram uma RNA para obter os valores mínimos e máximos de um controlador liga-desliga de um refrigerador com compressor de velocidade fixa visando maior eficiência energética. Obteve-se redução do consumo de energia na faixa de 13% a 3% da energia nesse tipo de estratégia de controle em comparação a sistemas que utilizavam termostato com faixa fixa dos valores de histerese.

2.5 Controle para refrigeração magnética

Poucos trabalhos foram publicados na área de controle em malha fechada de sistemas de RM. Por ser uma tecnologia nova, muitos esforços foram dedicados primeiramente em construir protótipos que em malha aberta possuíssem praticidade e automação de operação para o estudo experimental e avaliação termodinâmica. Nessa linha, merecem destaque os trabalhos de Hoffmann et al. (2017) e Rosário (2021), realizados com foco no controle de válvulas solenoide na substituição de válvulas mecânicas e seus sistemas de controle

auxiliares.

Qian et al. (2018) implementaram via simulação um controle em malha fechada com objetivo de seguir uma referência de temperatura através da manipulação da frequência de magnetização. O sistema de RM considerado foi de dois RMAs, trocadores de calor nos ambientes frio e quente, tubulações e entradas manipuladas sendo a frequência de magnetização e a vazão mássica. A modelagem foi realizada a partir de duas equações de balanço de energia unidimensionais dos RMAs, em que as constantes foram obtidas via correlações e as propriedades do MMC via equações polinomiais de quarto grau ajustadas aos dados experimentais encontrados na literatura do Gd. Os trocadores de calor e tubulações foram modelados usando parâmetros concentrados e a vazão acionada por válvulas foi idealizada como sendo instantânea. A frequência de magnetização foi utilizada para controlar a capacidade de refrigeração. Simulações preliminares identificaram o valor de ϕ que possuísse o maior COP. Com esse valor através de uma equação algébrica obteve-se o valor de vazão correspondente. Assim, o controlador proposto foi um PI para seguimento da referência de temperatura e blocos auxiliares no ajuste da vazão para manter a relação de proporção entre a frequência e a capacidade do sistema. O diagrama de blocos do sistema de controle implementado pode ser visto da Fig. 14. Foi observado via simulação que diversos valores de ganhos da parcela proporcional e integral do PI tinham impacto no COP e na robustez do controlador. Sugeriu-se que esses parâmetros pudessem ser sintonizados considerando a inércia térmica do sistema, porém o trabalho não entrou em detalhes sobre como esse ganhos poderiam ser escolhidos. O controlador teve êxito em seguir a referência de temperatura com uma diferença de 1°C para cinco tipos de perturbação.

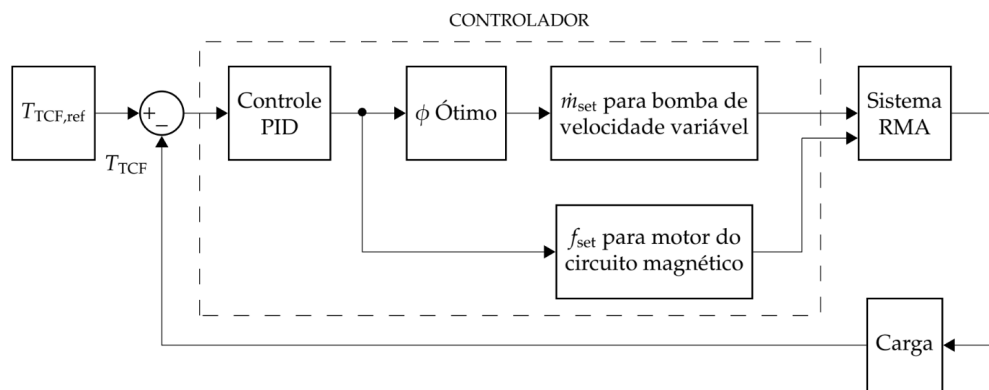


Figura 14 – Estratégia de controle de temperatura para um sistema de refrigeração magnética via frequência de ciclo de refrigeração e vazão mássica do fluido. Fonte: Hoffmann (2020 apud QIAN et al., 2018).

No trabalho de Hoffmann (2020), estratégias de controle liga-desliga, PI e um algoritmo baseado em eventos foram avaliados experimentalmente na bancada originalmente desenvolvida por Trevizoli (2015). O objetivo era regular a temperatura interna de de um pequeno gabinete adaptado à bancada e realizar essa tarefa com o melhor COP. O protótipo foi adaptado para usar válvulas solenoide no lugar da válvulas rotativas que previamente Nakashima (2017) utilizou em seu estudo. Através de ensaios de identificação de sistema para vários pontos de operação usando a resposta ao degrau da frequência magnetizante

(f_{rma}), vazão mássica (\dot{m}) e fração de escoamento (FE), foi observado que a vazão mássica tinha maior influência sobre a dinâmica da temperatura que as demais entradas. Um modelo função de transferência de primeira ordem sem atraso de transporte foi levantado considerando a média dos ganhos estáticos e constantes de tempo para uma faixa de operação do sistema que se aproximava da linearidade, como pode ser visto na Fig. 15. O controlador PI foi projetado utilizando o método do lugar das raízes (LR) para atender a requisitos de um tempo de acomodação da temperatura mais rápido que o observado em malha aberta e rejeição de perturbações do tipo degrau em regime permanente.

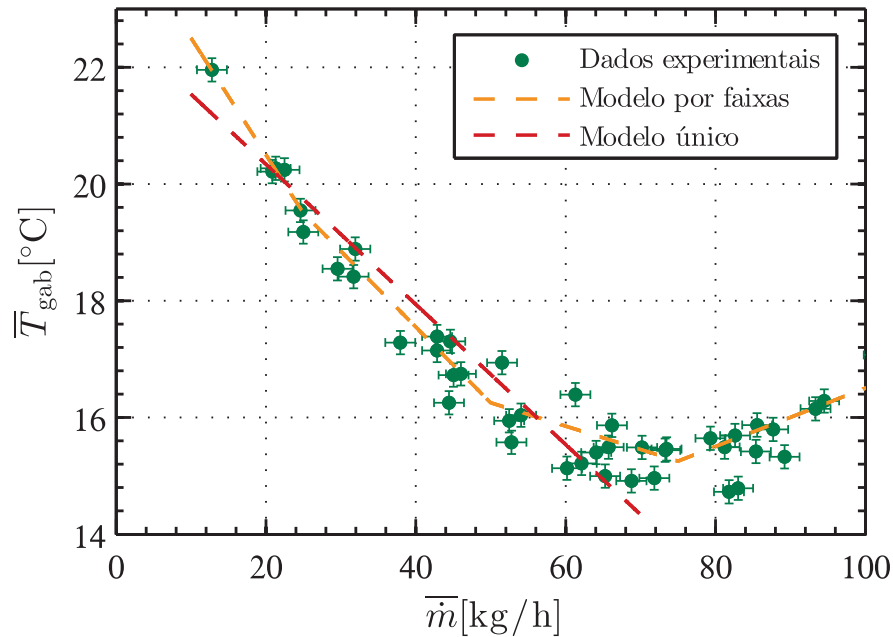


Figura 15 – Valores em regime permanente da temperatura interna média do gabinete em função da vazão mássica média do fluido para condições de frequência e fração de escoamento fixas. Fonte: Hoffmann (2020).

No quesito energético, a f_{rma} teve maior contribuição e foi escolhida como variável de entrada para o algoritmo baseado em eventos visando reduzir o consumo energético na operação do protótipo. Por possuir pouca influência na dinâmica da temperatura e possuir resposta mais rápida, sua malha de controle foi projetada externamente à malha de controle de temperatura. O diagrama de blocos do sistema de controle pode ser visto na Fig. 16.

Aprea, Greco e Maiorino (2017) utilizaram uma RNA para modelar o comportamento do protótipo encontrado em Aprea et al. (2016) com objetivo de controlar a temperatura para se obter menor tempo de *pull-down* ou operar com maior eficiência energética. A RNA foi treinada com dados experimentais, porém detalhes de como foram realizados os testes e qual foi o método de identificação de sistemas empregados não foram informados. Obteve-se um modelo capaz de prever a máxima capacidade de refrigeração e máximo COP através das entradas de velocidade de rotação do ímã, vazão mássica, temperatura de referência configurada pelo operador e temperatura medida no ambiente a ser refrigerado. Através disso, pode-se definir um mapa de desempenho bidimensional em termos de capacidade e COP. Através da temperatura requisitada pelo operador, o algoritmo determinava a melhor combinação possível das suas entradas. Os autores ressaltam que os resultados do modelo

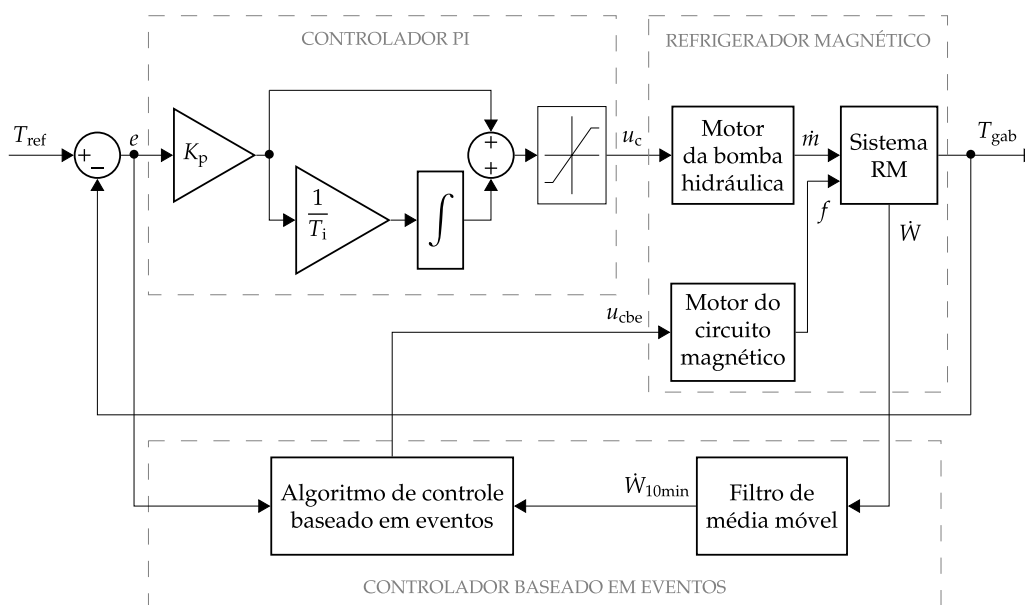


Figura 16 – Estrutura da estratégia de controle baseado em eventos. Fonte: Hoffmann (2020).

não podem ser extrapolados para condições de operação fora dos dados de teste em que a RNA foi treinada. Destacou-se que o treinamento da RNA e obtenção do modelo exigiu alto custo computacional, porém os mapas de desempenho resultantes em forma de tabelas poderiam ser implementados em plataformas microprocessadas com algoritmos simples de baixa exigência numérica para fins de controle.

Masche et al. (2023) foi um dos trabalhos mais recentes em RM que mencionou novamente que os sistemas podem operar de maneira mais eficiente através da modulação da capacidade de refrigeração em cargas térmicas parciais. Via experimentos, as variáveis de entrada f_{rma} e \dot{m} foram alteradas em malha aberta para observar seu comportamento estático em termos de temperatura e COP. No artigo não foi sugerido um tipo de controle em malha fechada que poderia ser implementado para este fim, deixando a estudos futuros a investigação de um possível controlador liga-desliga.

2.6 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo, foi apresentado de maneira sucinta o princípio de funcionamento de sistemas de refrigeração por compressão de vapor e refrigeração magnética, dedicando mais espaço ao último devido à não familiaridade no cotidiano e recente desenvolvimento tecnológico. A exposição dos protótipos desenvolvidos em RM teve como foco os seus subsistemas que podem ser controlados por meio de atuadores de ação variável. No mínimo, um sistema de RM irá possuir duas entradas: frequência de magnetização (f_{rma}) e vazão do fluido de trabalho (\dot{m}). Esta última entrada pode ser influenciada pela fração de escoamento (FE). Em particular, recentes protótipos utilizam válvulas solenoide que podem variar o tempo de abertura eletronicamente, permitindo a variação da FE . Trocadores de calor com ventiladores de ação variável ainda não são muito encontrados em sistemas de RM, podendo se tornar duas novas entradas considerando o trocador do lado quente (VQ) e do lado frio (VF).

A fundamentação da teoria de controle foi brevemente apresentada no intuito de relembrar conceitos importantes no desenvolvimento de sistemas de controle, classificação de modelos usualmente utilizados e as diretrizes gerais de identificação de sistemas. A área de identificação de sistema é ampla que abrange qualquer tipo de sistema dinâmico e vários tipos de modelos matemáticos que podem ser obtidos de diversas formas de acordo com o nível de conhecimento do sistema. Todavia, o material consultado neste trabalho indicou uma falta de conexão entre a área de identificação de sistemas para fins de controle em malha fechada. Métodos de validação usualmente utilizados não permitem inferir quantitativamente se um modelo estimado é válido para operação em malha fechada. Um dos poucos métodos de validação encontrados foi o comparativo da resposta em frequência do modelo considerado “real” e do modelo estimado via identificação de sistemas apresentado por Aguirre (2015). O próprio autor aponta que se na prática a resposta em frequência do sistema real não é conhecida *a priori*, o método de validação não se torna prático. Alguns trabalhos ressaltaram que um modelo usado para fins do projeto de um controlador em malha fechada não necessariamente precisa ser muito preciso mas deve capturar a dinâmica essencial do sistema (ANDERSON, 1993; ALLEYNE et al., 2003; HOFFMANN et al., 2024).

Posteriormente, trabalhos com foco em controle foram resumidos. Dada a escassez de trabalhos em malha fechada para refrigeração magnética, foram apresentados alguns artigos com diferentes estratégias de controle para refrigeração convencional que auxiliaram na compreensão dos controladores mais utilizados para sistemas de refrigeração. A maioria dos trabalhos utiliza estratégias de controle mais avançadas que aquelas vindas do controle clássico que emprega controladores lineares com base em modelos em função de transferência. O controlador PID é muitas vezes utilizado como comparação para validar as estratégias desenvolvidas. A sintonia usualmente é realizada com emprego de métodos empíricos como Ziegler-Nichols e suas variantes. Estes métodos de sintonia são conhecidos por oferecer um controlador com desempenho sub-ótimo na maioria dos casos já numa topologia de controlador linear que intrinsecamente não irá ter o melhor desempenho em sistemas com grandes características não lineares em toda sua faixa de operação, como são conhecidos os sistemas de RCV. Os modelos matemáticos usualmente utilizados são obtidos via modelagem fenomenológica com considerações para se obter formas lineares e outros modelos possuem parâmetros desconhecidos para serem estimados via técnicas de otimização. Outras estratégias de controle mais avançadas utilizam LF e RNA para estimar modelos e realizar o próprio controle, ou obtém-se um modelo via RNA para realizar um controle MPC.

A escolha da estratégia de controle para um sistema usualmente segue pelo conhecimento do comportamento ou modelo do sistema dinâmico e requisitos de desempenho em malha fechada. Foi visto que técnicas de identificação de sistemas podem ser usadas para obtenção de um modelo matemático a partir de dados de teste. Métodos de controle clássicos que utilizam modelos LIT são limitados na sua precisão na simulação de sistemas, porém permitem a análise, projeto e sintonia de controladores lineares. O teste em resposta ao degrau mostrou-se ser o teste mais aplicável em sistemas de refrigeração magnética, por ser simples de ser realizado e porque esse tipo de sistema tipicamente pode ser modelado por

modelos de primeira ordem. Ressalta-se que essa metodologia de identificação de sistema seria a mais rudimentar de ser realizada, mas que provou ser útil no trabalho experimental de Hoffmann (2020), até então o único até o presente momento que implementou um controlador em malha fechada com comprovação experimental para sistemas de RM.

3 IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA

Neste capítulo apresentam-se os resultados do processo de identificação de sistema através da simulação do transiente do modelo de refrigerador magnético de parâmetros concentrados de Nakashima et al. (2022). A mesma metodologia de identificação de sistema pode ser realizada num protótipo real de refrigeração magnética com dados reais. A representação matemática foi identificada na forma de função de transferência. A finalidade do modelo é projetar um controlador para o sistema operar em malha fechada utilizando ferramentas de análise e projeto da teoria de controle clássica. Primeiramente, são expostos sucintamente o modelo numérico utilizado para simulação, as características principais do sistema real que está sendo representado pelo modelo e alguns trabalhos na literatura que investigaram o comportamento dinâmicos de sistemas de RM. Depois é seguida a metodologia de identificação de sistemas apresentada na Seção 2.3.3. Deve-se destacar, também, que as simulações dos modelos LIT foram realizadas utilizando a biblioteca de Fuller et al. (2021).

3.1 Modelo numérico utilizado

Para o presente trabalho é considerado que o sistema de refrigeração magnética a ser controlado em malha fechada seja bem representado dinamicamente pelo modelo de Nakashima et al. (2022). Originalmente, a concepção do modelo numérico foi motivada pela escassez de modelos matemáticos criados especificamente para o projeto otimizado dos vários subsistemas que integram um sistema de RM visando o melhor desempenho e eficiência em nível de sistema. O modo de otimização para projeto do sistema não é abordado neste trabalho, porém foi utilizado o modo de simulação do transiente que possui relativamente curto tempo de realização. Isso traz uma vantagem em usar o modelo, pois sistemas de RM possuem transientes lentos, resultando em elevados tempos de ensaios para sua caracterização para fins de controle, como observado nos trabalhos de Hoffmann et al. (2024) e Silva et al. (2024).

O modelo consiste, resumidamente, em: (i) um modelo regenerador termo-hidráulico de parâmetro concentrado, (ii) um modelo algébrico para o circuito magnético, (iii) um modelo empírico do sistema de bombeamento/hidráulico, (iv) um modelo de eficácia-NTU para trocadores de calor com ventiladores dos reservatórios quente e frio e (v) um modelo térmico de parâmetros concentrados e quase estacionário do gabinete refrigerado. Mais detalhes do algoritmo de solução e integração desses submodelos encontram-se em Nakashima et al. (2022). A sua validação foi realizada com uso de dados individuais dos modelos de cada subsistema de referências independentes da literatura e dados experimentais de um protótipo real de um refrigerador de vinho magnético (NAKASHIMA et al., 2021). O processo de validação obteve resultados de capacidade de refrigeração média e COP com desvios de 3,4% e 6,5%, respectivamente.

Os parâmetros de entrada do modelo são as características físicas dos subsistemas, temperatura ambiente (T_{amb}) e os valores das variáveis controladas, sendo elas: f_{rma} , \dot{m} e FE . Para a simulação do transiente, pode-se alterar o valor dessas variáveis para caracterizar a dinâmica da temperatura do sistema.

3.2 Descrição do sistema e pontos de operação

O modelo numérico considera as características físicas do protótipo de Nakashima et al. (2021). Ele consiste em um sistema de RM de pequeno porte adaptado em um gabinete comercial para refrigeração de vinhos. O CM é formado por uma matriz Halbach concêntrica na forma de rotor e estator. O RMA é de 8 camadas de MMC em Gd com diferentes valores de T_c . O circuito hidráulico possui uma bomba de engrenagem acionada por um motor elétrico. O gerenciamento do escoamento do fluido de trabalho nos RMAs é realizado através de válvulas solenoide sincronizado com a indução magnética do CM operando no ciclo de refrigeração de Brayton. Na Fig. 17 pode-se visualizar uma foto do protótipo. Mais detalhes de cada subsistema podem ser consultados no trabalho de Nakashima et al. (2021).



Figura 17 – Protótipo desenvolvido por Nakashima et al. (2021).

Devido às suas características, o sistema pode ser controlado com 5 entradas: frequência de magnetização (f_{rma}); vazão mássica do fluido de trabalho (\dot{m}); fração de escoamento (FE); potência do ventilador trocador de calor lado quente (P_{VQ}) e potência do ventilador trocador de calor lado frio (P_{VF}). Os pontos de operação são definidos por um conjunto fixo de valores das entradas. Estes valores usualmente são selecionados para avaliar termodinamicamente o sistema e são limitados pela capacidade física dos componentes utilizados. Deve-se ressaltar que quanto mais entradas de um sistema forem considerados, mais pontos de operação e testes devem ser realizados para caracterizar a variável de saída de interesse, que, para fins de controle, é a temperatura de saída dos RMAs no lado frio. Para apenas 1 entrada com n

valores distintos, tem-se n pontos de operação (exemplo $f_{rma} = f_1, f_2, \dots, f_n$). Considerando 2 entradas com n e m valores distintos, tem-se $n \times m$ pontos de operação. Na Fig. 18 tem-se uma representação de pontos de operação considerando as duas principais entradas de sistemas de RM. Além de serem importantes na caracterização do sistema em regime permanente, a dinâmica ou velocidade de transição de um ponto ao outro é importante na obtenção de um modelo dinâmico para fins de controle.

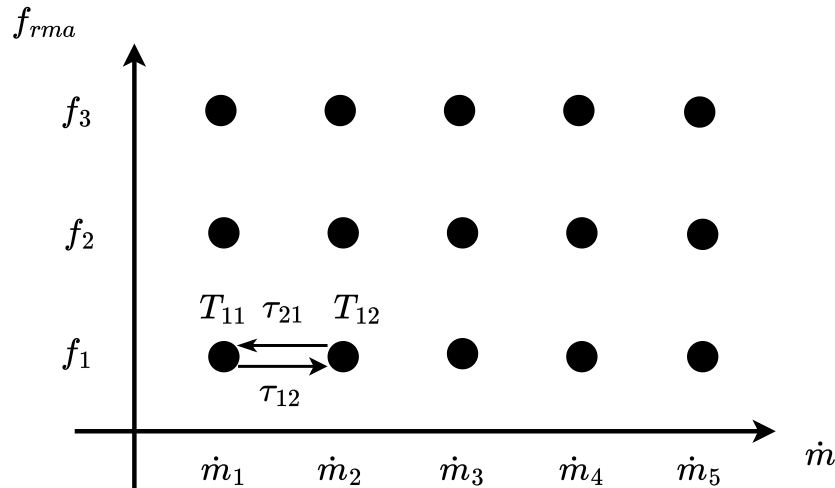


Figura 18 – Pontos de operação de um sistema de RM para 3 valores de frequência e 5 valores de vazão. T_{11} seria a temperatura em regime permanente da combinação f_1 e \dot{m}_1 . τ_{12} e τ_{21} seriam a dinâmica ou a velocidade de transição de um ponto de operação para outro.

Sistemas de RM no geral devem possuir, necessariamente, 3 variáveis de entrada f_{rma} , \dot{m} e FE . Como visto na Seção 2.2.3, muitos protótipos não possuem trocadores de calor com ventiladores, assim diminuindo os graus de liberdade para controle do sistema. Para os sistemas de Nakashima et al. (2021) e Peixer et al. (2023), as variáveis de entrada FE , P_{VQ} e P_{VF} podem assumir diferentes valores, porém para os testes de avaliação termodinâmica seus valores foram fixos, variando apenas f_{rma} e \dot{m} . Seguindo os mesmos valores das entradas de teste apresentadas por Nakashima et al. (2021), podem ser definidos preliminarmente os pontos de operação do sistema apresentados na Tab. 1. Os testes dinâmicos realizados via simulação neste trabalho possuem o intuito de caracterizar o sistema para fins de controle, não tendo o mérito de fazer uma análise aprofundada sobre seu desempenho termodinâmico. Todavia, as características em regime permanente são relevantes para definir uma faixa de operação do sistema que é de interesse para funcionamento em uma aplicação real. Mais detalhes sobre os pontos de operação com maior abaixamento de temperatura, capacidade de refrigeração e COP e outras considerações importantes do sistema físico podem ser encontrados no trabalho de Nakashima et al. (2021).

3.3 Comportamento dinâmico de sistemas de RM

Para sistemas de RM, pouca informação é encontrada na literatura sobre seu comportamento dinâmico, tendo-se maior foco no comportamento em regime permanente usado

| Parâmetro | Valores |
|-----------|------------------------------|
| f_{rma} | 0,5; 0,75 e 1 Hz |
| \dot{m} | 125; 150; 175; 200 e 225 L/h |
| FE | 25% |
| P_{VF} | 3,8 W |
| P_{VQ} | 8,3 W |
| T_{amb} | 25 °C |

Tabela 1 – Pontos de operação do sistema simulado.

para análise de desempenho e eficiência termodinâmica. Para fins de modelagem dinâmica, podem ser aproveitados os testes normalmente realizados para adquirir informação sobre o tempo de resposta da temperatura, assim sendo possível levantar um modelo matemático simples para fins de controle. Porém, uma metodologia de teste específica precisa ser realizada para que um modelo deste tipo possa ser estimado. Resume-se a seguir alguns trabalhos que possuíram foco na identificação de sistemas para RM com finalidade do modelo ser utilizado para controle em malha fechada.

Hoffmann et al. (2024) constataram que dentre as entradas manipuladas do protótipo, \dot{m} possuía maior influência na dinâmica da temperatura interna do gabinete refrigerado. Dado o comportamento não linear do sistema, a mesma temperatura de gabinete poderia ser alcançada por uma combinação de diferentes valores das entradas e tempos de acomodação. Mantendo-se fixos os valores das demais entradas, foi possível caracterizar a temperatura apenas pela variação da vazão mássica por meio de várias funções de transferência de primeira ordem sem atraso de transporte. As constantes de tempo (τ) desses modelos ficaram entre 0,33 h e 0,9 h, correspondendo a um tempo de acomodação (T_s) entre 1,2 h e 3,6 h considerando 4 constantes de tempo. Os sinais de teste utilizados foram do tipo ao degrau de pequenas amplitudes para não excitar as não linearidades e duração o suficiente para estimar o ganho estático e as constantes de tempo. Foi salientado que os modelos em função de transferência só eram válidos para pontos de operação limitados a uma faixa de valores de vazão.

Silva et al. (2024) utilizaram de todas as 5 entradas e a temperatura do ambiente quente para realizar testes de identificação de sistema no sistema de RM de Peixer et al. (2024) para estimação de um modelo não linear autoregressivo com entrada exógenas (NARX do inglês *Nonlinear AutoRegressive model with Exogenous inputs*) através de uma RNA recorrente. O modelo não linear tinha o objetivo de prever o comportamento dinâmico da temperatura e consumo de energia para vários pontos de operação. Os sinais de teste utilizados foram do tipo APRBS com tempo de duração entre τ a $1,5\tau$ de uma constante de tempo de interesse distribuídos na forma de Hipercubo Latino. O autor sugeriu que o modelo poderia ser utilizado futuramente numa estratégia de controle MPC.

3.4 Metodologia de identificação

Dado que a finalidade deste trabalho é o projeto de um controlador linear simples de ser implementado, foi utilizada a metodologia de ensaios de Hoffmann et al. (2024) para

a identificação de sistema de um modelo LIT. Diversos autores na área de identificação de sistemas utilizam de uma abordagem matemática e estatística para a escolha de sinais de entrada que possuem a propriedade de serem “persistentemente excitantes” para identificação de modelos lineares (LJUNG, 1998; ISERMANN; MÜNCHHOF, 2011; NELLES, 2001; AGUIRRE, 2015). Um sinal com persistência de excitação possui amplo conteúdo espectral no domínio da frequência. Sinais do tipo PRBS possuem essa propriedade e guias gerais no seu uso diferem de autor para autor. Segundo Ljung (1998), o sinal deve ser escolhido com um número inteiro de períodos para usufruir de suas propriedades, limitando assim a escolha da duração do experimento. Isermann e Münchhof (2011) sugerem que $T_b \leq \tau_{min}/5$, sendo T_b o tempo de duração de cada nível do sinal e τ_{min} a menor constante de tempo de interesse. Aguirre (2015) sugere que $\tau_{min}/10 \leq T_b \leq \tau_{min}/3$. Nelles (2001) sugere que para identificação de sistemas lineares, $T_b \approx T_s$, enquanto para não lineares, $T_b \approx \tau_{max}$. A constante de tempo τ_{min} caso não seja conhecida *a priori* pode ser identificada via resposta ao degrau (AGUIRRE, 2015). Qualquer que seja a diretriz para definição das características de um sinal de teste do tipo PRBS, os dados resultantes são submetidos para um método de estimação de parâmetros. O método mais simples para estimação de parâmetros lineares é o estimador de mínimos quadrados (MQ), que em sua versão mais clássica é dado pela equação:

$$\theta_{MQ} = [\psi^T \psi]^{-1} \psi^T y, \quad (3.1)$$

sendo θ_{MQ} o vetor de parâmetros lineares a serem estimados, ψ a matriz de regressores lineares e y o vetor das amostras da saída. Segundo Aguirre (2015), quanto mais constante for um sinal de entrada mais mal-condicionada será a matriz $\psi^T \psi$ por possuir colunas com valores constantes, logo sendo praticamente idênticas entre si. Assim, sinais do tipo degrau não são os mais indicados para o uso do método MQ. Para sistemas de RM, as constantes de tempos são relativamente elevadas, podendo variar entre 0,33 h e 0,9 h (HOFFMANN et al., 2024). A constante de tempo considerada no trabalho de Silva et al. (2024) foi de aproximadamente 10 min, porém foi realizado apenas um único ensaio para estimação desta constante em um ponto de operação esperado do sistema. A frequência, em hertz, associada a uma constante de tempo é dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi\tau}. \quad (3.2)$$

Devido à não linearidade, a constante de tempo pode variar consideravelmente dependendo do ponto de operação de um sistema. Para investigar preliminarmente essa característica não linear, foi simulado o tempo de *pull-down*¹ do sistema para os pontos de operação que condizem com os valores mínimos e máximos das entradas f_{rma} e \dot{m} , mantendo as demais nos valores fixos conforme a Tab. 1. O resultado desse processo pode ser visto na Fig. 19.

Como pode ser observado, o ponto de operação com maior frequência de magnetização (1 Hz) e menor vazão (125 L/h) obteve a maior constante de tempo (0,61 h), enquanto o

¹ No geral, as constantes de tempo associadas a tempos de *pull-down* não são usadas para caracterizar um sistema num modelo SISO para fins de controle em malha fechada. Neste trabalho, foi considerado o valor dessas constantes para estimar um tempo mínimo para cada degrau aplicado na simulação.

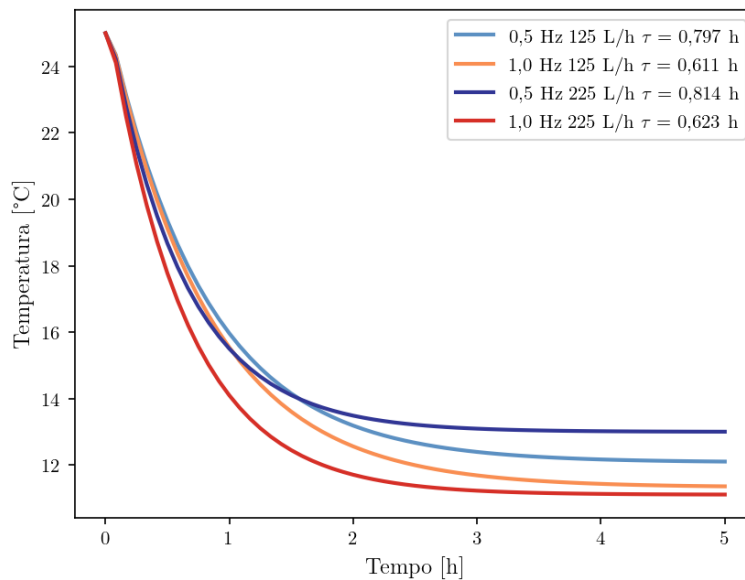


Figura 19 – Tempo de *pull-down* para pontos de operação com valores de entrada mínima e máxima para frequência e vazão.

ponto de menor frequência (0,5 Hz) e maior vazão (225 L/h) obteve a menor constante de tempo. Este resultado está de acordo com Hoffmann et al. (2024), onde se observou que a vazão mássica tinha efeito de diminuir o tempo de resposta da temperatura devido à maior eficiência da transferência de calor entre o fluido de trabalho e o material magnetocalórico. Para a maior constante do sistema apresentada na Fig. 19, tem-se uma frequência de $6,74 \mu\text{Hz}$ e para a menor constante $0,264 \mu\text{Hz}$. Logo o sistema se comporta como um passa baixas com frequência de corte na ordem dos μHz . Assim, teria-se que ter um sinal PRBS com T_b muito longo para encaixar nos critérios anteriormente apresentados. Portanto, um sinal deste tipo não tem praticidade para teste no sistema de RM analisado, sendo mais adequado utilizar sinais de teste ao degrau com frequências baixas, que na prática seriam sinais com tempos de duração altos. Ressalva-se que as constantes de tempo resultantes do processo de *pull-down* não podem ser consideradas como o valor máximo ou mínimo da velocidade de resposta para este tipo de sistema, porém foi realizada uma análise com base nos seus valores pois são ensaios que podem ser realizados rapidamente em comparação a testes para capturar a dinâmicas entre pontos de operação.

3.4.1 Testes dinâmicos e coleta de dados

Levando em conta a análise anterior apresentada, pode-se definir o formato dos sinais de testes das entradas como sendo degraus sucessivos para estimar os ganhos estáticos e as constantes de tempo para cada ponto de operação. Para que um novo valor de entrada possa ser modificado de patamar a saída do sistema deve chegar o mais próximo possível do regime permanente sem a interferência de perturbações, assim a saída do sistema pode ser caracterizada apenas pela influência de uma das entradas. Na prática, o sistema precisa ser testado em condições de temperatura dos ambientes quente e frio com o mínimo de variação possível. Outro ponto importante para se ressaltar são os níveis de variação das

entradas que, no geral, devem ser os mais baixos possíveis para manter o sistema dentro da linearidade e grandes o suficiente para que a variação seja percebida mesmo na presença de ruído e incertezas nas medições. Estas duas observações a respeito do regime estacionário e relação sinal ruído são fundamentais na identificação realizada neste trabalho. Num teste real em vez de uma simulação deve-se levar em conta estes detalhes para que os dados levantados a partir dos ensaios sejam os melhores possíveis para o levantamento do modelo sugerido.

Os pontos de operação da Tab. 1 foram considerados primeiramente para análise. A partir das constantes de tempo identificadas na Fig. 19 definiu-se um tempo mínimo para cada nível dos sinais de entrada como sendo 4 h. As primeiras 4 h de todos os gráficos apresentados correspondem ao processo de *pull-down* para os pontos de operação que já foram demonstrados na Fig. 19, assim o eixo horizontal e vertical tiveram suas escalas ajustadas para melhor visualizar o comportamento dinâmico da temperatura. O passo de simulação foi definido como 300 s. Nas Figuras 20a e 20b tem-se a simulação transiente com f_{rma} fixa em 0,5 Hz e variações em formato em degrau crescente e decrescente de \dot{m} para vários pontos de operação, respectivamente. A mesma simulação foi realizada para os demais pontos de operação para as frequências 0,75 Hz (Fig. 21) e 1,0 Hz (Fig. 22). Pode-se observar que o formato da dinâmica da temperatura aproxima-se de um sistema de primeira ordem sem atraso de transporte, caracterizado por uma curva exponencial. Além disso, para cada ponto de operação, diferentes amplitudes e constantes de tempo foram apresentadas, confirmando a característica não linear do sistema. Observa-se que com vazão maior que 175 L/h para todas as simulações apresentadas teve-se um aumento de temperatura. Esta é uma característica intrínseca de sistemas de RM em que o aumento da vazão para uma frequência fixa aumenta o consumo do sistema de bombeamento e calor dissipado, diminuindo assim a eficiência do sistema (TREVIZOLI et al., 2016).

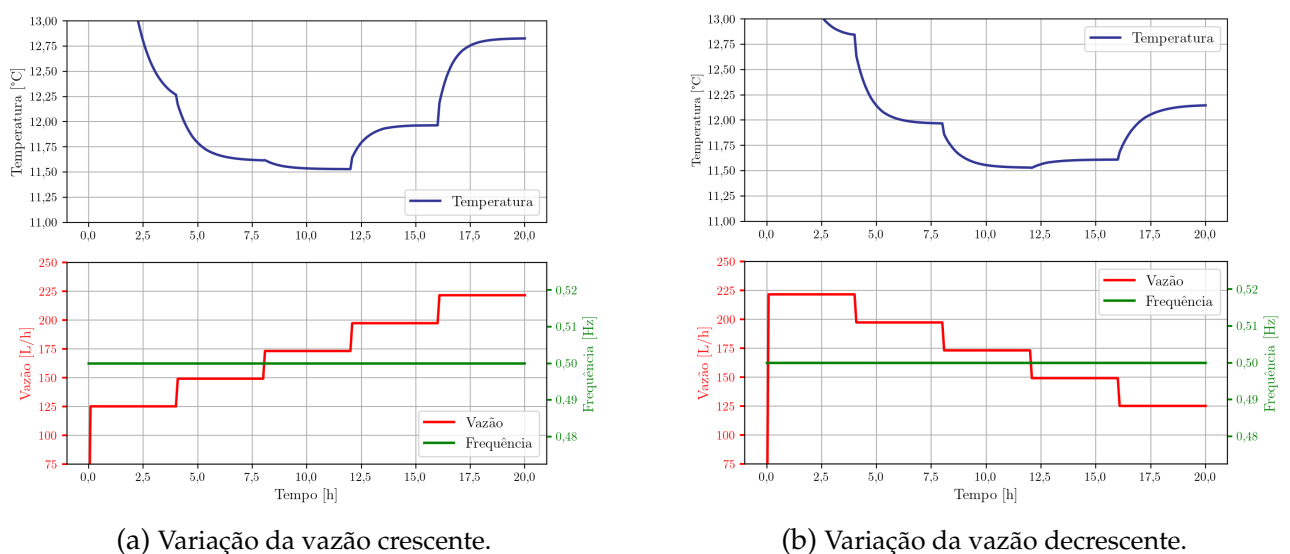


Figura 20 – Teste dinâmico $f_{rma} = 0,5$ Hz e $\dot{m} = [125; 150; 175; 200; 225]$ L/h

Também foi investigado o transiente dos pontos de operação mantendo a vazão fixa e variando a frequência. Devido à quantidade de simulações, reuniu-se o resultado de todos os pontos de operação sob essas condições na Fig. 23, em que cada cor representa

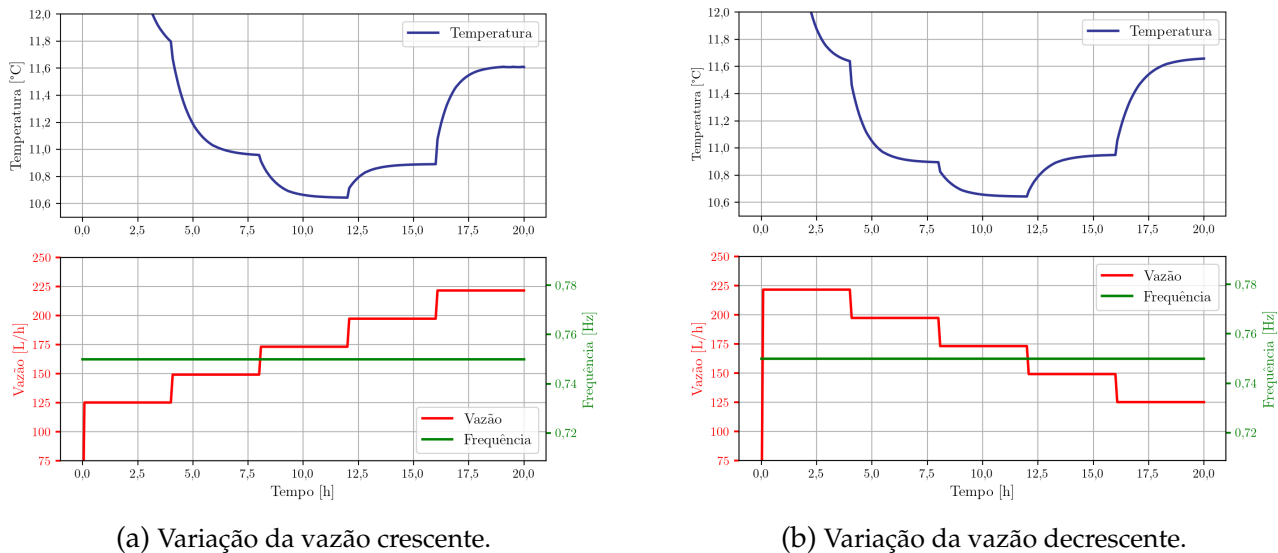


Figura 21 – Teste dinâmico $f_{rma} = 0,75$ Hz e $\dot{m} = [125; 150; 175; 200; 225]$ L/h

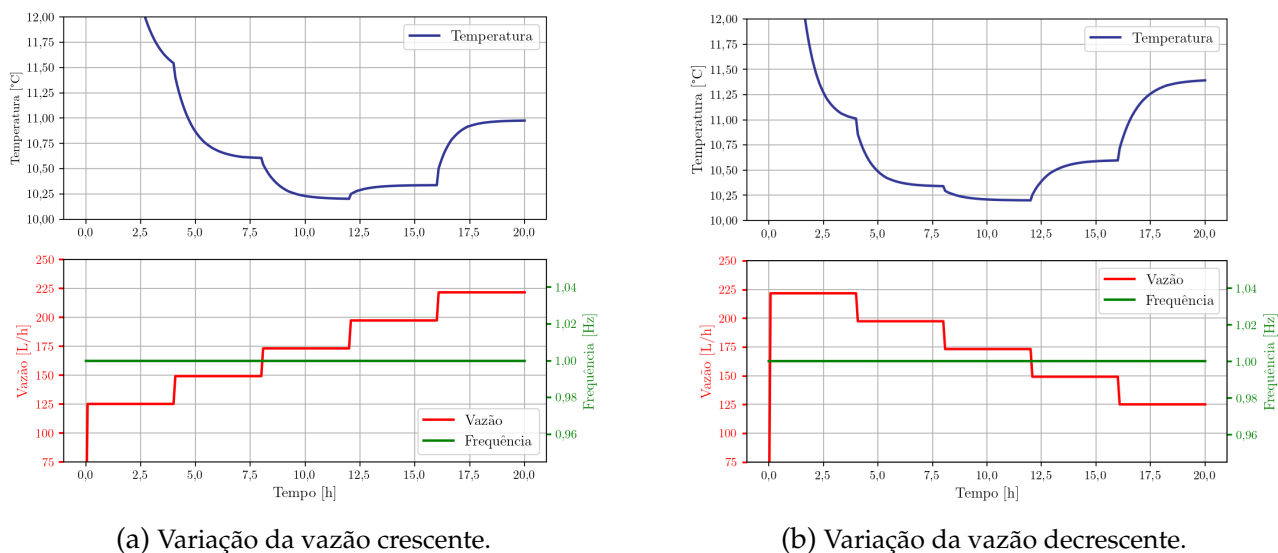


Figura 22 – Teste dinâmico $f_{rma} = 1$ Hz e $\dot{m} = [125; 150; 175; 200; 225]$ L/h

o valor fixo de vazão. Deve-se observar que a variação da variável f_{rma} foi em valores de 0,25 Hz, relativamente maior em valor que a variação da variável \dot{m} , que foi em valores de aproximadamente 25 L/h. Devido a esses valores maiores de variação necessários para apresentar uma mudança na temperatura, a frequência teve menor influência na dinâmica de temperatura em comparação com a vazão.

Dos resultados de simulação apresentados, o ponto de maior abaixamento da temperatura foi dado nas condições de $f_{rma} = 1$ Hz e $\dot{m} = 175$ L/h, de acordo com os resultados apresentados em maiores detalhes por Nakashima et al. (2021). Seguindo a metodologia de Hoffmann et al. (2024), é necessário avaliar o comportamento dinâmico em uma maior faixa de valores de vazão inferiores a 175 L/h. Foi realizada a simulação do transiente considerando que o sistema irá operar com frequência fixa em 1 Hz, como apresentado na Fig. 24. Nesta simulação, fica evidente que a faixa de valores de vazões de 25 L/h a 125 L/h possui maior influência na resposta dinâmica da temperatura do sistema em comparação à faixa de 125 L/h a 175 L/h.

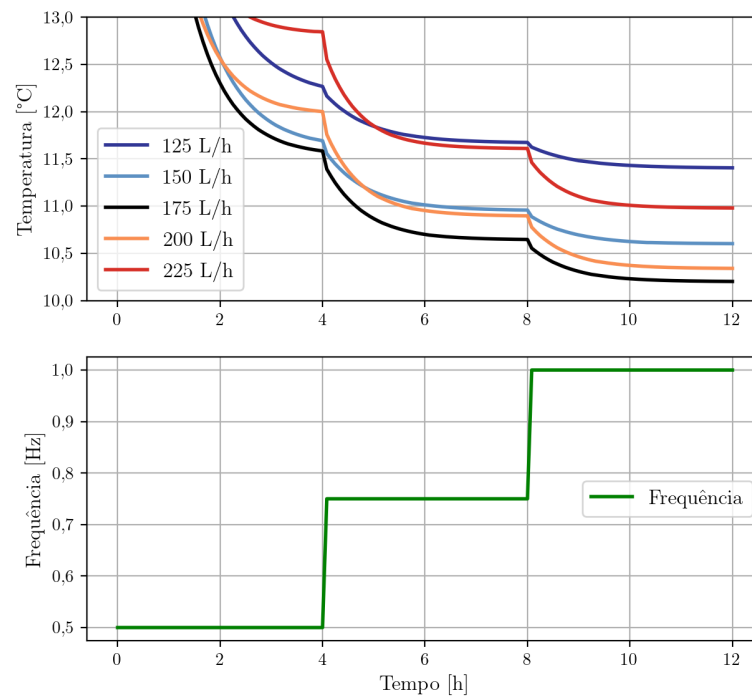
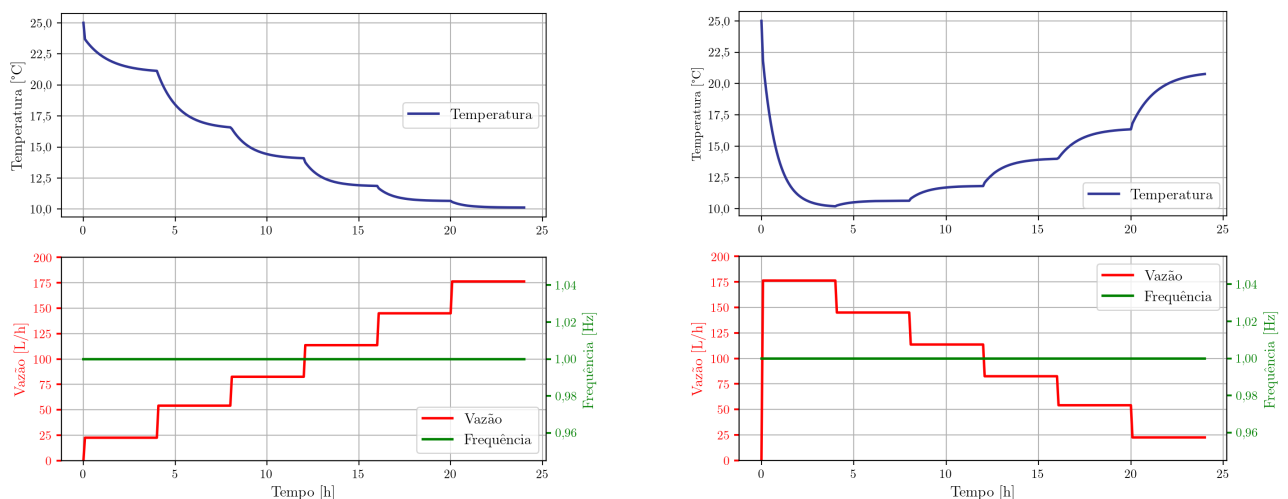


Figura 23 – Teste dinâmico $f_{rma} = [0,5; 0,75; 1]$ Hz e \dot{m} fixo para cada uma das cores apresentadas.



(a) Variação da vazão crescente.

(b) Variação da vazão decrescente.

Figura 24 – Teste dinâmico com $f_{rma} = 1$ Hz e $\dot{m} = [25, 50, 75, 100, 125, 150, 175]$ L/h

3.4.2 Escolha da representação matemática e estrutura do modelo

Através dos testes dinâmicos realizados anteriormente pode-se observar uma resposta típica de sistema de primeira ordem, em particular sem atraso de transporte. Isso indica que o sistema pode ser aproximado localmente nos pontos de operação por uma função de transferência dada por:

$$P(s) = \frac{K}{\tau s + 1}, \quad (3.3)$$

onde K é o ganho estático da planta e τ é a constante de tempo. Para uma resposta ao degrau, os parâmetros K e τ podem ser facilmente estimados se o ruído nos dados for suficientemente baixo (AGUIRRE, 2015). A resposta do sistema ao degrau de um sistema desse tipo aplicando

a transformada inversa de Laplace é dado por:

$$y(t) = K(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \text{ para } t \geq 0, \quad (3.4)$$

em que para $t = \tau$ tem-se $y(\tau) = 0,632K$, caracterizando a constante de tempo como o tempo em que $y(t)$ alcança 63,2% da sua variação total (OGATA, 2010). Considerando valores negativos de K tem-se:

$$y(t) = K(-1 + e^{-\frac{t}{\tau}}) \text{ para } t \geq 0. \quad (3.5)$$

Pode ser facilmente obtida outra relação para a constante de tempo derivando qualquer uma das equações anteriores, resultando:

$$\left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0} = \frac{K}{\tau}, \quad (3.6)$$

em que valores negativos da derivação são desconsiderados para fins da determinação da constante de tempo. Na Fig. 25 tem-se a resposta ao degrau de amplitude unitária típica de um sistema de primeira ordem considerando $K = 1$.

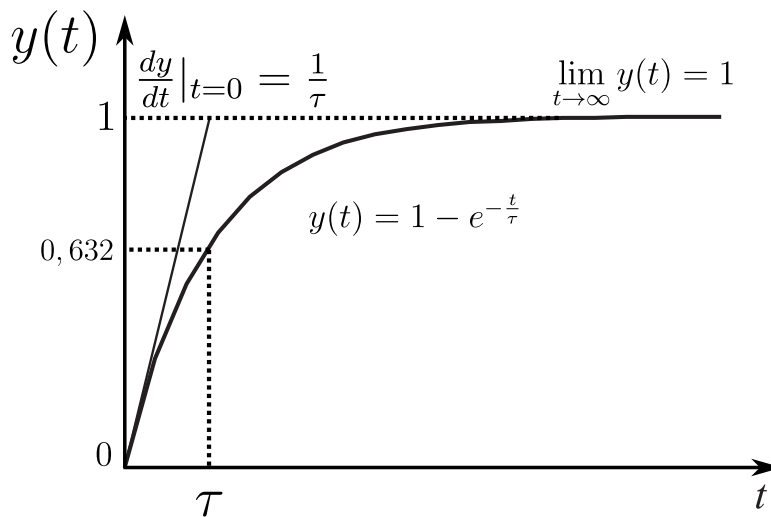


Figura 25 – Resposta ao degrau unitário de um sistema de primeira ordem.

3.4.3 Estimação dos parâmetros

Para a estimação do ganho estático K e constante de tempo τ de uma função de transferência de primeira ordem, pode-se utilizar métodos determinísticos (AGUIRRE, 2015). Considerando uma condição inicial de temperatura não nula (y_0), tem-se as respostas na Fig. 26 e na Fig. 27 para ganhos estáticos positivos e negativos, respectivamente. Para estimar o ganho estático de um sistema de primeira ordem sem atraso de transporte pela resposta ao degrau, pode-se usar a seguinte equação:

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y_{rp} - y_0}{u_{rp} - u_0}, \quad (3.7)$$

sendo y_{rp} o valor da saída em regime permanente e y_0 a condição inicial dada pelo valor da saída no momento inicial do teste. Os mesmos subíndices na variável de entrada (u) possuem

os mesmos significados. Para que uma função de transferência seja aproximada para um ponto de operação a condição inicial pode ser removida dos dados ou seus valores podem ser considerados nas variáveis y_o e u_o . Caso condições iniciais sejam desconsideradas ($y_o = 0$ e $u_o = 0$), K será simplesmente a razão do valor atingido pela saída em regime permanente (y_{rp}) pelo valor do degrau da entrada aplicado no teste (u_{rp}). Este método para estimar o ganho leva em consideração que a variável de saída chegue o mais próximo possível do regime permanente e o sistema esteja com o mínimo de influência de perturbações. O critério para valor da saída de regime permanente pode ser considerado em 95%, 98,2% ou 99,3% do seu valor final para 3, 4 e 5 constantes de tempo, respectivamente. O equivalente em determinar o ganho estático pela resposta ao degrau para pontos de operação pode ser realizado utilizando um gráfico dos valores em regime permanente da saída pelos valores da entrada, também chamado de “curva estática” (AGUIRRE, 2015). Na Fig. 28, tem-se os valores em regime da temperatura atingida para vários pontos de operação. Os ganhos estáticos foram estimados até o ponto de operação que demonstrou abaixamento de temperatura, como sendo o de 175 L/h. É importante ressaltar que este tipo de gráfico é muito encontrado na avaliação de desempenho termodinâmico nos protótipos de RM na literatura, porém Hoffmann et al. (2024) foram os primeiros a sugerir a sua utilização que representa os ganhos das funções de transferência por pontos de operação. Deve-se atentar que uma função de transferência possui também uma constante de tempo associada e a curva estática não apresenta essa parte dinâmica do modelo.

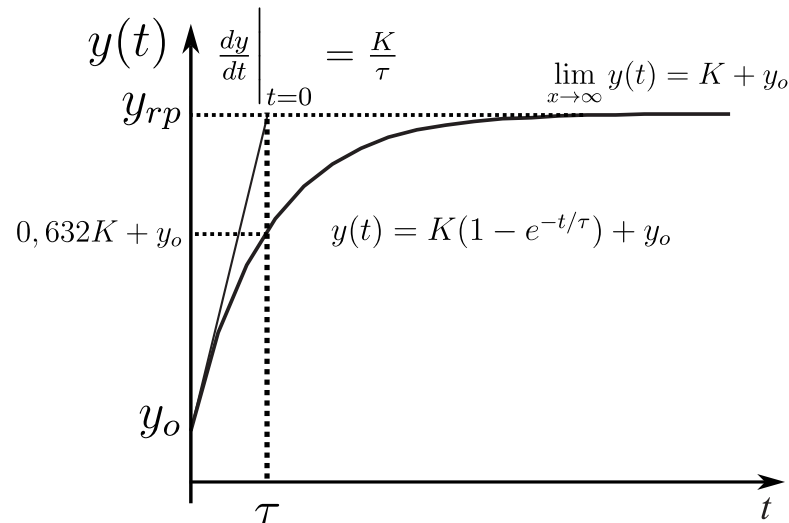


Figura 26 – Resposta ao degrau sistema de primeira ordem com ganho positivo e condições iniciais não nulas.

Para estimar a constante de tempo, tem-se 3 métodos distintos. Dois são métodos gráficos: o instante de tempo em que o valor da saída é $0,632K + y_o$ ou $y_o - 0,368K$ para a saída de sistemas que podem ser aproximados pelas respostas na Fig. 26 e na Fig. 27, respectivamente; e através da inclinação da curva calculada pela derivada em $t = 0$, observa-se que neste caso o ganho irá multiplicar o valor encontrado. Os métodos gráficos, por utilizarem poucos pontos para estimação da constante de tempo, são muito sensíveis a ruído nos dados. Por mais que um sinal da saída seja filtrado, o sinal original não irá ser restituído na sua forma determinística pura. Além disso, uma filtragem muito excessiva no sinal pode

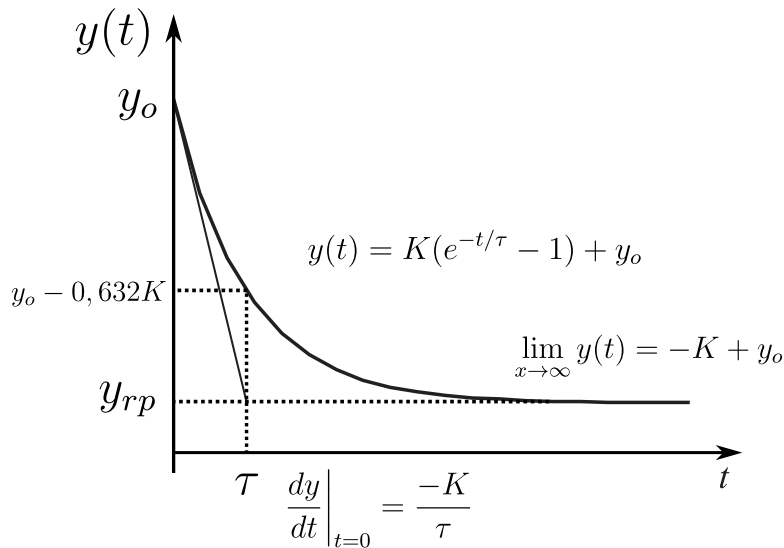


Figura 27 – Resposta ao degrau sistema de primeira ordem com ganho negativo e condições iniciais não nulas.

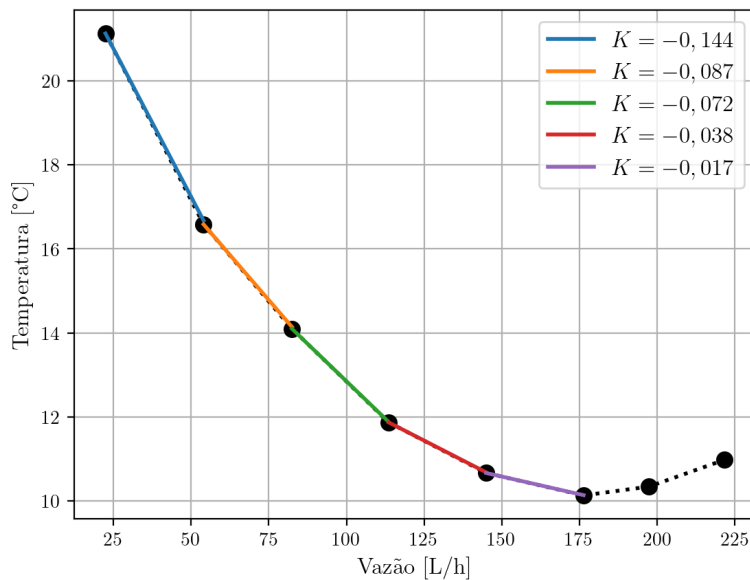


Figura 28 – Curva estática para o sistema RM simulado. Os pontos pretos são os pontos de operação, a linha pontilhada demonstra tendência da dinâmica estática da temperatura. A inclinação da reta ligando os pontos é o ganho estático apresentado para diferentes pontos de operação.

filtrar a própria dinâmica de interesse dos dados de teste. Um terceiro método alternativo que utiliza uma gama maior de dados consiste na aplicação do logaritmo natural nos dados. Para isso, é necessário que a resposta seja uma forma modificada da apresentada na Fig. 27, em que se tem apenas o termo exponencial. Observa-se que a resposta forçada dada pelo valor do regime permanente ($y_{rp} = -K + y_o$) pode ser retirado dos dados, assim efetivamente os dados irão representar a resposta $\hat{y}(t) = Ke^{-t/\tau}$. Aplicando o logaritmo natural na expressão tem-se:

$$\ln \hat{y}(t) = \ln Ke^{-\frac{t}{\tau}} = \ln K + \ln e^{-\frac{t}{\tau}} = \ln K - \frac{t}{\tau}, \quad (3.8)$$

utilizando uma regressão linear pode ser estimada a inclinação da reta dada por $-1/\tau$ a partir

dos dados. Tomando o inverso desse valor e o valor absoluto, tem-se a constante de tempo. Para uma resposta típica encontrada na Eq. (3.4), como K é positivo, o termo exponencial será negativo, onde o logaritmo natural é indefinido. Assim, para aplicar o mesmo método, deve-se alterar o sinal da expressão, o que pode ser realizado multiplicando os valores dos dados por -1 . Realizando os mesmos passos anteriores e garantindo que os valores numéricos dos dados não sejam negativos, o mesmo procedimento para estimação da constante de tempo pode ser aplicado. Deve-se expor um ponto importante deste método que corresponde a sua aplicação em valores numéricos vindo de dados. O valor em regime permanente a ser retirado nos dados pode resultar em valores muito próximos de zero. Assim, a aplicação da operação logarítmica resultará num valor negativo com módulo muito alto, como pode ser observado na Fig. 29. Pode-se contornar o resultado indesejado ignorando a parte final dos dados. Assim, uma regressão linear será um melhor aproximação do valor da constante de tempo.

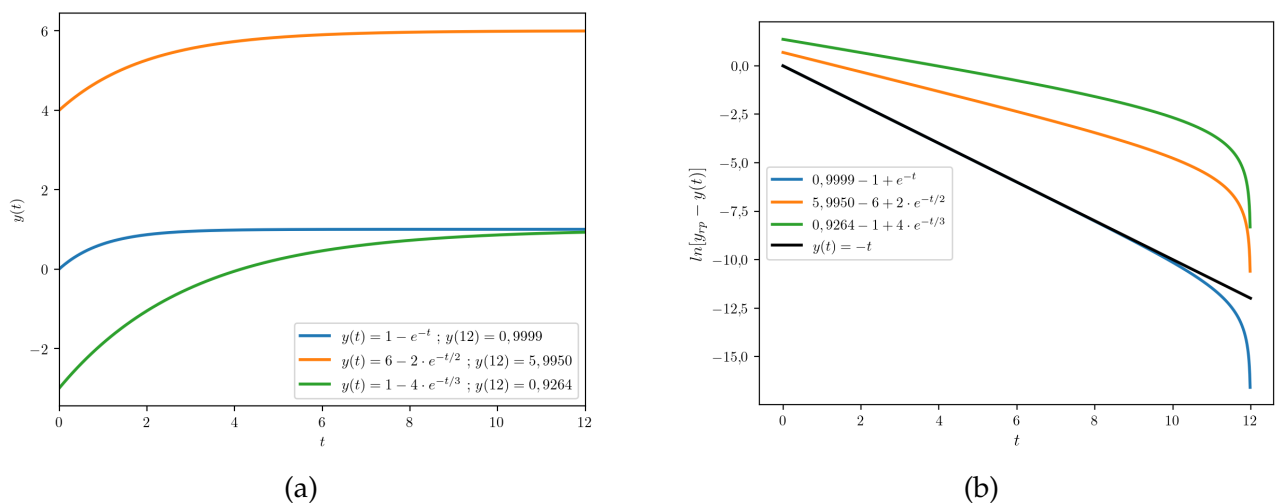


Figura 29 – (a) gráfico de algumas funções exemplo (b) gráfico do método logaritmo para estimação da constante de tempo para as mesmas funções.

Para melhor visualizar as diferentes constantes de tempo estimadas com o método logaritmo, foi normalizado o ganho como sendo unitário e simulada a resposta ao degrau, como pode ser vista na Fig. 30. Observa-se que a variação das constantes de tempo não foi significativa para os pontos de operação apresentados. Finalmente, tem-se na Tab. 2 as funções de transferência estimadas por faixas de operação.

| \dot{m} [L/h] | K [°C h/L] | τ [s] | $P(s)$ | Planta |
|-----------------|--------------|------------|--------------------------|--------|
| 25 a 50 | -0,172 | 3244 | $\frac{-0,172}{3244s+1}$ | P_1 |
| 50 a 75 | -0,144 | 3058 | $\frac{-0,144}{3058s+1}$ | P_2 |
| 75 a 100 | -0,087 | 2803 | $\frac{-0,087}{2803s+1}$ | P_3 |
| 100 a 150 | -0,072 | 2665 | $\frac{-0,072}{2665s+1}$ | P_4 |
| 150 a 175 | -0,017 | 2575 | $\frac{-0,017}{2575s+1}$ | P_5 |

Tabela 2 – Parâmetros das funções de transferência estimadas.

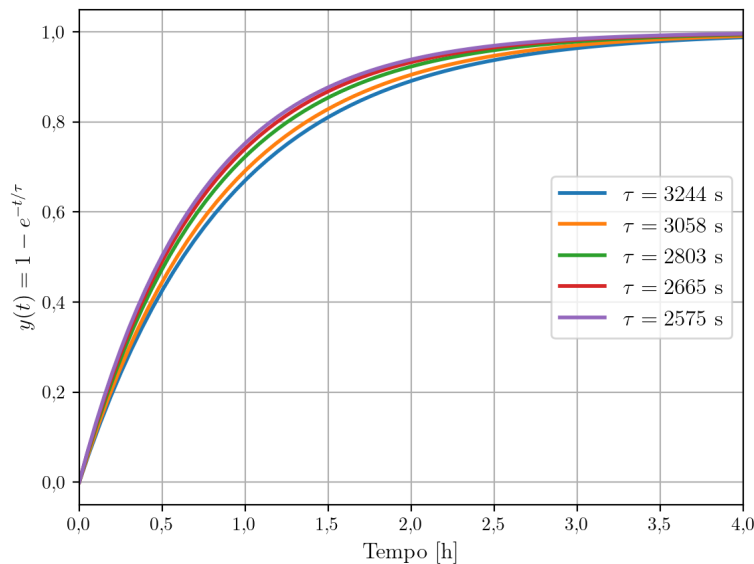


Figura 30 – Resposta ao degrau para funções de transferência com ganhos estáticos unitários e constantes de tempo estimadas.

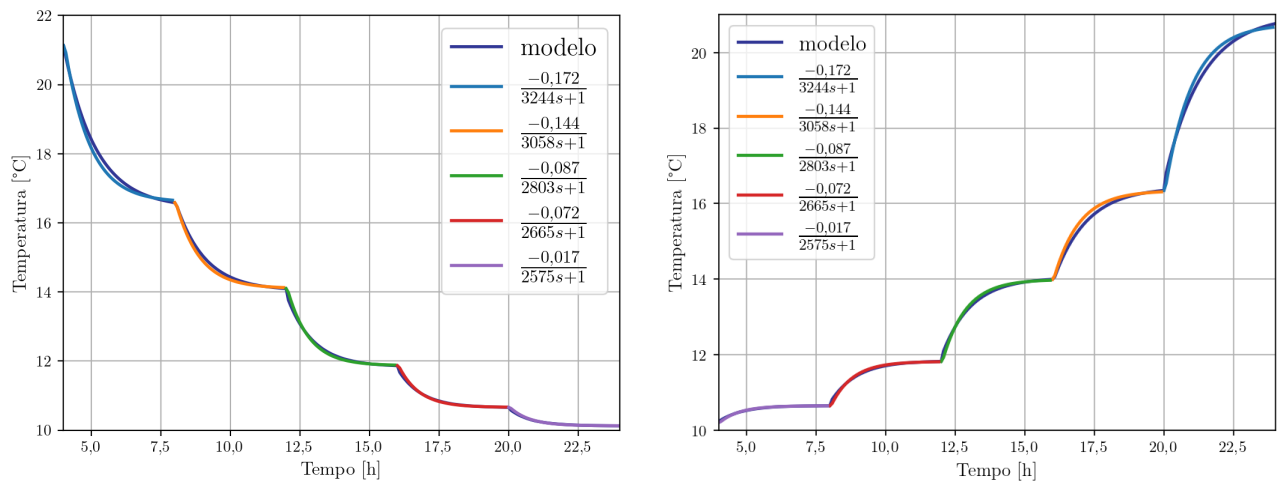
3.4.4 Validação do modelo

Para validação das funções de transferência estimadas anteriormente, realizou-se a simulação do transiente em comparação com o resultado do modelo numérico de Nakashima et al. (2022). O resultado dessa comparação pode ser visto na Fig. 31. Observa-se uma boa aproximação da dinâmica para cada ponto de operação, tanto para pontos de operação que foram testados com vazão crescente como decrescente, demonstrando que o sistema não possui não linearidade de histerese para a variável de saída. Para demonstrar a validade de cada um dos modelos aplicados a toda a faixa de valores de vazão, também foi realizada a simulação demonstrada na Fig. 32. A divergência dos modelos com a dinâmica do sistema é esperada, pois as funções de transferência são modelos lineares apenas válidos para os pontos de operação em que foram identificadas. Entretanto, pode-se observar que os modelos de cor verde e laranja tiveram menor divergência com a dinâmica da temperatura, indicando que caso seja adotado um único modelo linear médio na forma de função de transferência, os seus parâmetros seriam entre $-0,172\text{ }^{\circ}\text{C h/L}$ e $-0,087\text{ }^{\circ}\text{C h/L}$ para o ganho estático e entre 3058 s e 2803 s para a constante de tempo. Assim, pode-se definir o modelo médio ou nominal (P_0) considerando a média desses valores como sendo:

$$P_0(s) = \frac{-0,116}{2930s + 1}. \quad (3.9)$$

3.5 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas as características principais do modelo numérico utilizado para obtenção dos dados do comportamento dinâmico. O modelo utilizado considera as características físicas do protótipo de Nakashima et al. (2021) e seus pontos de operação. Simulações foram realizadas nestes pontos para valores das variáveis f_{rma} e \dot{m} com formato da resposta ao degrau. Seguindo a metodologia de Hoffmann et al. (2024), testes



(a) Simulação da entrada para valores crescentes de vazão. (b) Simulação da entrada para valores decrescentes de vazão.

Figura 31 – Simulação transiente das funções de transferência estimadas.

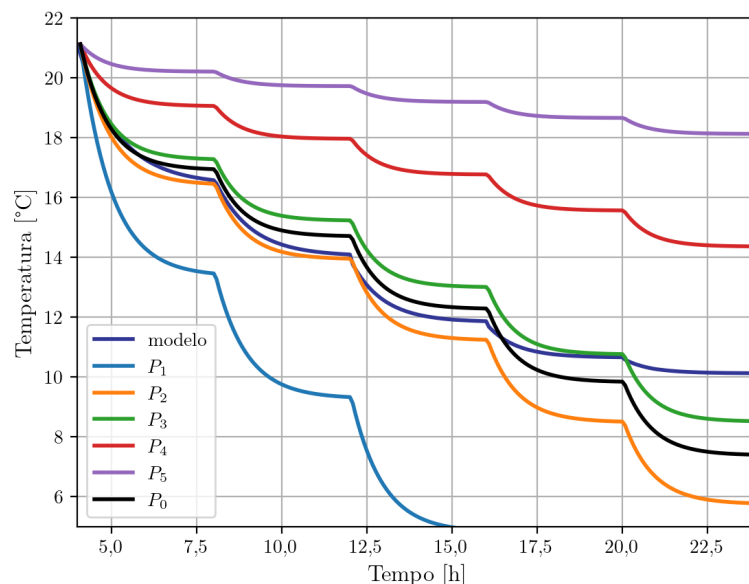


Figura 32 – Simulação transiente dos modelos identificados e modelo médio para valores crescentes de vazão.

dinâmicos numa faixa menor de valores de vazão foram realizados para caracterizar melhor a dinâmica do sistema. O comportamento dinâmico da temperatura apresentou-se com a forma de um modelo de primeira ordem sem atraso de transporte. Assim, a representação matemática na forma de função de transferência e estrutura de primeira ordem foi selecionada para ser estimada na etapa de estimação de parâmetros. Métodos determinísticos na estimação dos parâmetros foram adotados e modelos válidos para faixas de operação foram identificados e demonstraram concordância com a dinâmica do sistema simulada. Um modelo em função de transferência média foi proposto para servir como base para o projeto de um controlador em malha fechada.

Ressalva-se que a metodologia de identificação de sistemas apresentada poderia ser aplicada em dados reais de teste de um sistema de RM tomando sinais de entrada com as mesmas características. A velocidade de resposta da temperatura para sistema de RM parece

diminuir para valores de vazão do fluido de trabalho até o ponto em que não se encontra mais abaixamento de temperatura. Assim, pode-se recomendar que os testes realizados na prática sejam feitos partindo de valores maiores de vazão dos pontos de operação considerados, diminuindo o tempo de teste em decorrência de um transiente de menor duração. Como demonstrado nos resultados, os modelos identificados com a variação decrescente da vazão foram os mesmos que na variação crescente, assim a dinâmica da planta pode ser testada em qualquer um dos sentidos desde que os sinais de entrada sejam de amplitudes pequenas para um modelo linear poder ser estimado. Como os resultados apresentados foram realizados via simulação de um modelo numérico, foi possível realizar testes com duração superior a 12 h. Essa pode ser uma inconveniência prática para a realização de testes dinâmicos em torno de pontos de operação. Analisando os parâmetros dos modelo estimados, os ganhos estáticos obtiveram maior variação em comparação às constantes de tempo. Os ganhos podem ser adquiridos apenas com o conhecimento da curva estática, independentemente de qual ponto de operação partiram os testes. O requisito dos testes partindo de pontos de operação para estimar a constante de tempo pode ser relaxada. A constante de tempo média estimada de 2930 s poderia ser aproximadamente obtida através de um teste na faixa de vazão de 75 L/h a 100 L/h. Na prática, o conhecimento *a priori* destas constantes não está disponível a não ser que ensaios mais detalhados da dinâmica da temperatura já tenham sido feitos, ou o modelo numérico utilizado nas simulações fosse adaptado às características físicas do sistema de RM em estudo. Outro ponto importante seria a respeito da relação sinal ruído das medições e utilização dos métodos determinísticos apresentados para a identificação dos parâmetros dos modelos. Filtragem digital com um filtro média móvel ou passa baixas do tipo Butterworth pode ser aplicada nos dados de teste desde que mantenha a forma da resposta de primeira ordem sem grandes distorções.

4 PROJETO DO CONTROLADOR

Neste capítulo, apresenta-se a metodologia para projeto do controlador em malha fechada $C(s)$ com base na função transferência identificada do capítulo anterior, dada pela Eq. (3.9). O controlador foi projetado em série com a planta no domínio contínuo para depois ser discretizado para ser implementado via *software*. O diagrama de blocos desta topologia pode ser visto na Fig. 33.

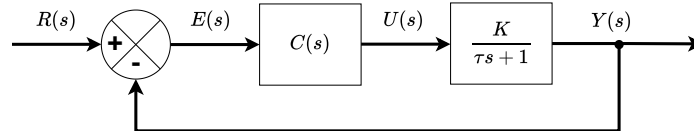


Figura 33 – Diagrama de blocos de malha fechada com controlador em série com a planta.

Existem duas abordagens mais comuns da teoria de controle clássico para o projeto de controladores lineares: lugar geométrico das raízes, ou simplesmente lugar das raízes (LR), e resposta em frequência. Os requisitos de desempenho de um sistema em malha fechada podem ser dados no domínio do tempo ou na resposta em frequência. Os requisitos no domínio do tempo são mais diretos de serem traduzidos para o projeto no LR através da posição dos polos do sistema compensado pelo controlador, ao passo de que os requisitos na resposta em frequência possuem relação indireta com os requisitos no domínio do tempo. Os requisitos no domínio do tempo de projeto para o controlador foram definidos pelo autor como sendo:

- tempo de acomodação (T_s) de 4 vezes mais rápido que o tempo de acomodação em malha aberta;
- máximo sobressinal percentual ($M_{p\%}$) de 10%;
- erro nulo em regime permanente para referência do tipo degrau.

Considerando o modelo nominal identificado no capítulo anterior com $\tau = 2930$ s, tem-se $T_s = 4\tau = 11720$ s $\approx 3,25$ h. Assim, a resposta em malha fechada deve possuir um tempo de acomodação igual à constante de tempo da malha aberta.

4.1 Projeto pelo método do lugar das raízes

O LR é o mapeamento gráfico das raízes da função característica de uma função de transferência em malha fechada sob efeito de variação de um de seus parâmetros. Usualmente, este parâmetro é o ganho de malha fechada, mas qualquer outro parâmetro pode ser utilizado para análise (OGATA, 2010; NISE, 2020). Assim, utiliza-se este método para visualizar as trajetórias que os polos realizam no plano complexo em função da variação do ganho do controlador. Essas trajetórias são ditadas pela localização dos polos e zeros em

malha aberta do sistema e pelo ganho do controlador. Como a localização geométrica dos polos e zeros de malha fechada determina a resposta transitória, o projeto do controlador pode ser feito utilizando este método.

O LR genérico para uma planta de primeira ordem sem atraso de transporte com ganho estático K pode ser visto na Fig. 34. A localização do único polo é dado pelo inverso da sua constante de tempo τ , assim quanto mais lenta a resposta transiente de um sistema, mais próximo o polo irá ficar do eixo imaginário $j\omega$. Observa-se que com o aumento do ganho em malha fechada para K positivo o polo se desloca para a esquerda, assim a resposta transiente em malha fechada do sistema fica mais rápida. Todavia, quando K é negativo, o incremento do ganho em malha fechada desloca o polo para a direita, deixando o sistema mais lento, ao ponto de deixar o sistema instável quando o polo se desloca para o semi-plano direito.

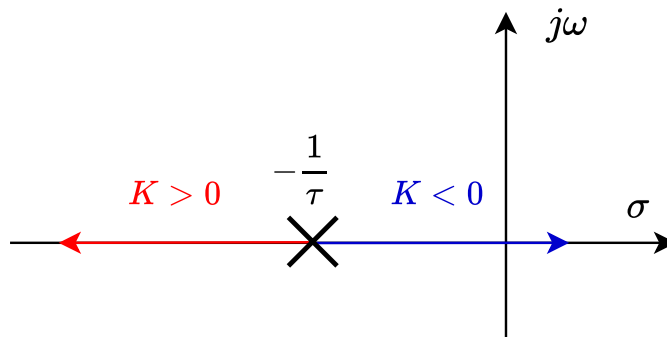


Figura 34 – Lugar da raízes sistema de primeira sem atraso de transporte. O polo real negativo de malha aberta é representado com um “X”.

Para os requisitos de projeto apresentados anteriormente, pode-se definir uma região no LR para que os polos em malha fechada tenham aproximadamente a resposta transiente especificada (OGATA, 2010; NISE, 2020). Para o tempo de acomodação com critério de 2%, tem-se a equação:

$$T_s = \frac{4}{\sigma} \implies \sigma = \frac{4}{T_s}. \quad (4.1)$$

Para o máximo sobressinal percentual, tem-se:

$$M_{p100\%} = e^{\frac{-\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} 100\% \implies \zeta = \frac{-\ln \frac{M_{p\%}}{100}}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln \frac{M_{p\%}}{100}\right)^2}}, \quad (4.2)$$

sendo ζ o coeficiente de amortecimento. Substituindo os requisitos de projeto definidos para este trabalho nas equações, tem-se $\sigma \approx 3,41 \times 10^{-4}$ e $\zeta \approx 0,59$. O coeficiente de amortecimento é definido como:

$$\zeta = \cos \theta \implies \theta = \arccos \zeta = \arccos 0,59 = 53,84^\circ. \quad (4.3)$$

Considerando os requisitos de projeto no domínio do tempo, pode ser definida uma região no LR na qual os polos em malha fechada devem estar contidos. Para os requisitos definidos para este trabalho, essa região pode ser vista na Fig. 35.

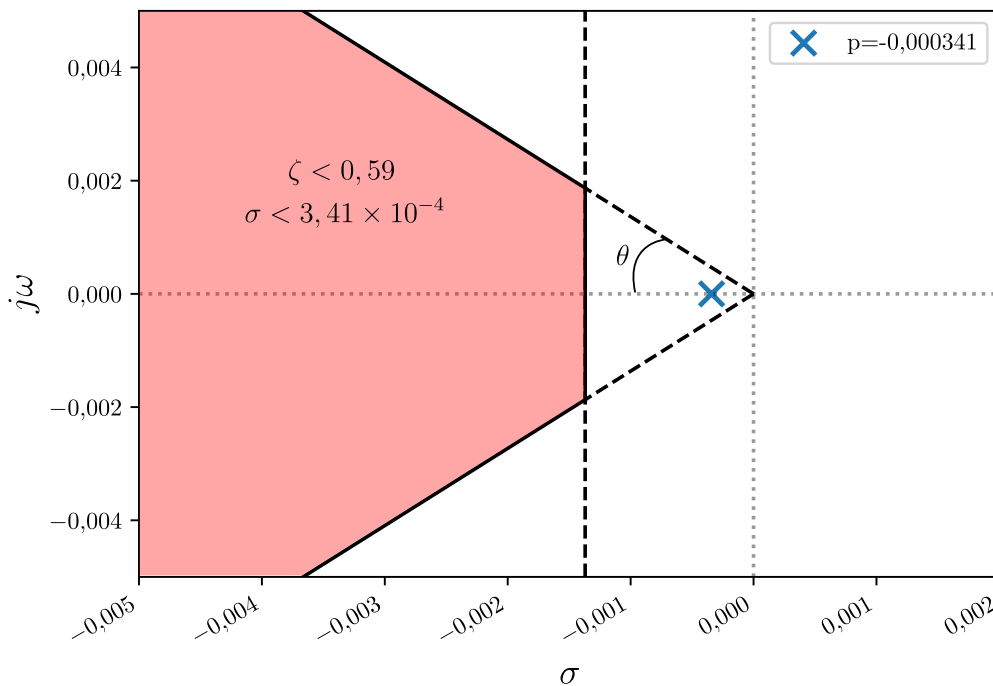


Figura 35 – Polo em malha aberta do sistema representado em azul e área sombreada em vermelho para os requisitos de projeto especificados no domínio do tempo.

4.1.1 Controlador proporcional

O controlador proporcional é dado apenas por um ganho $C(s) = K_p$ e para a análise pelo LR pode ser considerado o próprio ganho em malha fechada que o método de projeto avalia. Na Fig. 36, tem-se a LR do controlador proporcional considerando K_p positivo com a planta, o polo de malha aberta é mostrado em azul e a linha vermelha¹ é o caminho do polo para valores maiores do ganho proporcional.

O aumento do ganho positivo na malha fechada pelo controlador proporcional torna mais lenta a resposta do sistema ao ponto de que pode até tornar instável depois de certo valor. Para K_p negativos, tem-se o LR mostrado na Fig. 37. Para alguns ganhos, foi destacada a localização do polo em malha fechada na figura e suas unidades físicas foram omitidas por simplicidade de exposição. Efetivamente, o LR se comporta como na Fig. 34 para ganhos positivos, pois o ganho negativo do controlador multiplicado pelo ganho estático negativo da planta se torna um valor positivo na análise em malha fechada. Com valores de K_p mais negativos, pode-se deslocar o polo mais para a esquerda, tornando a resposta do sistema mais rápida, podendo ser atendido o critério de desempenho do tempo de acomodação mais rápido em malha aberta², como observado na figura para o $K_p = -50$. Porém, o requisito

¹ Na biblioteca em *python* de Fuller et al. (2021) utilizada não foi encontrado um método para personalizar o nome padrão em inglês para o LR ("rootlocus"), assim nome em inglês foi mantido na legenda das figuras.

² Considerando que o atuador tenha capacidade necessária e o sistema não possua influência considerável de outros polos em malha fechada que podem influenciar na dinâmica com a adoção de um ganho elevado.

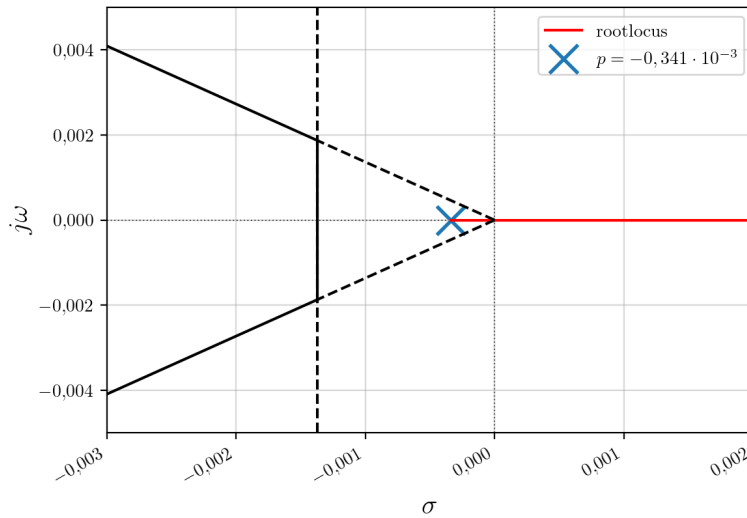


Figura 36 – Lugar da raízes com controlador proporcional $K_p > 0$.

de erro nulo em regime permanente para referências do tipo degrau não pode ser atingido por mais que o ganho seja aumentando indefinidamente, pois a planta é um sistema do tipo zero com erro estático constante para entradas ao degrau (OGATA, 2010; NISE, 2020). Isto pode ser observado nas respostas ao degrau da MF para diferentes ganhos na Fig. 38. Assim, deve-se selecionar uma outra topologia de controlador para também atender o requisito de erro em regime permanente para seguimento de referência.

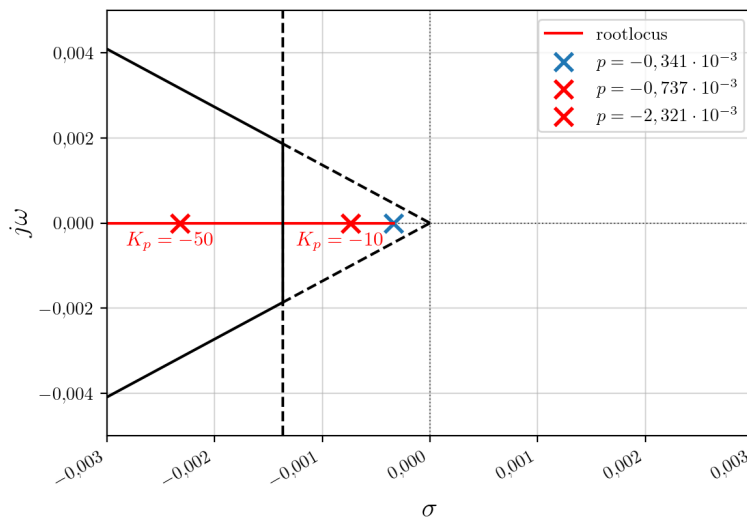


Figura 37 – Lugar da raízes com controlador proporcional com $K_p < 0$. Polos em MF mais rápidos estão representados em vermelho pelos ganhos -10 e -50 .

4.1.2 Controlador integral

O controlador integral (I) possui um polo na origem e sua função de transferência é dada por:

$$C(s) = \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{sT_i'} \quad (4.4)$$

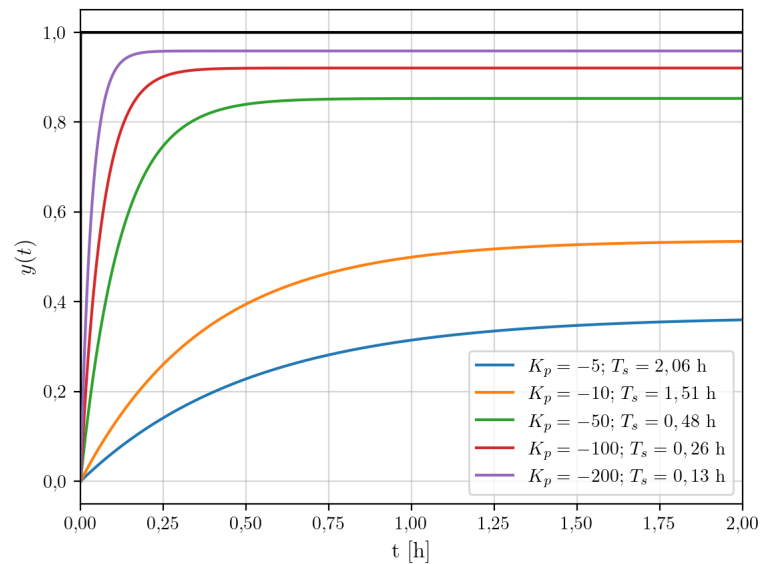


Figura 38 – Resposta ao degrau sistema em MF com controlador proporcional com $K_p < 0$.

em que K_i é chamado de ganho integral e T_i é a constante de tempo integral (OGATA, 2010; NISE, 2020). Pode-se observar que o polo é fixo na origem, porém o ganho da malha de controle pode ser alterada através de K_p . O controlador I em série com a planta de primeira ordem resulta num sistema de segunda ordem caracterizado por dois polos, como representado no LR na Fig. 39. Os dois polos realizam dois caminhos distintos no plano complexo com a variação do ganho, representados por linhas contínuas verdes e vermelha. O polo na origem inserido pelo controlador integral garante erro nulo em regime permanente para referências do tipo degrau, portanto um dos requisitos de desempenho para seguimento de referência é atendido. Porém, como pode ser observado no LR, o aumento de K_p desloca os polos entre o polo de malha aberta e o polo da origem. Assim, a região para resposta mais rápida do sistema em malha fechada não poderá ser atendida. Além disso, para valores cada vez maiores do ganho, a resposta do sistema fica menos amortecida com frequência natural crescente, implicando maior sobressinal devido aos polos se tornarem pares complexos conjugados. Assim, um controlador integral puro apresentado não seria o suficiente para atender todos os requisitos de projeto. Todavia, sua propriedade de erro nulo em regime permanente na resposta ao degrau é algo que pode ser aproveitado, que é justamente o que um controlador proporcional integral (PI) apresenta, de acordo com o exposto a seguir.

4.1.3 Controlador proporcional integral (PI)

A função de transferência do controlador PI é dada por:

$$C(s) = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right), \quad (4.5)$$

possuindo um integrador e um zero real em $s = -1/T_i$. O controlador proporcional integral de fato é a combinação de um controlador proporcional e integral, permitindo a escolha da posição do zero através de T_i . O zero inserido na malha direta pode mudar o caminho do LR dependendo da sua posição no plano complexo. Para um zero posicionado entre o polo de

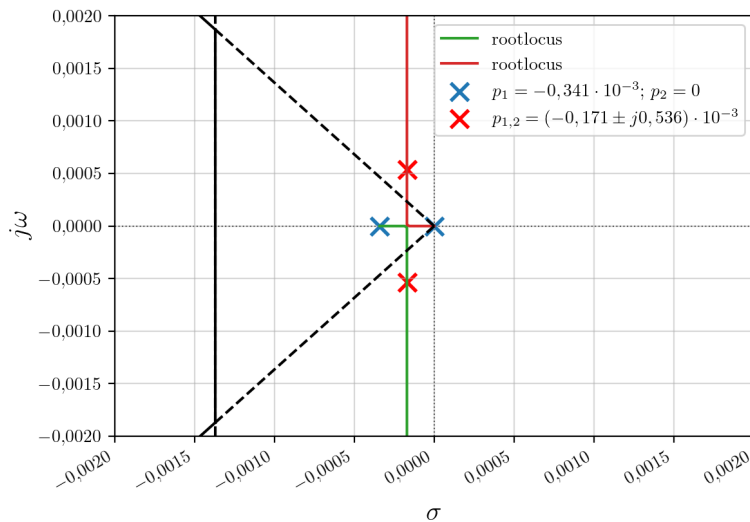


Figura 39 – Lugar da raízes com controlador integral. Devido ao sistema possuir 2 polos, tem-se dois caminhos de deslocamento representados nas cores vermelha e verde.

malha aberta e o polo da origem, escolhendo $T_i = 5860$ s, tem-se o LR mostrado na Fig. 40. Com o aumento do K_p , o polo da origem se desloca até o zero, assim seu efeito na resposta do sistema diminui e o polo de malha fechada se desloca mais para a esquerda, tornando a resposta mais rápida. Nesse caso, o sistema em malha fechada irá se comportar como um sistema de segunda ordem superamortecido e sua resposta ao degrau para diferentes ganhos pode ser vista na Fig. 41.

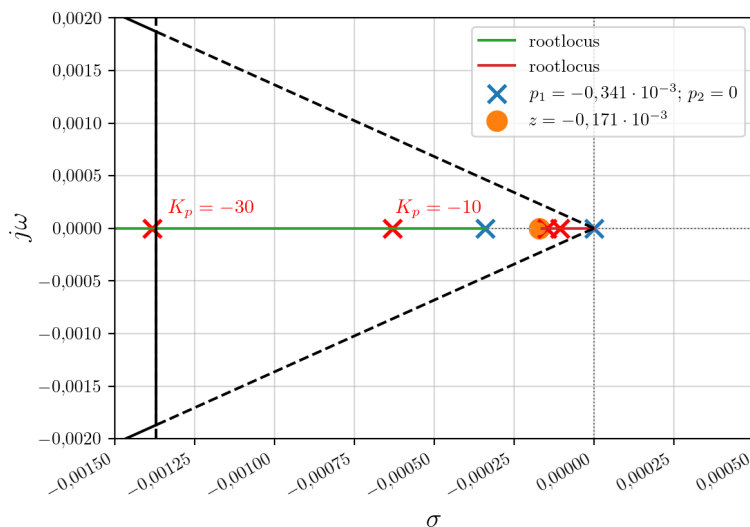


Figura 40 – Lugar da raízes com controlador PI com $T_i = 5860$ s.

Outra alternativa para a escolha do zero seria posicionar no mesmo valor que o polo em malha aberta, assim anulando seu efeito, como pode ser visto no LR mostrado na Fig. 42. Para esta configuração o sistema em malha fechada irá se comportar similarmente ao mostrado na resposta ao degrau da Fig. 41. Porém, devido ao fato que o sistema foi identificado utilizando um modelo médio LIT, a localização exata no polo em malha aberta não pode ser inferida com exatidão. Assim, a escolha da constante de tempo integral para cancelar o efeito deste polo não é uma alternativa prática. Além disso, é esperado que o sistema real não se comporte apenas como um sistema de primeira ordem sem atraso de transporte e um

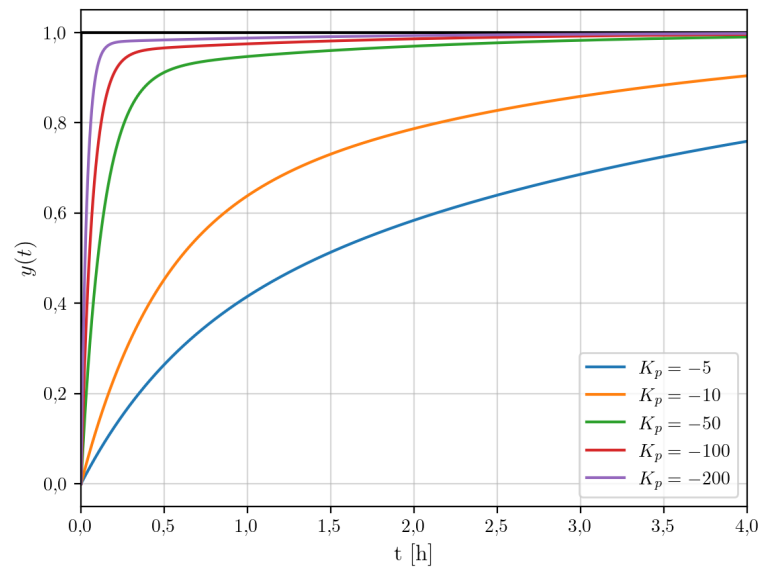


Figura 41 – Resposta ao degrau sistema em MF com PI $T_i = 5860$ s.

projeto por cancelamento levaria a resposta a perturbações de carga a ter uma dinâmica tão lenta quanto a resposta do sistema em malha aberta.

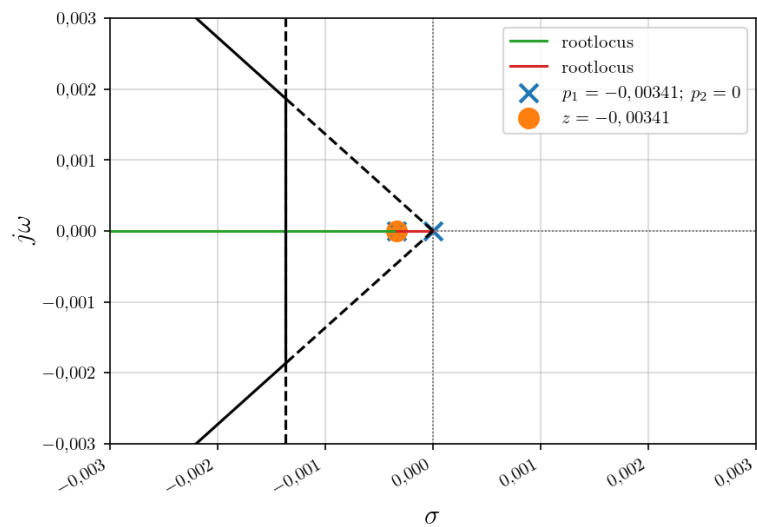


Figura 42 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 2930$ s.

A terceira possibilidade no posicionamento do zero é à esquerda do polo em malha aberta, tendo-se assim o LR mostrado na Fig. 43. O efeito do zero neste caso remodela o caminho do LR para um formato circular. Com a variação do ganho, os polos podem se tornar pares complexos conjugados, resultando numa resposta do sistema em malha fechada subamortecida com o formato típico de um sistema de segunda ordem com sobressinal. Na Fig. 44 tem-se a resposta ao degrau para vários ganhos com o zero posicionado em $s = -2/\tau$. Observa-se que para um $K_p = -100$ os requisitos de projeto para reposta dinâmica e seguimento de referência são atendidos, porém $K_p = -200$ possui uma resposta mais rápida e menor valor de sobressinal. A resposta apresenta um sobressinal devido à influência do zero, mesmo que o par de polos não seja complexo. Este caso foi feito para o PI com $T_i = 1465$ s, porém, na teoria, podem ser obtidas respostas dinâmicas ainda mais rápidas com valores

menores da constante de tempo integral e valores maiores de ganho proporcional. Como pode ser observado na Fig. 45 e na Fig. 46, o LR destes controladores PI permite uma resposta dinâmica mais rápida. No entanto, se o sistema real apresentar dinâmicas não modeladas, como polos e zeros adicionais no plano complexo, o sistema em malha fechada pode se tornar instável. É esperado que o comportamento do sistema real difira do modelo nominal para o qual o controlador foi projetado. Portanto, a seguir, será apresentada uma análise preliminar de estabilidade robusta para verificar se o sistema em malha fechada pode, no mínimo, garantir estabilidade diante de erros de modelagem da planta, com base nos modelos adquiridos na etapa de identificação de sistema. O método é geral, porém com os modelos de primeira ordem analisados nesta primeira etapa, já se espera que o comportamento seja sempre estável, independentemente do modelo avaliado.

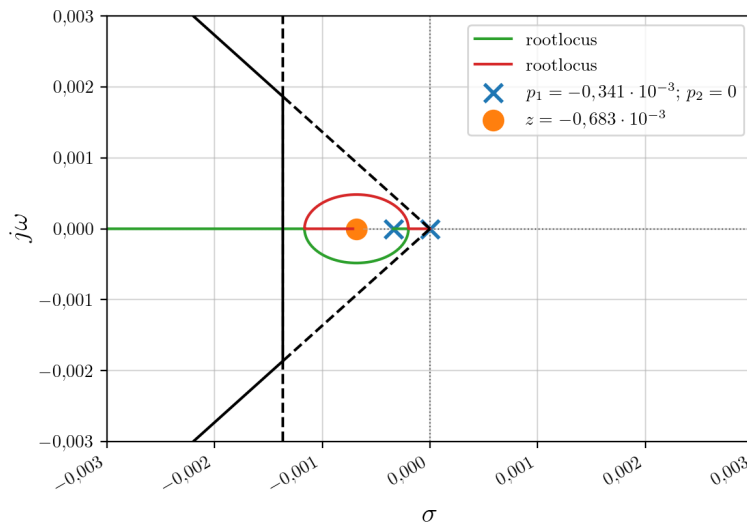


Figura 43 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 1465$ s.

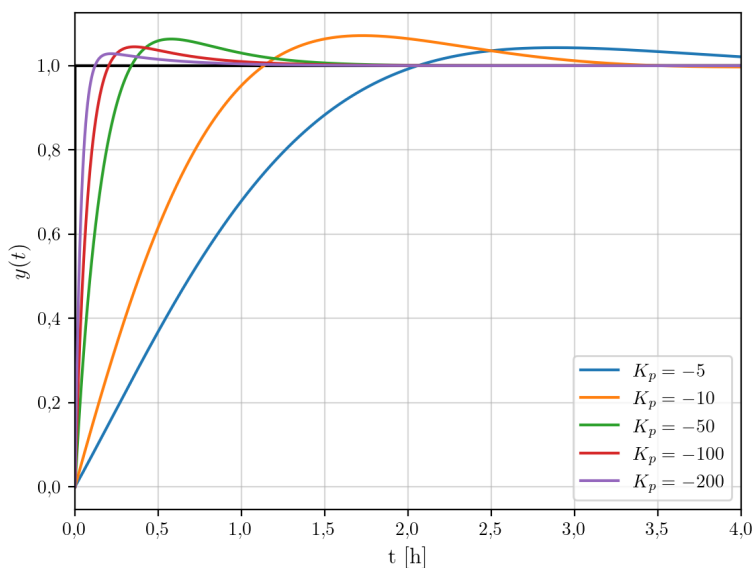
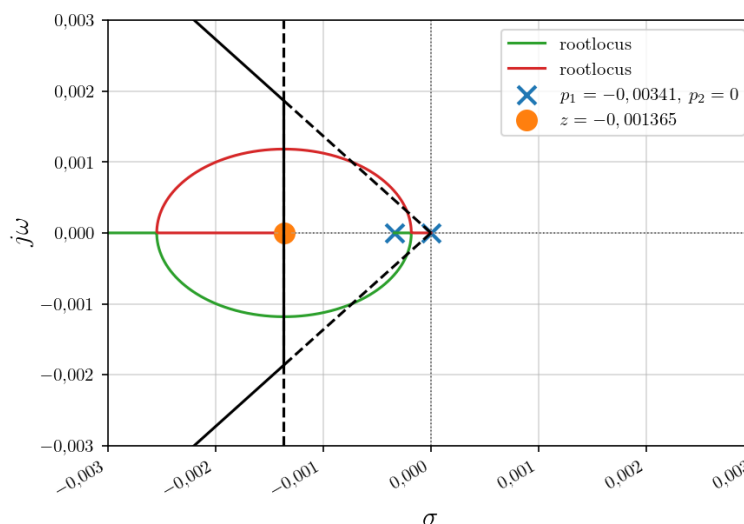
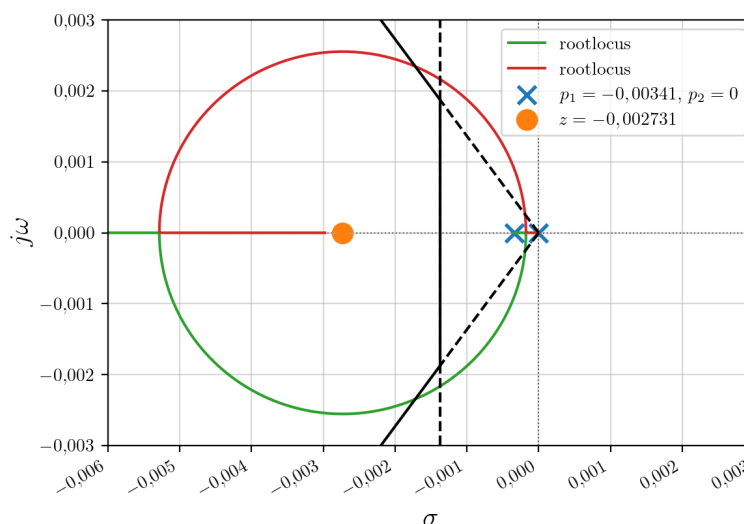


Figura 44 – Resposta ao degrau sistema em MF com PI $T_i = 1465$ s.

Figura 45 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 732$ s.Figura 46 – Lugar da raízes com controlador PI $T_i = 366$ s.

4.2 Estabilidade robusta da malha fechada

O modelo nominal proposto na forma de função de transferência média de primeira ordem sem atraso de transporte é uma simplificação do sistema real de refrigeração magnética. O uso exclusivo de um único modelo nominal simplifica o projeto de um controlador em malha fechada, porém, caso o modelo nominal divirja muito do comportamento dinâmico do sistema real, o controlador projetado pode levar o sistema à instabilidade. Um sistema de controle é dito robustamente estável caso seja capaz de lidar com incertezas ou variações nos parâmetros do modelo do sistema, mantendo a estabilidade dentro de uma ampla gama de possíveis modelos. Para isso, o controlador projetado deve estabilizar a planta não apenas para o caso nominal, mas também para um conjunto de modelos que representem possíveis realizações do processo real por conta de variação nos parâmetros ou dinâmicas não modeladas. Os modelos de primeira ordem identificados para o sistema de RM neste trabalho apresentaram variação no ganho estático e constante de tempo. Uma análise do máximo erro na resposta em frequência para o conjunto de modelos pode ser realizada. Tem-se a seguinte

equação:

$$P_i(s) = P_n(s) + \Delta P_i(s) = P_n(s)[1 + \delta P_i(s)], \quad (4.6)$$

em que P_i é o conjunto ou família de modelos para a planta, P_n é o modelo nominal considerado, $\Delta P_i(s)$ é o erro absoluto ou aditivo e $\delta P_i(s)$ é o erro relativo ou multiplicativo. A equação descreve que um conjunto de modelos podem ser obtidos através de um modelo nominal somado de um erro absoluto ou relativo. O erro relativo na frequência pode ser expressado como sendo:

$$\delta P_i(j\omega) = \frac{P_i(j\omega) - P_n(j\omega)}{P_n(j\omega)} = \frac{P_i(j\omega)}{P_n(j\omega)} - 1. \quad (4.7)$$

Através da resposta em frequência pode-se analisar o máximo erro relativo que será dado pela magnitude de $\delta P_i(j\omega)$. Para este trabalho o conjunto de modelos são considerados P_1, P_2, P_3, P_4, P_5 dados na Tab. 2 e o modelo nominal é o modelo de função de transferência médio P_0 que foi usado na análise pelo LR. Na Fig. 47, tem-se o gráfico da magnitude da resposta em frequência do erro relativo para cada um dos modelos identificados.

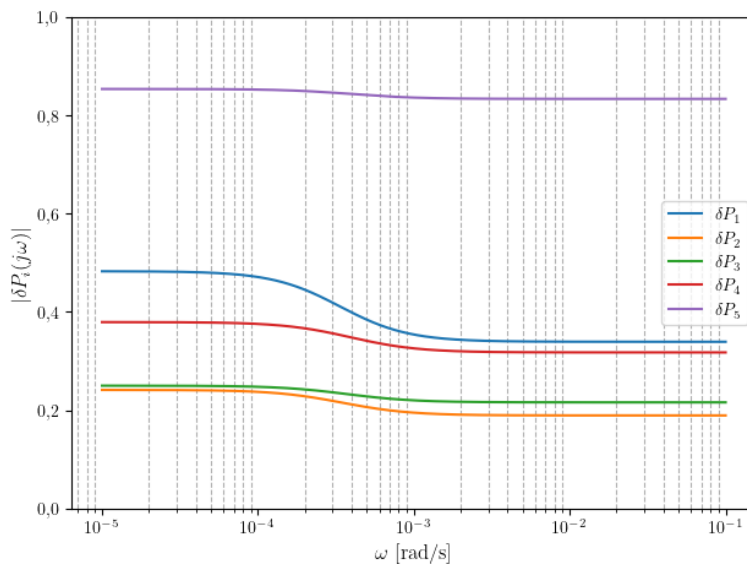


Figura 47 – Magnitude da resposta em frequência do erro relativo para os modelos identificados.

Observa-se que o erro relativo δP_5 possui maior magnitude para toda a faixa de frequências considerada de 1×10^{-5} rad/s a 1×10^{-1} rad/s³. Assim, pode-se considerar o pior caso dado pelo maior erro relativo cometido na modelagem como sendo δP_5 . O critério de estabilidade robusta avaliado em termos do erro relativo é dado por:

$$|G(j\omega)| < \left| \frac{1}{\delta P_i(j\omega)} \right|. \quad (4.8)$$

A equação expressa que para a função de transferência em malha fechada $G(j\omega)$ seja robustamente estável, sua magnitude deve ser menor que o inverso da magnitude de todo o conjunto de erros relativos (NORMEY-RICO; MORATO, 2021). Em particular, o erro relativo de δP_5 teve maior magnitude em toda a faixa de frequência, então se o critério for atendido para esse pior caso pode-se garantir a estabilidade robusta. Na Fig. 48, tem-se as curvas

³ A faixa de frequência para a análise foi definida levando em consideração a dinâmica do sistema, seguimento de referência e rejeição de perturbações ficassem em baixa frequência, entre $1,591 \times 10^{-6}$ Hz a 0,0159 Hz.

do inverso dos erros relativos em decibéis. Verifica-se que δP_5 teve o maior erro relativo para o modelo nominal e apresentou uma curva mais baixa em decibéis, limitando o tipo de resposta em MF para o qual o sistema pode ser projetado. Para os requisitos no domínio da frequência, pode-se utilizar equações que aproximam critérios de banda de passagem ou largura de banda $(\omega_{bw})^4$ e margem de fase (Φ_M) com o tempo de acomodação e fator de amortecimento. Segundo Nise (2020), para a banda de passagem tem-se a equação:

$$\omega_{bw} \approx \frac{4}{T_s \zeta} \sqrt{(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2}} \approx 2,6 \times 10^{-3} \text{ rad/s.} \quad (4.9)$$

Para a margem de fase pode-se utilizar a seguinte equação:

$$\Phi_M \approx 100\zeta \approx 59^\circ, \quad (4.10)$$

que é uma aproximação válida para $0 \leq \zeta \leq 0,6$ (OGATA, 2010).

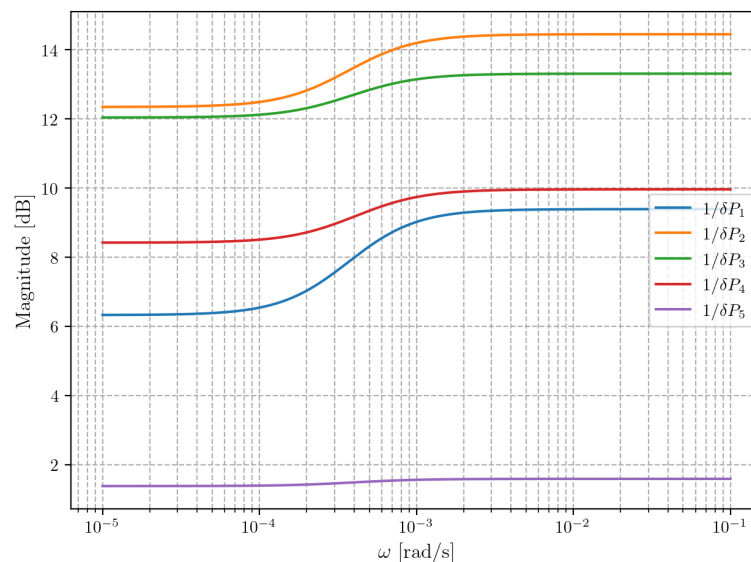


Figura 48 – Magnitude da resposta em frequência do inverso do erro relativo para os modelos identificados.

Na Fig. 49, tem-se a magnitude da resposta em frequência da malha fechada com $T_i = 1465$ s. A linha tracejada em preto representa o critério de estabilidade robusta e as linhas contínuas verticais e horizontais em preto representam os critérios de máximo sobressinal e banda de passagem, respectivamente. Observa-se que a curva em verde, para um $K_p = -50$, possui uma frequência de corte, em -3 dB, ligeiramente abaixo do valor necessário para atender ao critério de velocidade de resposta. Em teoria, controladores com ganhos proporcionais maiores em magnitude poderiam resultar em uma resposta em malha fechada com um tempo de acomodação até quatro vezes menor do que o observado em malha aberta. Ressalta-se também o baixo pico apresentado nas curvas para diferentes ganhos proporcionais, que era esperado devido também os baixos sobressinais encontrados na resposta em degrau deste controlador apresentado anteriormente na Fig. 44.

⁴ A relação do tempo de resposta através da banda de passagem não é direta, porém foi utilizada para uma análise mais qualitativa da resposta em frequência da MF.

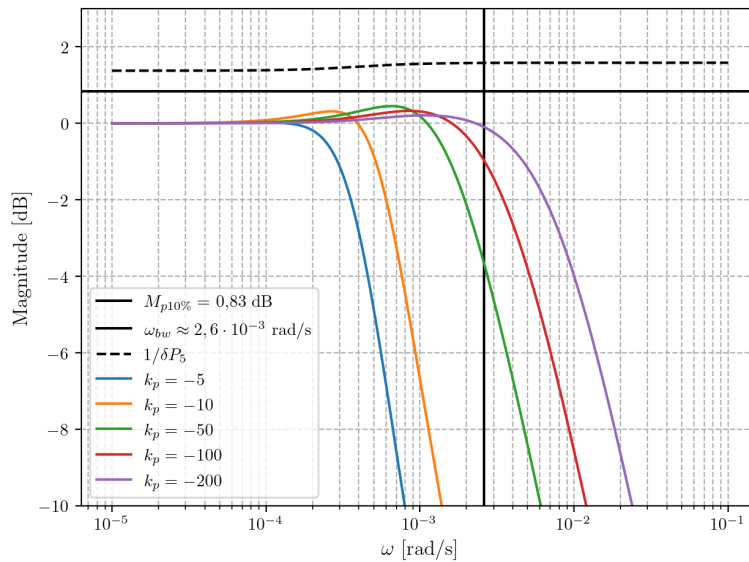


Figura 49 – Magnitude da resposta em frequência da MF para controladores PI com $T_i = 1465$ s.

Na Fig. 50, tem-se a magnitude da resposta em frequência da malha fechada com $T_i = 732$ s. Nela, observam-se picos maiores da magnitude da resposta em frequência da MF. A curva em laranja para $K_p = -10$ possui o maior pico em que o critério de estabilidade robusta não é atendido. É importante apontar que caso o critério de estabilidade robusta não seja atendido, não necessariamente o sistema em MF projetado irá ser instável. Porém, caso atendido, o sistema será garantidamente estável para os modelos considerados na análise. Ressalta-se que, na literatura, o trabalho pioneiro de Hoffmann et al. (2024) é o único a propor modelos de primeira ordem especificamente para sistemas de RM identificados experimentalmente. Considerando o critério de máximo sobressinal, somente $K_p = -200$ fica abaixo deste limite imposto. Um controlador com $K_p = -50$ já atenderia o requisito de tempo de resposta, porém apresentaria maior sobressinal do que o especificado como requisito de projeto e também ficaria muito próximo do limite de estabilidade robusta. Na Fig. 51, tem-se a magnitude da resposta em frequência da malha fechada com $T_i = 366$ s. Para este controlador PI, apenas a curva em roxo com $K_p = -200$ atende o critério de estabilidade robusta, porém já não entende o critério de máximo sobressinal.

Considerando os gráficos anteriormente apresentados, pode-se atender os critérios de resposta dinâmica, seguimento de referência e estabilidade robusta com um controlador PI com $K_p = -100$ °C h/L e $T_i = 1465$ s. Devido os baixos picos apresentados das curvas para diferentes ganhos, pode-se garantir com certa margem que o sistema em malha fechada será no mínimo estável. Na Fig. 52, tem-se o diagrama de Bode da magnitude e fase para MA para o controlador sugerido.

Na prática, ajustes finos nos parâmetros K_p e T_i provavelmente devem ser realizados no controlador proposto para que o sistema real possua uma resposta dinâmica satisfatória. Ressalva-se que os resultados apresentados foram encontrados apenas em um ambiente simulado em computador considerando um modelo nominal de primeira ordem sem atraso de transporte. Uma última análise pode ser feita considerando um atraso de transporte não modelado na planta. Em Hoffmann et al. (2024), o sistema modelado experimentalmente

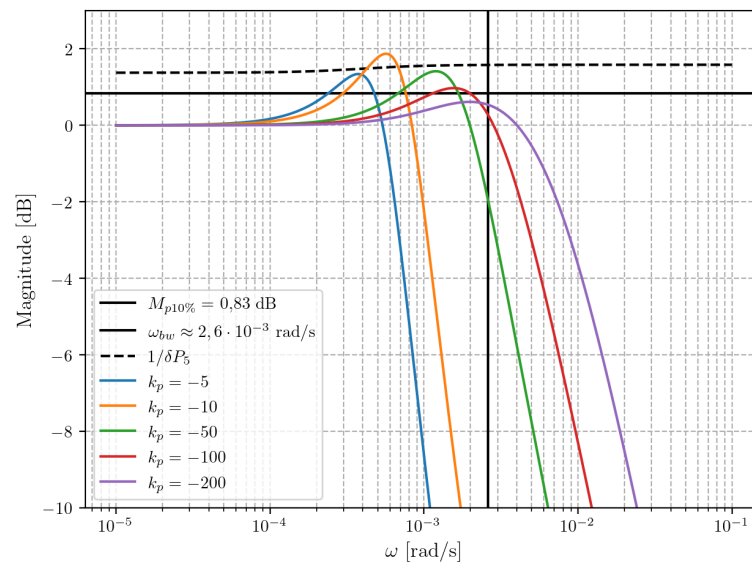


Figura 50 – Magnitude da resposta em frequência da MF para controladores PI com $T_i = 732$ s.

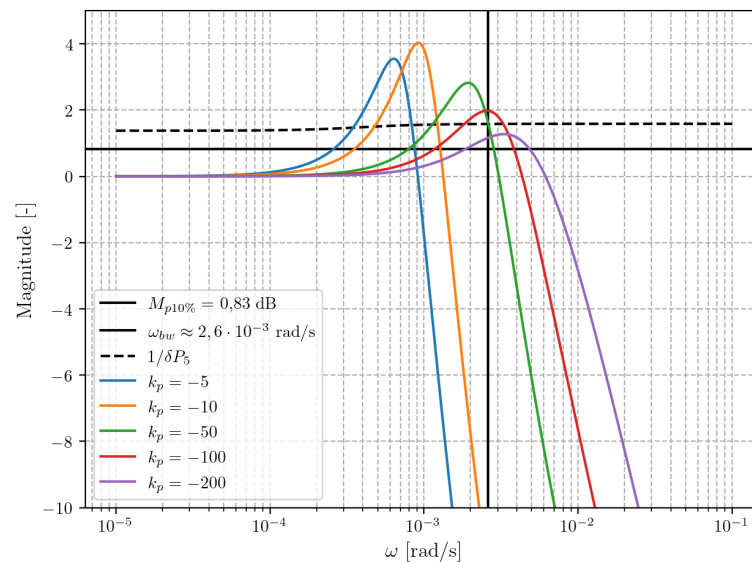


Figura 51 – Magnitude da resposta em frequência da MF para controladores PI com $T_i = 366$ s.

para fins de controle era de pequeno porte e provavelmente o atraso de transporte poderia ser menosprezado. Um atraso de transporte puro de 10 s, para simulação, pode ser modelado como uma função de transferência pela aproximação de Padé. Neste trabalho, foi empregada uma aproximação de ordem 6. Considerando este atraso de transporte nos modelos identificados e refeita a análise de estabilidade robusta tem-se o novo gráfico apresentado na Fig. 53. A magnitude da resposta em frequência da MF do controlador proposto é apresentada em preto. O subscrito d foi colocado nos erros relativos representando que estes possuem o atraso de transporte puro. Observa-se que δP_{5d} não possui maior erro relativo para todas as frequências, em particular o efeito do atraso de transporte leva as curvas a terem uma queda a partir de 10×10^{-1} rad/s. Teoricamente, pode-se ter um controlador com banda de passagem mais elevada considerando os limites inferiores imposto por δP_{5d} e δP_{1d} , porém uma análise da resposta dinâmica real deve ser feita para considerar um atraso de transporte mais realista e se os ganhos proporcionais não são muito elevados que tornariam

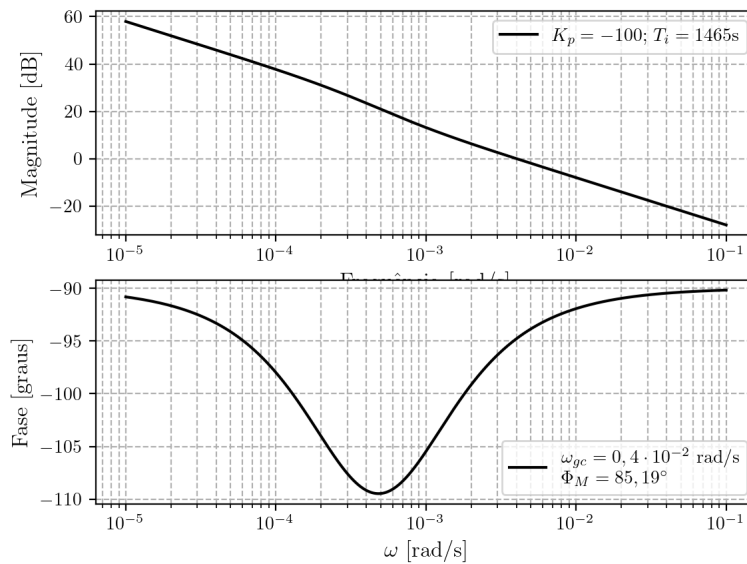


Figura 52 – Diagrama de Bode para MA com controlador PI proposto.

a resposta muito oscilatória da temperatura devido à operação do atuador apenas nos seus limites superior e inferior.

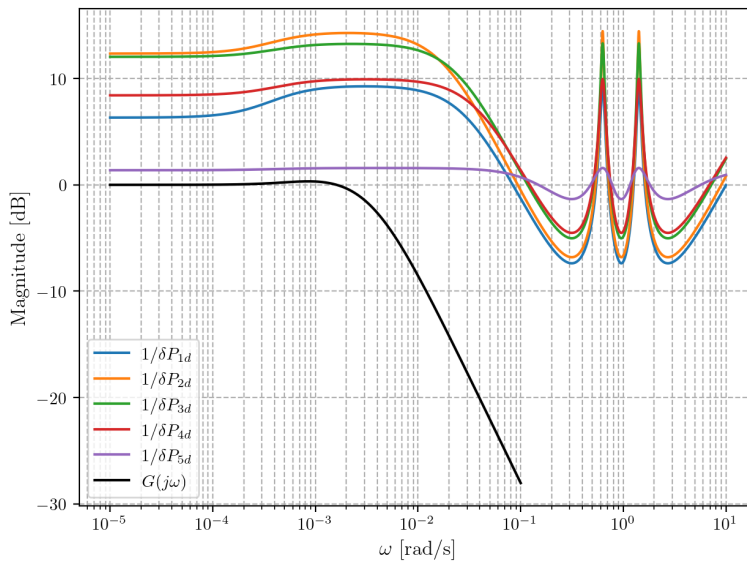


Figura 53 – Critério estabilidade robusta com atraso de transporte de 10 segundos nos modelos identificados.

4.3 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo abordou-se uma metodologia de projeto para um controlador PI utilizando o método do lugar das raízes tendo um modelo na forma de uma função de transferência que na média aproximava a dinâmica simulada de um sistema de refrigeração magnética. A malha de controle considerada foi na forma do controlador em série com a planta com realimentação unitária, desconsiderando a dinâmica que sensores poderiam ter na malha de controle. Os requisitos de desempenho foram escolhidos a critério do autor, não possuindo nenhum critério específico de uma aplicação real. Estas especificações foram traduzidas na

forma de uma região no plano complexo do lugar das raízes para atender o critério de tempo de acomodação e máximo sobressinal. Foram estudadas topologias básicas para controle proporcional, integral e proporcional-integral analisando o LR resultante. Por último, uma análise de estabilidade robusta foi feita na resposta em frequência considerando o conjunto do modelos identificados para este sistema. O controlador PI com $K_p = -100 \text{ }^\circ\text{C h/L}$ e $T_i = 1465 \text{ s}$ foi sugerido para atender os critérios especificados.

Alguns aspectos práticos precisam ser considerados na implementação real do PI sugerido neste capítulo. Devido ao comportamento parabólico da temperatura em regime permanente exposto na Fig. 28 do capítulo anterior, deve-se limitar a saída do atuador para que ele não exceda 175 L/h. Este limite imposto poderá causar o mesmo efeito de saturação do erro integral que acontece devido a uma limitação física do atuador, também chamado de efeito de *windup* (ASTROM, 1995). Assim, uma técnica de *anti-windup* deve ser realizada para evitar resposta lenta e oscilatória do sistema. Para aumentar a flexibilidade na operação do sistema tanto em modo manual quanto automático com o controlador projetado, pode-se implementar uma transferência suave, garantindo uma transição sem impacto entre os modos de controle (EDWARDS; POSTLETHWAITE, 1998). Para a implementação do controlador de forma digital, a sua função de transferência deve ser discretizada numa taxa de amostragem suficiente para bom desempenho da malha de controle. Essa taxa de amostragem efetivamente será o tempo de amostragem do algoritmo implementado via *software* no sistema real. Deve-se escolher um tempo de amostragem que seja adequado para capturar adequadamente a dinâmica da planta, evitando amostragem excessivamente baixa que possa não representar corretamente o sistema, assim como amostragem excessiva que poderia levar a problemas numéricos devido à alta frequência das amostras. Usualmente escolhe-se o tempo de amostragem entre 10 a 30 vezes mais baixo que a maior constante de tempo que o sistema apresentar em MF. Por último, um filtro de referência pode ser projetado para que o sinal de referência efetivamente passado ao controlador seja mais suave e, dessa forma, o efeito do sobressinal apresentado pelo zero dominante do controlador PI seja evitado na resposta.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, o objetivo principal foi projetar um controlador prático e simples para o controle em malha fechada da temperatura de um sistema de refrigeração magnética. Devido à complexidade da modelagem fenomenológica e às considerações necessárias para desenvolver um modelo para controle em malha fechada da planta, foram obtidos modelos simplificados via identificação de sistemas. A metodologia de identificação de sistemas foi realizada em malha aberta e os parâmetros foram estimados através de métodos determinísticos. Foi observado que a variável de vazão mássica possuía maior influência na dinâmica de temperatura do sistema, assim as demais variáveis de entrada foram mantidas fixas no intuito de obter um modelo SISO. Simulações da resposta ao degrau foram realizadas em pontos de operação para se obter um modelo linear e invariante no tempo. A resposta dinâmica do sistema obtida pôde ser aproximada por um conjunto de modelos de primeira ordem sem atraso de transporte, com variações paramétricas no ganho estático e constante de tempo dependendo do ponto de operação. Ressalta-se que os mesmos testes realizados em ambiente simulado também poderiam ser realizados na planta real. Para estimação dos ganhos estáticos pode-se utilizar de curvas de temperatura usualmente levantadas na literatura para avaliação termodinâmica destes sistemas. Para a estimação das constantes de tempo, os testes ao degrau podem ser realizados com o sistema partindo de um ponto de operação na condição de regime permanente. Um modelo nominal foi escolhido considerando a média dos parâmetros do conjunto dos modelos identificados. Os modelos obtidos tiveram certa semelhança com os modelos encontrados experimentalmente por Hoffmann et al. (2024) em um protótipo de refrigeração magnética com porte semelhante, que também adotou um modelo médio para projeto do controlador.

Com emprego do modelo nominal, foi realizado inicialmente o projeto do controlador através do lugar das raízes. Os requisitos de desempenho dinâmico foram escolhidos visando uma resposta em malha fechada mais rápida que a resposta de malha aberta com baixo sobressinal. O seguimento de referências do tipo degrau foi escolhido porque, normalmente, a mudança de referência de temperatura para sistemas de refrigeração ocorre com baixa frequência. A técnica do lugar das raízes foi analisada para controladores proporcional, integral e proporcional-integral. Uma análise de estabilidade robusta da malha fechada foi realizada para levar em conta a variação paramétrica dos modelos identificados. O controlador sugerido foi na forma de um PI com ganho proporcional igual a $-100\text{ }^{\circ}\text{C h/L}$ e constante de tempo integral de 1465 s.

Até o momento de defesa deste trabalho de conclusão de curso, poucos trabalhos foram dedicados ao controle em malha fechada para sistemas de refrigeração magnética. A escassez de pesquisas nessa área pode ser atribuída, em parte, à complexidade e ao custo elevado associados ao desenvolvimento desses sistemas, bem como à falta de dados experimentais extensivos sobre o comportamento dinâmico que poderiam informar e validar os métodos de controle, como os encontrados em Hoffmann et al. (2024) e Silva et al. (2024). A maioria

dos modelos matemáticos e numéricos encontrados na literatura possuem uma finalidade diferente de um modelo usualmente utilizado para projeto de controladores utilizando a teoria de controle clássica. O autor reconhece que muitos aspectos práticos para implementação do controlador sugerido não foram abordados neste trabalho, todavia os principais pontos sobre a teoria e projeto de sistemas de controle abordados em nível de graduação foram aplicados e espera-se que os resultados contribuam para futuros trabalhos. Na prática, é essencial realizar ensaios de caracterização, tanto estáticos quanto dinâmicos, de um sistema de refrigeração magnética. Com base nesses resultados, os parâmetros de um controlador simples, como um PI, podem ser finamente ajustados por meio de análise de resultados experimentais. A ausência de dados experimentais, fundamental para validação de sistemas de controle, é um dos principais pontos a ser melhorado em relação a este trabalho.

5.1 Recomendações para trabalhos futuros

- Implementar o controlador proposto digitalmente em um sistema real de refrigeração magnética, considerando os aspectos práticos apresentados na Seção 4.3.
- Investigar o comportamento dinâmico de um sistema de refrigeração magnética em malha fechada para caracterização do sistema para fins de controle; caso seja identificada alguma dinâmica relevante em alta frequência, técnicas de identificação de sistemas em malha fechada poderiam ser abordadas para se obter um modelo que essas dinâmicas fossem consideradas.
- Investigar estratégias de controle para regulação da temperatura de maneira ótima utilizando controladores mais complexos ou inspirados, por exemplo, no controle baseado em eventos de Hoffmann (2020).
- Investigar a implementação de uma estratégia de controle MPC utilizando modelos lineares ou modelos não lineares, como o modelo proposto por Silva et al. (2024).

REFERÊNCIAS

- AFRAM, A.; JANABI-SHARIFI, F. Theory and applications of hvac control systems—a review of model predictive control (mpc). *Building and Environment*, Elsevier, v. 72, p. 343–355, 2014.
- AFRAM, A.; JANABI-SHARIFI, F.; FUNG, A. S.; RAAHEMIFAR, K. Artificial neural network (ann) based model predictive control (mpc) and optimization of hvac systems: A state of the art review and case study of a residential hvac system. *Energy and Buildings*, Elsevier, v. 141, p. 96–113, 2017.
- AGUIRRE, L. A. *Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. [S.l.]: Editora UFMG, 2015.
- ALLEYNE, A.; BRENNAN, S.; RASMUSSEN, B.; ZHANG, R.; ZHANG, Y. Controls and experiments: Lessons learned. *IEEE Control Systems Magazine*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 20–34, 2003.
- ANDERSON, B. D. Controller design: moving from theory to practice. *IEEE Control Systems Magazine*, IEEE, v. 13, n. 4, p. 16–25, 1993.
- APREA, C.; CARDILLO, G.; GRECO, A.; MAIORINO, A.; MASSELLI, C. A rotary permanent magnet magnetic refrigerator based on amr cycle. *Applied Thermal Engineering*, Elsevier, v. 101, p. 699–703, 2016.
- APREA, C.; GRECO, A.; MAIORINO, A. An application of the artificial neural network to optimise the energy performances of a magnetic refrigerator. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 82, p. 238–251, 2017.
- ASTROM, K. J. *PID controllers: theory, design, and tuning*. [S.l.]: The International Society of Measurement and Control, 1995.
- ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. [S.l.]: Princeton university press, 2006.
- BAHL, C. R. H.; NIELSEN, K. K. The effect of demagnetization on the magnetocaloric properties of gadolinium. *Journal of Applied Physics*, AIP Publishing, v. 105, n. 1, 2009.
- BEZ, H. N. *Magnetocaloric materials and first order phase transitions*. Tese (Doutorado) — Department of Energy Conversion and Storage, Technical University of Denmark, 2016.
- BJØRK, R.; BAHL, C. R. H.; SMITH, A.; PRYDS, N. Review and comparison of magnet designs for magnetic refrigeration. *International journal of refrigeration*, Elsevier, v. 33, n. 3, p. 437–448, 2010.
- CAPOVILLA, M. S.; LOZANO, J. A.; TREVIZOLI, P. V.; JR, J. R. B. Performance evaluation of a magnetic refrigeration system. *Science and Technology for the Built Environment*, Taylor & Francis, v. 22, n. 5, p. 534–543, 2016.
- CARDOSO, P. O. *Um sistema à base de eletroválvulas para o gerenciamento hidráulico de regeneradores magnético-ativos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

- CHIU, C.-C.; TSAI, N.-C.; LIN, C.-C. Construction of thermodynamic model and temperature regulation by near-lqr for electric vehicle. *International journal of thermal sciences*, Elsevier, v. 81, p. 106–117, 2014.
- DALL'OLIO, S.; MASCHE, M.; LIANG, J.; INSINGA, A.; ERIKSEN, D.; BJØRK, R.; NIELSEN, K. K.; BARCZA, A.; VIEYRA, H.; BEEK, N. V. et al. Novel design of a high efficiency multi-bed active magnetic regenerator heat pump. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 132, p. 243–254, 2021.
- EDWARDS, C.; POSTLETHWAITE, I. Anti-windup and bumpless-transfer schemes. *Automatica*, Elsevier, v. 34, n. 2, p. 199–210, 1998.
- EKREN, O.; SAHIN, S.; ISLER, Y. Comparison of different controllers for variable speed compressor and electronic expansion valve. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 33, n. 6, p. 1161–1168, 2010.
- ENGELBRECHT, K.; ERIKSEN, D.; BAHL, C.; BJØRK, R.; GEYTI, J.; LOZANO, J.; NIELSEN, K. K.; SAXILD, F.; SMITH, A.; PRYDS, N. Experimental results for a novel rotary active magnetic regenerator. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 35, n. 6, p. 1498–1505, 2012.
- EPE. *Uso de Ar Condicionado no Setor Residencial Brasileiro: Perspectivas e contribuições para o avanço em eficiência energética*. [S.l.], 2018.
- ERIKSEN, D.; ENGELBRECHT, K.; BAHL, C.; BJØRK, R.; NIELSEN, K. K.; INSINGA, A. R.; PRYDS, N. Design and experimental tests of a rotary active magnetic regenerator prototype. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 58, p. 14–21, 2015.
- FORTKAMP, F.; ERIKSEN, D.; ENGELBRECHT, K.; BAHL, C.; LOZANO, J.; JR, J. B. Experimental investigation of different fluid flow profiles in a rotary multi-bed active magnetic regenerator device. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 91, p. 46–54, 2018.
- FULLER, S.; GREINER, B.; MOORE, J.; MURRAY, R.; PAASSEN, R. van; YORKE, R. The python control systems library (python-control). In: *IEEE. 60th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. [S.l.], 2021. p. 4875–4881.
- GRECO, A.; APREA, C.; MAIORINO, A.; MASSELLI, C. A review of the state of the art of solid-state caloric cooling processes at room-temperature before 2019. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 106, p. 66–88, 2019.
- GSCHNEIDNER, K. J.; PECHARSKY, V.; TSOKOL, A. Recent developments in magnetocaloric materials. *Reports on progress in physics*, IOP Publishing, v. 68, n. 6, p. 1479, 2005.
- HOFFMANN, G. *Desenvolvimento e avaliação experimental de estratégias de controle para sistemas de refrigeração magnética*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.
- HOFFMANN, G.; DUTRA, S.; CARDOSO, P.; NAKASHIMA, A.; LOZANO, J.; JR, J. B. Actuation and control of electric valves for a magnetic refrigerator. In: *Proceedings of the 24th ABCM international congress of mechanical engineering (COBEM 2017), Curitiba, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2017.
- HOFFMANN, G.; NAKASHIMA, A. T.; PEIXER, G. F.; LOZANO, J. A.; JR, J. R. B.; FLESCHE, R. C. Static and dynamic modeling and identification of a magnetic refrigerator. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 158, p. 303–312, 2024.

- INTERNATIONAL INSTITUTE OF REFRIGERATION. *The Role of Refrigeration in the Global Economy (2019), 38th Note on Refrigeration Technologies*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://iifir.org/en/fridoc/the-role-of-refrigeration-in-the-global-economy-2019-142028>>.
- ISERMANN, R.; MÜNCHHOF, M. *Identification of dynamic systems: an introduction with applications*. [S.l.]: Springer, 2011. v. 85.
- JACOBS, S.; AURINGER, J.; BOEDER, A.; CHELL, J.; KOMOROWSKI, L.; LEONARD, J.; RUSSEK, S.; ZIMM, C. The performance of a large-scale rotary magnetic refrigerator. *International journal of refrigeration*, Elsevier, v. 37, p. 84–91, 2014.
- KHAYYAM, H.; KOUZANI, A. Z.; HU, E. J.; NAHAVANDI, S. Coordinated energy management of vehicle air conditioning system. *Applied thermal engineering*, Elsevier, v. 31, n. 5, p. 750–764, 2011.
- KIRUBAKARAN, V.; SAHU, C.; RADHAKRISHNAN, T.; SIVAKUMARAN, N. Energy efficient model based algorithm for control of building hvac systems. *Ecotoxicology and environmental safety*, Elsevier, v. 121, p. 236–243, 2015.
- KITANOVSKI, A.; TUŠEK, J.; TOMC, U.; PLAZNIK, U.; OŽBOLT, M.; POREDOŠ, A. *Magnetocaloric energy conversion*. [S.l.]: Springer, 2016.
- LATHI, B. P. *Sinais e sistemas lineares-2*. [S.l.]: Bookman, 2006.
- LI, H.; JEONG, S.-K.; YOU, S.-S. Feedforward control of capacity and superheat for a variable speed refrigeration system. *Applied Thermal Engineering*, Elsevier, v. 29, n. 5-6, p. 1067–1074, 2009.
- LIN, J.-L.; YEH, T.-J. Modeling, identification and control of air-conditioning systems. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 30, n. 2, p. 209–220, 2007.
- LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. [S.l.]: Pearson Education, 1998.
- LOZANO, J. A.; CAPOVILLA, M. S.; TREVIZOLI, P. V.; ENGELBRECHT, K.; BAHL, C. R.; JR, J. R. B. Development of a novel rotary magnetic refrigerator. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 68, p. 187–197, 2016.
- MAIORINO, A.; DUCA, M. G. D.; APREA, C. Art. i. co.(artificial intelligence for cooling): An innovative method for optimizing the control of refrigeration systems based on artificial neural networks. *Applied Energy*, Elsevier, v. 306, p. 118072, 2022.
- MARCINICHEN, J. B.; HOLANDA, T. N. d.; MELO, C. A dual siso controller for a vapor compression refrigeration system. 2008.
- MASCHE, M.; LIANG, J.; ENGELBRECHT, K.; BAHL, C. Performance assessment of a rotary active magnetic regenerator prototype using gadolinium. *Applied Thermal Engineering*, Elsevier, v. 204, p. 117947, 2022.
- MASCHE, M.; LIANG, J.; ENGELBRECHT, K.; BAHL, C. Efficient modulation of the magnetocaloric refrigerator capacity. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 145, p. 59–67, 2023.
- MORAN, M. J.; SHAPIRO, H. N.; BOETTNER, D. D.; BAILEY, M. B. *Fundamentals of engineering thermodynamics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
- NAKASHIMA, A.; PEIXER, G.; LOZANO, J.; JR, J. B. A lumped-element magnetic refrigerator model. *Applied Thermal Engineering*, Elsevier, v. 204, p. 117918, 2022.

- NAKASHIMA, A. T.; DUTRA, S. L.; TREVIZOLI, P. V.; JR, J. R. B. Influence of the flow rate waveform and mass imbalance on the performance of active magnetic regenerators. part i: Experimental analysis. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 93, p. 236–248, 2018.
- NAKASHIMA, A. T.; FORTKAMP, F. P.; SÁ, N. M. de; SANTOS, V. M. dos; HOFFMANN, G.; PEIXER, G. F.; DUTRA, S. L.; RIBEIRO, M. C.; LOZANO, J. A.; JR, J. R. B. A magnetic wine cooler prototype. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 122, p. 110–121, 2021.
- NAKASHIMA, A. T. D. *Avaliação teórica e experimental da influência do perfil temporal do escoamento sobre a performance de um regenerador magnético-ativo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.
- NAKASHIMA, A. T. D. *Projeto de um protótipo de refrigeração magnetocalórica assistido por modelagem de sistemas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2022.
- NELLES, O. *Nonlinear dynamic system identification*. [S.l.]: Springer, 2001.
- NISE, N. S. *Control systems engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2020.
- NORMEY-RICO, J. E.; MORATO, M. M. *Introdução ao controle de processos*. [S.l.]: Editora Blucher, 2021.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno 5ª edição*. [S.l.]: Pearson, 2010.
- PECHARSKY, V. K.; JR, K. A. G. Magnetocaloric effect and magnetic refrigeration. *Journal of magnetism and magnetic materials*, Elsevier, v. 200, n. 1-3, p. 44–56, 1999.
- PEIXER, G. F.; DUTRA, S. L.; CALOMENO, R. S.; Sá, N. M.; LANG, G. B.; LOZANO, J. A.; JR., J. R. B. Influence of heat exchanger design on the thermal performance of a domestic wine cooler driven by a magnetic refrigeration system. *Anais da Academia Brasileira de Ciências*, v. 94, n. 1, 2022.
- PEIXER, G. F.; LORENZONI, A. M.; AZEREDO, Y. C.; SILVA, P. M.; SILVA, M. C.; HOFFMANN, G.; SANTOS, D. dos; DUTRA, S. L.; ROSÁRIO, G. M. do; TEZA, H. F. et al. Thermodynamic assessment of a large-scale magnetic air conditioning prototype. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 160, p. 40–53, 2024.
- PEIXER, G. F.; SILVA, M. C.; LORENZONI, A.; HOFFMANN, G.; SANTOS, D. dos; ROSÁRIO, G. M. do; PAGNAN, E.; TEZA, H. F.; SILVA, P. M.; DUTRA, S. L. et al. A magnetocaloric air-conditioning system prototype. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, 2023.
- PROGRAMA DAS NAÇÕES UNIDAS PARA O MEIO AMBIENTE. *About Montreal Protocol*. [S.l.], 2020. Disponível em: <<https://www.unep.org/ozonaction/who-we-are/about-montreal-protocol>>.
- QIAN, S.; NASUTA, D.; RHOADS, A.; WANG, Y.; GENG, Y.; HWANG, Y.; RADERMACHER, R.; TAKEUCHI, I. Not-in-kind cooling technologies: A quantitative comparison of refrigerants and system performance. *International journal of refrigeration*, Elsevier, v. 62, p. 177–192, 2016.
- QIAN, S.; YUAN, L.; YU, J.; YAN, G. Variable load control strategy for room-temperature magnetocaloric cooling applications. *Energy*, v. 153, p. 763–775, 2018.
- QURESHI, T.; TASSOU, S. Variable-speed capacity control in refrigeration systems. *Applied thermal engineering*, Elsevier, v. 16, n. 2, p. 103–113, 1996.

- RESOURCES FOR THE FUTURE. *Global Energy Outlook 2023: Sowing the Seeds of an Energy Transition*. [S.l.], 2023. Disponível em: <<https://www.rff.org/publications/reports/global-energy-outlook-2023/>>.
- ROSÁRIO, G. M. *Sistema de sincronização hidráulica-magnética para unidade de refrigeração magnética*. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- ROWE, A. Thermodynamics of active magnetic regenerators: Part i. *Cryogenics*, Elsevier, v. 52, n. 2-3, p. 111–118, 2012.
- SÁ, N. M. D.; NAKASHIMA, A. T.; LOZANO, J. A.; JR, J. R. B. Thermodynamic comparison of magnetocaloric and vapor compression wine coolers. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 156, p. 29–39, 2023.
- SALEH, B.; ALY, A. A. Flow control methods in refrigeration systems: A. *International journal of control, automation and systems*, v. 4, n. 1, 2015.
- SCHURT, L. C.; HERMES, C. J.; NETO, A. T. A model-driven multivariable controller for vapor compression refrigeration systems. *international journal of refrigeration*, Elsevier, v. 32, n. 7, p. 1672–1682, 2009.
- SENGER, G. d. A. *Estudo e desenvolvimento de estratégias de controle para um sistema de refrigeração de duplo-evaporador*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2014.
- SILVA, P. M.; PEIXER, G. F.; LORENZONI, A. M.; AZEREDO, Y. C.; FLESCHE, R. C.; LOZANO, J. A.; JR, J. R. B. Predicting the dynamic behavior of a magnetocaloric cooling prototype via artificial neural networks. *Applied Thermal Engineering*, Elsevier, p. 123060, 2024.
- SMITH, A.; BAHL, C. R.; BJØRK, R.; ENGELBRECHT, K.; NIELSEN, K. K.; PRYDS, N. Materials challenges for high performance magnetocaloric refrigeration devices. *Advanced Energy Materials*, Wiley Online Library, v. 2, n. 11, p. 1288–1318, 2012.
- SOYGUDER, S.; KARAKOSE, M.; ALLI, H. Design and simulation of self-tuning pid-type fuzzy adaptive control for an expert hvac system. *Expert systems with applications*, Elsevier, v. 36, n. 3, p. 4566–4573, 2009.
- TISHIN, A. M.; SPICHKIN, Y. I. *The magnetocaloric effect and its applications*. [S.l.]: CRC Press, 2016.
- TREVIZOLI, P. V. *Development of thermal regenerators for magnetic cooling applications*. Tese (Doutorado) — Federal University of Santa Catarina, 2015.
- TREVIZOLI, P. V.; JR, J. R. B.; OLIVEIRA, P. A.; CANESIN, F. C.; FERREIRA, R. T. Assessment of demagnetization phenomena in the performance of an active magnetic regenerator. *international journal of refrigeration*, Elsevier, v. 35, n. 4, p. 1043–1054, 2012.
- TREVIZOLI, P. V.; NAKASHIMA, A. T.; PEIXER, G. F.; JR, J. R. B. Performance evaluation of an active magnetic regenerator for cooling applications—part i: Experimental analysis and thermodynamic performance. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 72, p. 192–205, 2016.
- TREVIZOLI, P. V.; NAKASHIMA, A. T.; PEIXER, G. F.; JR, J. R. B. Performance assessment of different porous matrix geometries for active magnetic regenerators. *Applied Energy*, Elsevier, v. 187, p. 847–861, 2017.

TURA, A.; ROWE, A. Permanent magnet magnetic refrigerator design and experimental characterization. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 34, n. 3, p. 628–639, 2011.

VIEIRA, B. P. *Modeling and optimization of active magnetic regenerators using La-Fe-Si based alloys*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.

YU, B.; LIU, M.; EGOLF, P. W.; KITANOVSKI, A. A review of magnetic refrigerator and heat pump prototypes built before the year 2010. *International Journal of refrigeration*, Elsevier, v. 33, n. 6, p. 1029–1060, 2010.