



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E
SISTEMAS

Guilherme da Fonseca Pereira

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A SISTEMAS DE
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO: UM ESTUDO DE CASO**

Florianópolis – SC
2021

Guilherme da Fonseca Pereira

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A SISTEMAS DE
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO: UM ESTUDO DE CASO**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.
Orientador: Prof. Rodolfo César Costa Flesch, Dr. Eng.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Pereira, Guilherme da Fonseca

Controle preditivo baseado em modelo aplicado a sistemas de aquecimento por indução : um estudo de caso / Guilherme da Fonseca Pereira ; orientador, Rodolfo César Costa Flesch, 2021.

109 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2021.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. MPC no Espaço de Estados. 3. Filtro de Kalman. 4. Avaliação Experimental. 5. Controle por Zona. I. Flesch, Rodolfo César Costa. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. III. Título.

Guilherme da Fonseca Pereira

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A SISTEMAS DE
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO: UM ESTUDO DE CASO**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca
examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Marcus Vinicius Americano da Costa Filho, Dr.
Universidade Federal da Bahia

Prof. Daniel Ferreira Coutinho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Ademar Gonçalves Da Costa Júnior, Dr.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi
julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e
Sistemas.

Coordenação do Programa de
Pós-Graduação

Prof. Rodolfo César Costa Flesch, Dr. Eng.
Orientador

Florianópolis – SC, 2021.

Dedico este trabalho aos meus pais e a minha noiva.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Perci e Maria, aos meus irmãos, Marcelo e Vinícius e a minha noiva, Gabrieli, pelo apoio e companhia durante todo o curso de mestrado, em especial durante o período da pandemia do Covid-19 em 2020.

Ao meu orientador, Prof. Rodolfo, pela oportunidade de trabalhar neste projeto, pela amizade, pelas orientações e por ser um profissional dedicado e exemplar.

À Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas (PPGEAS) e ao Laboratório de Metrologia e Automatização (Labmetro) por tornarem possível a realização deste trabalho.

À Embraco e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

Aos meus colegas do Laboratório de Instrumentação e Automatização de Ensaaios (LIAE) pelo companheirismo, amizade e troca de conhecimento. Em especial ao Hiago e ao Leonardo, cujo a ajuda foi essencial para a realização deste projeto.

Por fim, agradeço aos avaliadores pelas correções e contribuições a esta dissertação.

RESUMO

Aplicações que usam sistemas de aquecimento por indução (SAIEs) normalmente não controlam temperatura em malha fechada e os trabalhos encontrados que empregam controle preditivo (MPC) não apresentam resultados experimentais. Dentro desse contexto, esta dissertação tem como objetivo avaliar experimentalmente o uso de MPC com um SAIE para o controle de temperatura da peça de trabalho. Para tanto, o aquecimento de um compressor hermético de refrigeração para realização de ensaios de desempenho foi escolhido como estudo de caso devido à importância desses ensaios na indústria, ao potencial de redução do regime transitório que trabalhos anteriores demonstraram ao utilizarem um SAIE e à existência de restrição em temperaturas não mensuráveis. Uma bancada de ensaios foi construída para a realização de ensaios experimentais com um compressor instrumentado, onde foram testados diferentes MPCs e alternativas da literatura para comparação. Para a dinâmica térmica do compressor foi identificado um modelo no espaço de estados, tendo as temperaturas medidas como estados. Por conta de uma temperatura não mensurável na prática, foram realizados testes com alguns dos MPCs estimando essa variável por meio de um filtro de Kalman. Os resultados experimentais mostram que todos os controladores testados respeitam as restrições e são capazes de seguir referência do tipo degrau em regime permanente. No melhor resultado, obtido com um dos MPCs propostos, para o compressor avaliado o tempo de aquecimento passou de 70 min para 10 min, o que representa uma redução de aproximadamente 85% do transitório.

Palavras-chave: Controle preditivo. Controle por zona. Espaço de estados. Aquecimento por indução. Filtro de Kalman. Avaliação experimental.

ABSTRACT

Induction heating systems normally do not use closed-loop temperature control and the few works in literature which make use of model predictive control (MPC) do not provide experimental results. The objective of this work is to experimentally assess the use of MPC for temperature control in an induction heating prototype. To this end, the heating of a hermetic refrigeration compressor prior to its performance evaluation test was chosen as a case study. This choice was motivated by the importance of such tests in industry, the potential to shorten the transient duration that previous works demonstrated by using induction heating, and the existence of constraints on non-measurable temperatures. A test rig was built with an instrumented compressor, in order to test different MPCs and compare them with other controllers found in the literature. A state-space model was identified using measured temperatures as states to describe the compressor thermal dynamics. Since one of the states is not measurable in real application, some of the tested MPCs estimate it with a Kalman filter. Experimental results show that all the proposed controllers satisfy the constraints and can track a reference step with zero steady-state error. The best result was achieved by one of the proposed MPCs, where the heating time of the evaluated compressor was reduced from 70 min to 10 min, which represents approximately an 85% transient reduction.

Keywords: MPC. Zone control. State space. Induction heating. Kalman filter. Experimental results.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Princípio da indução eletromagnética.	27
Figura 2 – Representação esquemática dos sistemas de aquecimento por indução.	28
Figura 3 – Circuito equivalente do SAIE desenvolvido por Danguì (2019)	29
Figura 4 – Relação entre P_{out} , T_{on} e f no PFM: (a) evidenciando a região de ZVS; (b) exemplo de curva de T_{on} e f em função de P_{out}	30
Figura 5 – Pulsos aplicados em V_G de acordo com as variáveis manipuladas para regular P_{out} : (a) no PFM; (b) no PDM.	31
Figura 6 – Arquitetura de um MPC.	32
Figura 7 – Operação em malha fechada com observador.	39
Figura 8 – Controle da temperatura do compressor em Silveira (2010).	46
Figura 9 – Compressor de refrigeração com a bobina do sistema de aquecimento por indução.	47
Figura 10 – Controle das temperaturas do compressor em Hardt (2016).	48
Figura 11 – Controle das temperaturas do compressor em Danguì (2019), mostrando as temperaturas da bobina, e na base e meio da corpo do compressor.	49
Figura 12 – Foto da bancada de ensaios estudada.	54
Figura 13 – Diagrama da bancada de ensaios estudada.	55
Figura 14 – Vista em corte do compressor hermético instrumentado, indicando os pontos de medição de temperatura.	56
Figura 15 – Ensaio em malha aberta para ver quais elementos esquentam mais com o aquecimento forçado.	57
Figura 16 – Saídas previstas no ensaio Validação 1 pelo modelo escolhido para sintonia dos controladores.	62
Figura 17 – Saídas previstas no ensaio Validação 1 pelo modelo escolhido para simular a planta.	64
Figura 18 – Exemplo de dinâmica do sistema em malha fechada mostrando os indicadores usados para avaliar o desempenho dos controladores.	68
Figura 19 – Planta simulada em malha fechada usando CVMPC-B.	72
Figura 20 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-B.	73
Figura 21 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-BK.	75
Figura 22 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-BKEO.	76
Figura 23 – Planta simulada em malha fechada usando CVMPC-DK.	77
Figura 24 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-DK.	79
Figura 25 – Diagrama de blocos de um PI com compensador anti- <i>windup</i>	80

Figura 26 – Planta simulada em malha fechada usando PIAW-B e PIAW-D (separadamente).	82
Figura 27 – Bancada de ensaios em malha fechada usando PIAW-B.	83
Figura 28 – Bancada de ensaios em malha fechada usando PIAW-D.	84
Figura 29 – Planta simulada em malha fechada usando ZMPC-K com diferentes abordagens.	88
Figura 30 – Bancada de ensaios em malha fechada usando ZMPC-K.	89
Figura 31 – Bancada de ensaios em malha fechada usando ZMPC-KEO.	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Desempenho do modelo escolhido para sintonia dos controladores.	61
Tabela 2 – Desempenho do modelo escolhido para simular a planta.	63
Tabela 3 – Indicadores de desempenho do CVMPC-B.	71
Tabela 4 – Parâmetros do CVMPC de acordo com função custo em (1) e (24) .	71
Tabela 5 – Indicadores de desempenho do CVMPC-DK.	78
Tabela 6 – Parâmetros dos PIAW.	81
Tabela 7 – Indicadores de desempenho dos PIAW na planta simulada.	81
Tabela 8 – Indicadores de desempenho dos PIAW na bancada de ensaios. . .	83
Tabela 9 – Parâmetros do ZMPC de acordo com função custo em (1) e (34) . .	87
Tabela 10 – Indicadores de desempenho do ZMPC-K.	90
Tabela 11 – Indicadores de desempenho de todos os controladores na bancada de ensaios ("Nenhum" representa o processo somente com o aque- cimento natural).	92

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APRBS	PRBS modulado em Amplitude, do inglês <i>Amplitude-modulated PRBS</i>
ARX	Auto-Regressivo com entrada Exógena, do inglês <i>Auto-Regressive with Exogenous input</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CV MPC	MPC na forma Velocidade Completa, do inglês <i>Complete Velocity form MPC</i>
DC	Razão Cíclica, do inglês <i>Duty Cycle</i>
DMC	Controle por Matriz Dinâmica, do inglês <i>Dynamic Matrix Control</i>
EHAC	Controle Adaptativo de Horizonte Estendido, do inglês <i>Extended Horizon Adaptive Control</i>
EPSAC	Controle Auto-Adaptativo de Predição Estendida, do inglês <i>Extended Prediction Self-Adaptive Control</i>
GPC	Controle Preditivo Generalizado, do inglês <i>Generalized Predictive Control</i>
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada, do inglês <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IPQR	Inversor Paralelo Quase-Ressonante
LTI	Linear Invariante no Tempo, do inglês <i>Linear Time-Invariant</i>
MAC	Controle Algorítmico baseado em Modelo, do inglês <i>Model Algorithmic Control</i>
MIMO	Multivariável, do inglês <i>Multi-Input Multi-Output</i>
MPC	Controle Preditivo baseado em Modelo, do inglês <i>Model Predictive Control</i>
MPC-SM	MPC com Modelo no Espaço de estados, do inglês <i>MPC with State-space Model</i>
MVRT	Média da Violação na Restrição da Temperatura do óleo
NRMSE	Raiz do Erro Quadrático Médio Normalizado, do inglês <i>Normalized Root Mean Squared Error</i>
PDM	Modulação por Densidade de Pulso, do inglês <i>Pulse Density Modulation</i>
PEM	Método de Erro de Predição, do inglês <i>Prediction Error Method</i>
PFC	Controle Funcional Preditivo, do inglês <i>Predictive Functional Control</i>
PFM	Modulação por Frequência de Pulso, do inglês <i>Pulse Frequency Modulation</i>
PI	Proporcional-Integral
PIAW	PI com Anti-Windup

PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PRBS	Sinal Binário Pseudo Aleatório, do inglês <i>Pseudo-Random Binary Signal</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso, do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>
QFT	Teoria de Realimentação Quantitativa, do inglês <i>Quantitative Feedback Theory</i>
SAIE	Sistema de Aquecimento por Indução Eletromagnética
SISO	Monovariável, do inglês <i>Single-Input Single-Output</i>
TCP	Protocolo de Controle de Transmissão, do inglês <i>Transmission Control Protocol</i>
TEN	Temperatura de Equilíbrio Natural
VMUR	Valor Máximo de Ultrapassagem da Restrição de temperatura do óleo
ZMPC	MPC com controle por Zona, do inglês <i>Zone MPC</i>
ZVS	Comutação sob Tensão Nula, do inglês <i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$a(k+i k)$	Valor predito da variável a para o instante $k+i$ calculado com informações disponíveis até o instante k
$\mathbf{a}(k+i k)$	Valor predito do vetor \mathbf{a} para o instante $k+i$ calculado com informações disponíveis até o instante k
\mathbf{A}	Matriz de estado do processo no espaço de estados
$\tilde{\mathbf{A}}$	Matriz de estado estendida do processo no espaço de estados
\mathbf{B}	Matriz de entrada do processo no espaço de estados
$\tilde{\mathbf{B}}$	Matriz de entrada estendida do processo no espaço de estados
\mathbf{C}	Matriz de saída do processo no espaço de estados
$\tilde{\mathbf{C}}$	Matriz de saída estendida do processo no espaço de estados
d	Menor atraso da entrada para todas as saídas do processo
\mathbf{f}	Vetor de predição da resposta livre
\mathbf{G}	Matriz de dinâmica da resposta forçada
\mathbf{I}	Matriz identidade
k	Instante atual no tempo discreto
\mathbf{K}	Matriz de ganho do observador no espaço de estados
\mathbf{m}	Vetor de restrições
\mathbf{M}	Matriz de restrições
N	Tamanho do horizonte de predição
N_u	Tamanho do horizonte de controle
\mathbf{Q}	Matriz de covariância do ruído no processo
\mathbf{R}	Matriz de covariância do ruído na medição
$t_{3^\circ\text{C}}$	Tempo até a tolerância de 3 °C da TEN
$t_{5\%}$	Tempo de acomodação de 5% da referência
t_{DCS}	Tempo para desligamento completo do SAIE
t_z	Tempo para ficar dentro da zona de referência
T_s	Período de amostragem
u	Entrada do processo ou variável manipulada ou ação de controle
\mathbf{u}	Vetor de entrada do processo no espaço de estados
w	Referência da saída do processo
\mathbf{w}	Vetor da trajetória futura das referências
\mathbf{x}	Vetor de estados do processo no espaço de estados
y	Saída do processo ou variável controlada
\mathbf{y}	Vetor de saída do processo no espaço de estados
$\hat{\mathbf{y}}$	Vetor de predição da trajetória futura das saídas
$\mathbf{0}$	Matriz nula
$\mathbf{1}$	Vetor com todos os elementos iguais a 1
β	Parâmetro de sintonia dos pesos do MPC

γ	Peso da ação de controle
Δu	Varição da entrada do processo ou esforço de controle da variável manipulada
$\Delta \hat{u}$	Vetor da trajetória futura do esforço de controle das variáveis manipuladas
ζ	Vetor de estados estendido do processo no espaço de estados
η	Variável de folga em restrição <i>soft</i>
$\boldsymbol{\eta}$	Vetor de variáveis de folga em restrição <i>soft</i>
θ	Temperatura de equilíbrio natural
λ	Peso do esforço de controle
Λ	Matriz de pesos do esforço de controle
σ	Tamanho da zona morta para o erro de seguimento da referência
ϕ	Peso da variável de folga em restrição <i>hard</i>
χ	Vetor de estados estimados pelo observador no espaço de estados
ψ	Peso do erro de seguimento de referência
Ψ	Matriz de pesos do erro de seguimento de referência

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	OBJETIVOS	25
1.1.1	Objetivo Geral	25
1.1.2	Objetivos Específicos	25
1.2	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	26
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E REVISÃO DA LITERATURA	27
2.1	AQUECIMENTO POR INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA	27
2.1.1	Arquitetura do Sistema de Aquecimento	28
2.1.2	Estratégias para Variação da Potência Fornecida	29
2.2	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	32
2.2.1	Formulação para Espaço de Estados com Ação Integral	36
2.2.2	Controle Preditivo com Estimação de Estados	39
2.3	REVISÃO DA LITERATURA	40
2.3.1	Controle de Temperatura usando Aquecimento por Indução	41
2.3.2	Aquecimento de Compressores de Refrigeração	43
2.4	COMENTÁRIOS FINAIS	50
3	DESCRIÇÃO E MODELAGEM DO PROCESSO ESTUDADO	53
3.1	DESCRIÇÃO DO PROCESSO	53
3.2	MODELAGEM DO PERFIL DE TEMPERATURA DO COMPRESSOR	56
3.3	COMENTÁRIOS FINAIS	63
4	CONTROLE DA TEMPERATURA DO COMPRESSOR DE REFRI- GERAÇÃO	67
4.1	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO NA FORMA VE- LOCIDADE COMPLETA	69
4.2	CONTROLE PROPORCIONAL-INTEGRAL COM ANTI- <i>WINDUP</i>	79
4.3	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM RASTREA- MENTO DE ZONA	85
4.4	COMENTÁRIOS FINAIS	90
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	95
5.1	CONCLUSÕES	95
5.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	96
	REFERÊNCIAS	99

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de aquecimento por indução eletromagnética (SAIEs) são utilizados pela indústria de fabricação metal-mecânica há mais de setenta anos, especialmente nos processos de soldagem, fundição e tratamento térmico de metais (CLAMER, 1935; LOZINSKII, 1940; BAKER, 1940; DAVIES; SIMPSON, 1979). A aplicação doméstica dessa tecnologia iniciou-se depois de 1970 com o desenvolvimento dos fogões de indução (MORELAND, 1973). O aquecimento por indução eletromagnética também possui outras aplicações, dentre elas: o tratamento de câncer por hipertermia (WANG; TAI, 2017); para melhorar a precisão do dobramento de chapas metálicas (LÖBBE *et al.*, 2015); a produção de peças plásticas por injeção em molde (PRIST *et al.*, 2017); a técnica de reação em cadeia da polimerase (PAL; VENKATARAMAN, 2002); o fornecimento de calor para realização de pirólise (HENKEL *et al.*, 2016) ou separação por destilação (MUHAMMAD *et al.*, 2012); a aceleração do aquecimento natural de compressores herméticos para ensaios padronizados em bancada (DANGUI, 2019).

De modo geral, os sistemas de aquecimento que funcionam por meio desse princípio são caracterizados pela versatilidade, eficiência energética e aquecimento rápido e seguro, principalmente no cozimento de alimentos (ACERO *et al.*, 2008). Os SAIEs normalmente empregam técnicas de controle para garantir que seja entregue uma determinada potência ou para maximizar a eficiência energética (KRANPRAKON; SANGSWANG; NAETILADDANON, 2017; CORTÉS *et al.*, 2008; YANG; TAN; HUI, 2016), mas tipicamente não são projetados visando ao controle de temperatura da peça de trabalho que se deseja aquecer. No caso dos fogões de indução, é utilizado um termistor para desligar o sistema ou diminuir sua potência quando a temperatura da mesa vitrocerâmica está alta demais (FRANCO *et al.*, 2011), mas ele serve apenas para segurança e não para controle de temperatura.

O controle de temperatura por meio de aquecimento indutivo é uma área pouco explorada, dado que a maioria das aplicações práticas funcionam com a temperatura operando em malha aberta. Quando se trata de trabalhar com a temperatura em malha fechada, é comum empregar apenas um controlador liga-desliga (PAL; VENKATARAMAN, 2002; FRACZYK; KUCHARSKI, 2017). Porém, existem estudos de caso do uso de uma malha de controle capaz de seguir uma referência de temperatura desejada por meio de controlador proporcional (DANGUI, 2019), proporcional-integral (MEZIANE *et al.*, 2016), ou difuso (do inglês *fuzzy*) (PAESA *et al.*, 2011; DONG *et al.*, 2017; WANG; TAI, 2017).

É comum no projeto de controladores se deparar com restrições nos processos, como valores máximos e mínimos das variáveis manipuladas, controladas e estados internos da planta. Tais restrições podem se dar por limitações físicas de atuadores e equipamentos da planta, eficiência, segurança etc. A maioria dos trabalhos de controle

de temperatura com SAIE não abordam esses problemas, com exceção da saturação da ação de controle. Os trabalhos de Danguì (2019) e Goodwin *et al.* (2013) são algumas das exceções na literatura que foram encontradas, na área de controle de temperatura por meio de um SAIE, dado que os autores apresentam também outros tipos de restrição operacional do processo e projetam um controlador para obedecê-las. No primeiro caso citado, um controlador proporcional é responsável por levar a temperatura do corpo de um compressor hermético a um ponto de equilíbrio, sem que sua base esquente demais. Para evitar um controle muito conservador, o atuador é desligado sempre que a restrição de temperatura na base está perto de ser violada. Entretanto, tal estratégia não é viável quando se precisa seguir uma temperatura de referência com erro nulo em regime permanente.

Apesar de restrições operacionais na planta dificultarem o projeto de um controlador, um controlador preditivo baseado em modelo (MPC, do inglês *Model Predictive Control*) é capaz de calcular uma sequência ótima para as variáveis manipulada, obedecendo tais restrições. Essa é a abordagem utilizada por Goodwin *et al.* (2013) para garantir que o limite mínimo da temperatura no núcleo de uma haste metálica ao final do aquecimento seja respeitado. No entanto, não há muitos outros trabalhos na literatura que tratam sobre a aplicação de MPC para regular temperatura através de um SAIE (MUHAMMAD *et al.*, 2012; GOODWIN *et al.*, 2013; PRIST *et al.*, 2017). Ademais, nenhum desses trabalhos apresenta resultados experimentais e somente Goodwin *et al.* (2013) chega a apresentar o sinal de controle com a malha fechada, detalhes do controlador (como função custo e a sintonia de seus parâmetros) e a inclusão de uma restrição operacional na formulação do controlador.

Além de calcular uma trajetória de ação de controle sem violar restrições, o MPC também permite incluir a trajetória da referência para as variáveis controladas. Desse modo, o sistema em malha fechada consegue reagir antecipadamente à mudança de referência, fazendo com que a integral do erro de seguimento da referência seja menor comparado a quando se utiliza controladores mais simples. Existem trabalhos com SAIE cujas aplicações práticas exigem o seguimento de uma trajetória de temperatura já conhecida. Uma dessas aplicações é a reação em cadeia da polimerase, técnica empregada na biologia molecular para amplificar uma região específica de uma cadeia de DNA. Nessa técnica, o material precisa passar de 30 a 40 vezes por ciclos de temperatura, com um ciclo normalmente formado por três temperaturas entre 50 °C e 95 °C (PAL; VENKATARAMAN, 2002). Outro exemplo é a solidificação direcional do silício, processo que refina o silício metalúrgico para a construção de células solares. Esse refino envolve elevar a temperatura de susceptores para 1500 °C, mantendo-a nesse valor enquanto o silício funde e depois abaixá-la a uma taxa constante (BELLMANN *et al.*, 2013).

Pela contextualização apresentada, o uso de MPC para o controle de tempe-

ratura, tendo um SAIE como atuador, é um tema pouco explorado e sem resultados experimentais ou pelo menos com poucos resultados experimentais reportados na literatura¹. A existência de aplicações nas quais a trajetória da temperatura de referência já é conhecida, ou nas quais há restrições operacionais (além do limite máximo e mínimo da variável manipulada), torna o MPC uma opção atraente para fechar essa malha de controle. Além de que, a comparação entre o desempenho do MPC e outros tipos de controlador de mais fácil implementação é interessante para avaliar se as vantagens apresentadas pelo MPC compensam o esforço adicional necessário para sua implementação.

Para a construção de um MPC é necessário um modelo que represente a dinâmica das temperaturas da peça de trabalho. É comum o uso do método dos elementos finitos (BELLMANN *et al.*, 2013; GOODWIN *et al.*, 2013; PRIST *et al.*, 2017) para simular o comportamento térmico de peças de trabalho. No entanto, essa abordagem pode acabar gerando modelos excessivamente complexos (contendo um alto número de estados), inviáveis para uso em um MPC. Todavia, é possível realizar o controle de temperatura com um SAIE através de modelos mais simples, como uma função de transferência (DANGUI, 2019), ou uma representação com poucos estados (PAESA *et al.*, 2011). Existem também alguns tipos de controlador *fuzzy* que não requerem um modelo explícito do processo para sintonia, mas exigem um certo grau de conhecimento da dinâmica do processo (DONG *et al.*, 2017; WANG; TAI, 2017).

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é avaliar, experimentalmente, a utilização de um controlador preditivo baseado em modelo em um sistema de aquecimento por indução eletromagnética, para o seguimento de trajetórias de temperatura conhecidas na peça de trabalho e mediante restrições operacionais. Para atingir esse objetivo, foi escolhido como estudo de caso um compressor hermético como peça de trabalho a ser aquecida.

1.1.2 Objetivos Específicos

Para conseguir atingir o objetivo geral estabelecido, foram elencados os objetivos específicos listados abaixo.

- Levantar as possíveis referências bibliográficas sobre sistemas de aquecimento por indução e técnicas de controle para sistemas de aquecimento por indução.

¹ Não foram encontrados resultados em uma pesquisa feita no dia 23/12/2020 em Periódicos Capes com os termos: "*inducti* heat**" AND (*mpc OR "model-based predictive" OR "model predictive"*) AND ("*temperature control" OR "control the temperature"*).

- Modelar a dinâmica do perfil de temperatura da peça de trabalho sob aquecimento indutivo.
- Simular e Testar experimentalmente diferentes arquiteturas de controlador digital para a trajetória de temperatura.
- Comparar os resultados com os diferentes controladores e propor melhorias e possíveis trabalhos futuros.

1.2 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O capítulo 2 traz a fundamentação teórica e uma revisão da literatura, necessárias para compreensão deste trabalho. Na fundamentação teórica são abordados os temas: sistemas de aquecimento por indução eletromagnética; e controle preditivo baseado em modelo no espaço de estados. Na revisão da literatura são apresentados, com um maior detalhamento, alguns dos trabalhos na área de controle de temperatura usando aquecimento por indução, bem como trabalhos sobre controle da temperatura de compressores herméticos.

No capítulo 3 é detalhado o estudo de caso apresentado neste trabalho: o controle de temperatura de um compressor hermético em bancada de ensaios. A descrição do processo, do funcionamento da bancada de ensaios, e a modelagem do perfil de temperatura da peça de trabalho se encontram nesse capítulo.

O capítulo 4 apresenta o projeto dos controladores utilizados para o controle das temperaturas do compressor, juntamente com os resultados simulados e experimentais. Ao final do capítulo é feita uma comparação do desempenho dos diferentes controladores experimentados.

Por último, o capítulo 5 contém as considerações finais deste trabalho, dividida em duas seções. A primeira seção relata as principais conclusões deste trabalho, enquanto a segunda expõe algumas sugestões para trabalhos futuros.

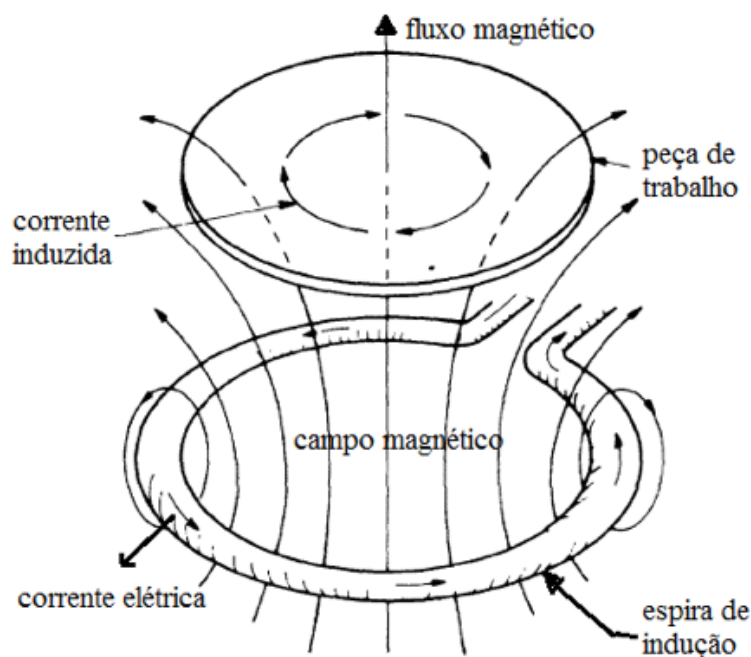
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E REVISÃO DA LITERATURA

Esse capítulo contém a fundamentação teórica necessária para a compreensão do que foi desenvolvido neste trabalho, juntamente com uma revisão da literatura, para mostrar ao leitor o que existe publicado sobre o tema desta dissertação e do estudo de caso selecionado. A seção 2.1 trata sobre o sistema de aquecimento por indução eletromagnética usado neste projeto. A arquitetura de controlador preditivo baseado em modelo escolhida para o controle de temperatura é descrita na seção 2.2. O capítulo é concluído com a revisão da literatura, na seção 2.3.

2.1 AQUECIMENTO POR INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA

A figura 1 ilustra o princípio do aquecimento por indução eletromagnética. A circulação de uma corrente elétrica alternada em uma espira (ou uma bobina) é responsável por produzir um campo magnético ao seu redor. Como o campo magnético produzido também é alternado, a variação do fluxo magnético induz uma corrente elétrica no objeto metálico (peça de trabalho) presente no interior do campo. A corrente elétrica induzida no objeto metálico é denominada de corrente de Foucault, ou corrente parasita, e tem sentido inverso ao sentido da corrente que circula pela espira. O calor é gerado na peça de trabalho pela dissipação de potência elétrica por efeito Joule e, também, pela histerese magnética (mudança de polaridade magnética dos domínios de Weiss) (BASTOS, 2008; HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2010).

Figura 1 – Princípio da indução eletromagnética.

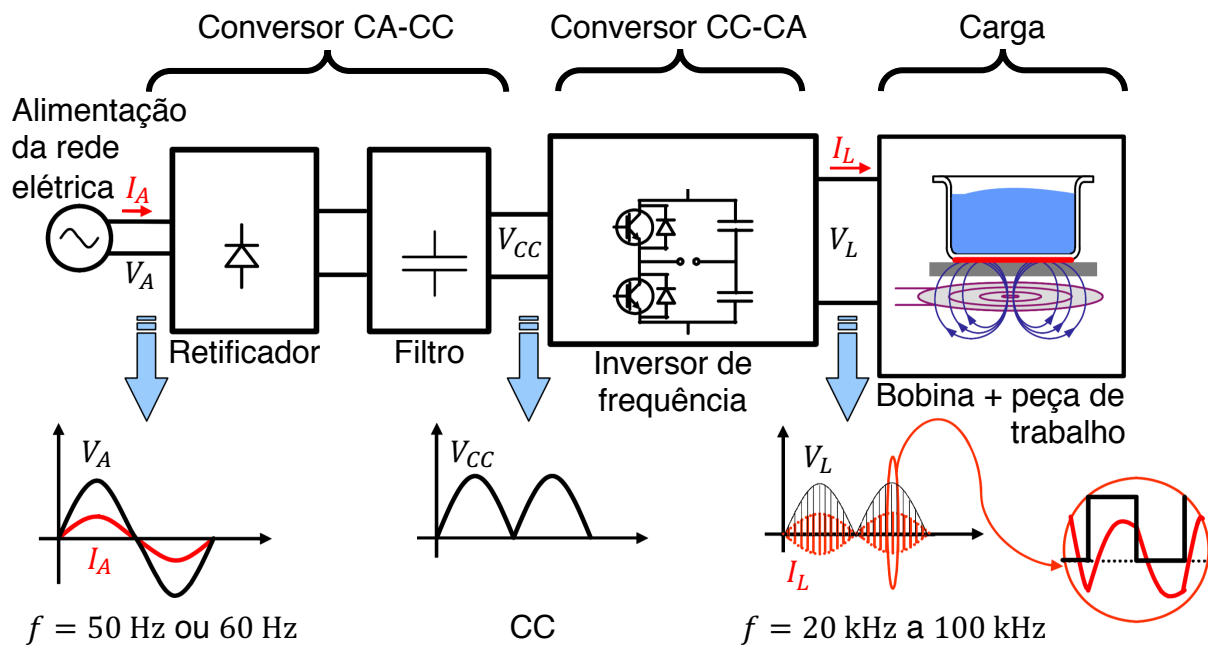


Fonte – adaptado de MORELAND (1973).

2.1.1 Arquitetura do Sistema de Aquecimento

Os sistemas de aquecimento por indução, de modo geral, são formados por três componentes: o retificador, o inversor de frequência e a bobina eletromagnética (DAVIES; SIMPSON, 1979; ACERO *et al.*, 2008; CHAKRABORTY *et al.*, 2016). A figura 2 ilustra uma representação esquemática do princípio de funcionamento dos sistemas de aquecimento por indução. Basicamente, a tensão alternada (V_A) e corrente alternada (CA) da rede elétrica são convertidas em tensão contínua (V_{CC}) e corrente contínua (CC) pelo retificador, usadas em um inversor de frequência, cuja função é alimentar a bobina com uma corrente alternada de alta frequência (I_L).

Figura 2 – Representação esquemática dos sistemas de aquecimento por indução.

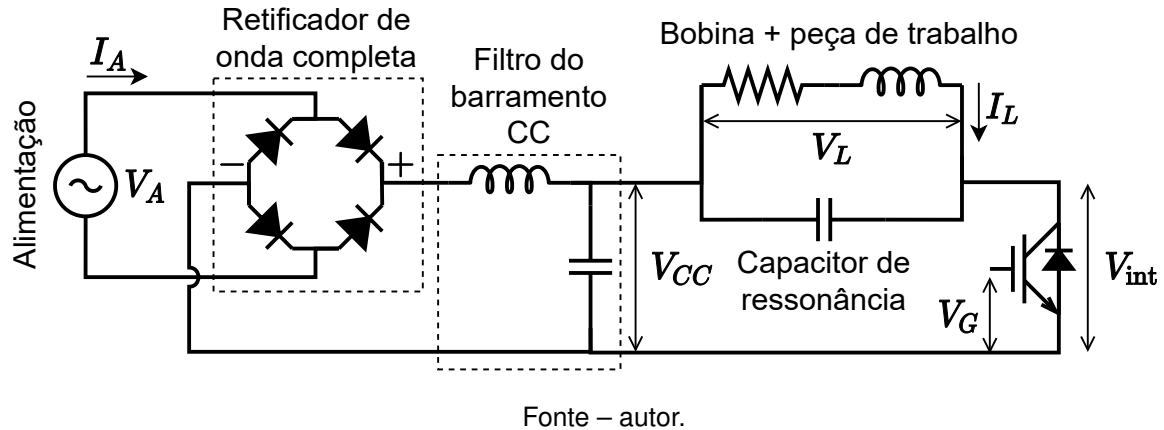


Fonte – adaptado de Acero *et al.* (2008).

Existem diferentes tipos de arquitetura empregadas na construção dos conversores CA-CC e CC-CA para os SAIE. Uma revisão da literatura a respeito dessas arquiteturas pode ser encontrada no estudo de Danguí (2019), trabalho que descreve o desenvolvimento do SAIE utilizado neste trabalho. O circuito equivalente do SAIE desenvolvido por Danguí (2019) é mostrado na figura 3. Como conversor CA-CC é usado um retificador de onda completa a diodos, que possui em sua saída um filtro de barramento do tipo indutivo-capacitivo (LC). Esse filtro é responsável por suavizar a corrente do retificador e eliminar o *ripple* da tensão no barramento CC (V_{CC}). Para o conversor CC-CA é usado um Inversor Paralelo Quase-Ressonante (IPQR) com um único interruptor de potência (RUDNEV; LOVELESS; COOK, 2017; NAM, 2018).

Quando se deseja aquecer a peça de trabalho sobre a bobina, o interruptor de potência é chaveado por meio de um sinal com modulação por largura de pulso

Figura 3 – Circuito equivalente do SAIE desenvolvido por Dangui (2019)



(PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) aplicado em sua porta (V_G), gerando uma corrente alternada que atravessa a bobina de indução. A frequência de chaveamento é determinada pela impedância equivalente da bobina com a peça de trabalho em cima dela, de modo que o circuito opere em ressonância. Por sua vez, a razão cíclica (DC, do inglês *Duty Cycle*) do sinal PWM é escolhido de forma que o fechamento da chave eletrônica seja feito logo após a conclusão do primeiro ciclo de ressonância, quando a tensão entre o coletor e o emissor do interruptor (V_{int}) é próxima de 0 V.

Essa estratégia de chaveamento é conhecida como comutação sob tensão nula (ZVS, do inglês *Zero Voltage soft-Switching*) e tem como objetivo minimizar picos de corrente passando pelo coletor e emissor do transistor bipolar de porta isolada (IGBT, do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*), a potência dissipada nele e, conseqüentemente, seu aquecimento durante o chaveamento. Da mesma forma, a partida do SAIE também é feita em condição de ZVS para V_A . Se isso não é feito, no pior cenário para $V_A = 120$ V a 60 Hz, o sobressinal em V_{CC} e I_A pode chegar a 100 V e 20 A, respectivamente (DANGUI, 2019).

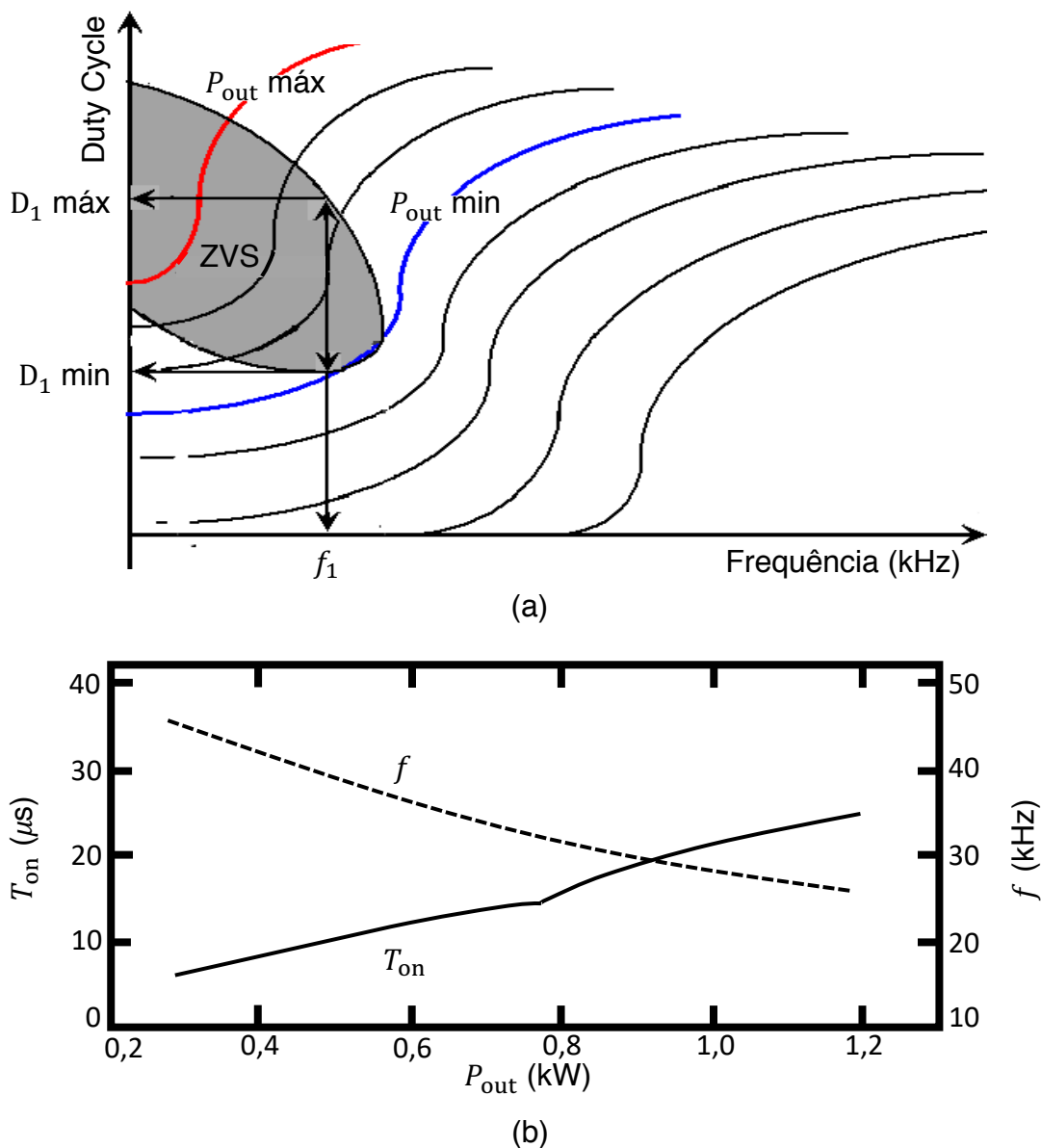
2.1.2 Estratégias para Variação da Potência Fornecida

Para conseguir realizar um controle de temperatura da peça de trabalho, é necessário o uso de alguma técnica que permita variar a potência fornecida à bobina do aquecedor (e conseqüentemente a potência entregue à carga), chamada aqui potência de saída (P_{out}). Em arquiteturas de SAIE com mais de um interruptor de potência no conversor CC-CA há diversas formas de chaveamento que permitem regular P_{out} . Todavia, não existem muitas alternativas na literatura para conversores com somente um interruptor. Para conversores assim, as estratégias comumente empregadas são a modulação por frequência de pulso (PFM, do inglês *Pulse Frequency Modulation*) e a modulação por densidade de pulsos (PDM, do inglês *Pulse Density Modulation*)

No PFM, como mostram Omori *et al.* (1985), Hirota *et al.* (1995), Saoudi *et al.*

(2010) e Dangui (2019), a potência P_{out} instantânea desse tipo de SAIE está diretamente relacionada com o tempo em que a chave eletrônica é mantida fechada (T_{on}), pois durante esse intervalo a corrente I_L continua aumentando. Entretanto, alterar T_{on} com a frequência dos pulsos (f) fixa pode resultar em um chaveamento fora da condição de ZVS, e vice-versa (vide figura 4-(a)). Em vista disso, na PFM são variados ambos T_{on} e f dos pulsos aplicados em V_G . Como mostra um exemplo no gráfico da figura 4-(b), à medida que P_{out} cresce, é necessário aumentar T_{on} e diminuir f .

Figura 4 – Relação entre P_{out} , T_{on} e f no PFM: (a) evidenciando a região de ZVS; (b) exemplo de curva de T_{on} e f em função de P_{out} .

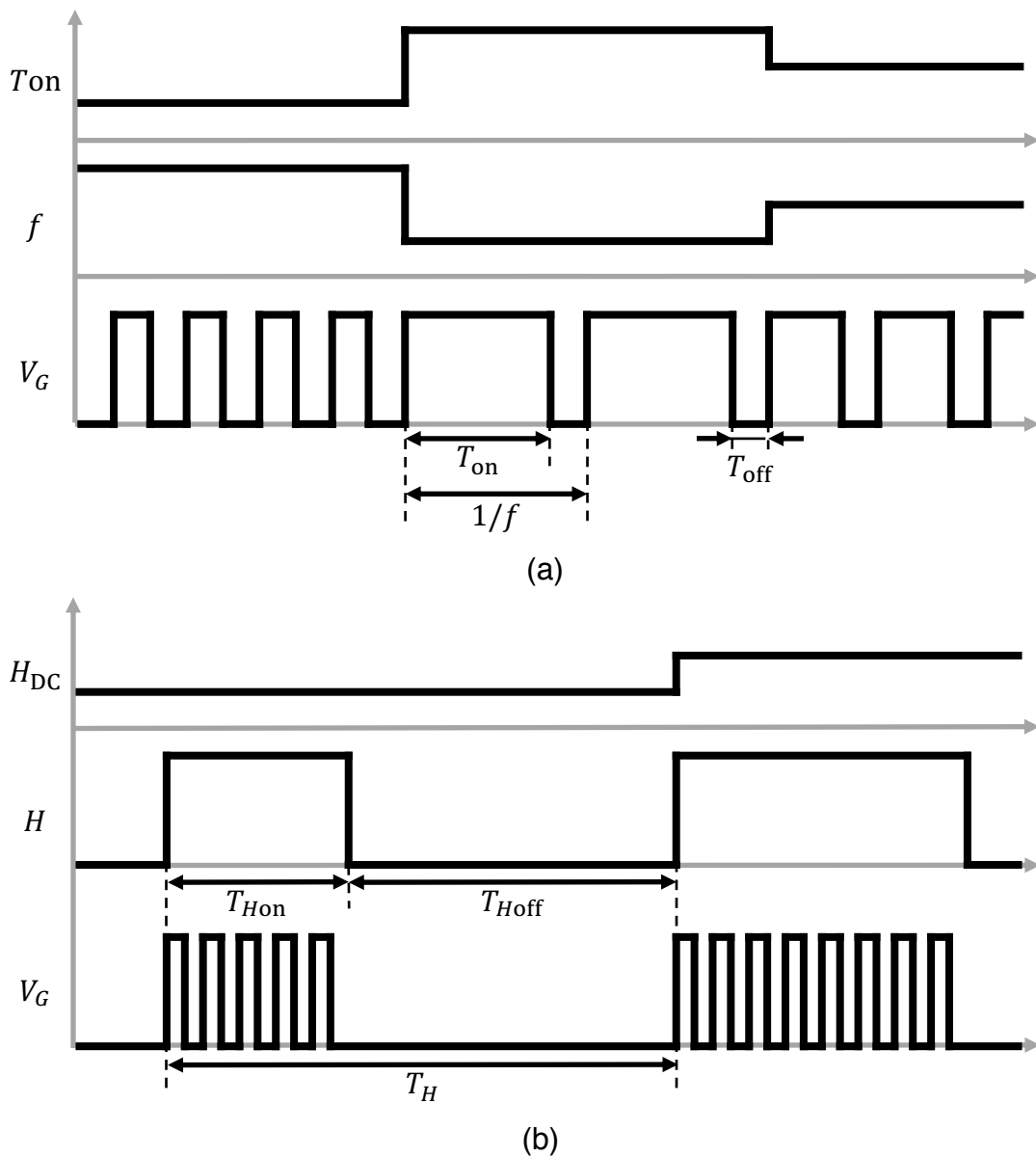


Fonte – adaptado de Saudi *et al.* (2010) e Hirota *et al.* (1995).

Na regulação por PDM são enviados pulsos de frequência e DC constantes para V_G sempre que um sinal binário H for verdadeiro. Usando um sinal PWM em

H , por meio de seu DC (H_{DC}) é possível manipular a densidade de pulsos aplicados em V_G e, conseqüentemente, a potência P_{out} média. Quanto maior H_{DC} , maior a densidade dos pulsos e maior é a potência média fornecida à peça de trabalho, como é feito por Ekkaravarodome, Charoenwiangnuea e Jirasereeamornkul (2013) e Dangu (2019). Contrariamente ao PFM, o PDM não sofre com o problema de chaveamento fora da condição de ZVS. A figura 5 ilustra a diferença entre os sinais aplicados em V_G por meio do PFM e do PDM. T_H é o período do sinal PWM usado para H , com $H_{DC} = T_{Hon}/T_H$.

Figura 5 – Pulsos aplicados em V_G de acordo com as variáveis manipuladas para regular P_{out} : (a) no PFM; (b) no PDM.



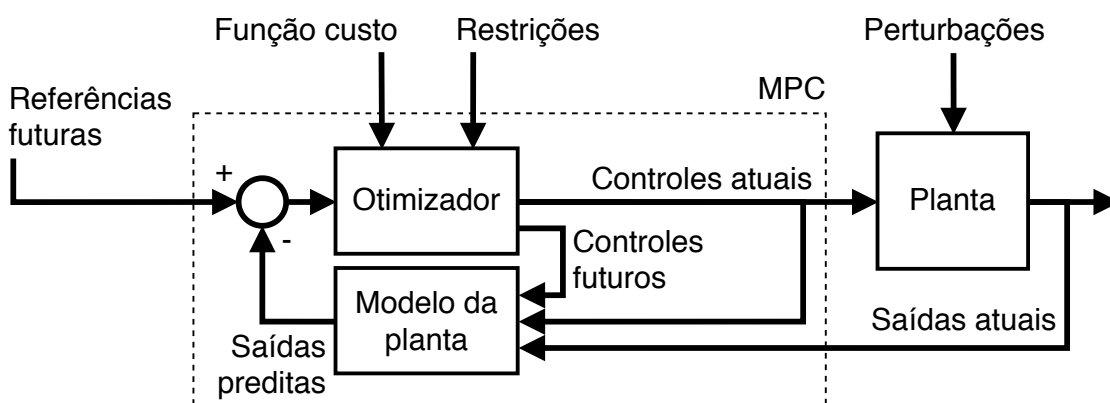
Fonte – autor.

2.2 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

O controle preditivo baseado em modelo, ou MPC, surgiu na indústria no final dos anos 70. Essa família de controladores se popularizou na indústria por conter conceitos intuitivos, aplicabilidade em sistemas dinâmicos (processos ou plantas) reais multivariáveis (MIMO, do inglês *Multi-Input Multi-Output*) e inclusão de restrições operacionais ao controle de forma explícita, apesar da falta de ferramentas teóricas que pudessem comprovar sua robustez e estabilidade na época. Em virtude disso, atualmente é a única técnica de controle mais avançada que o proporcional-integral-derivativo (PID) a ser amplamente implementada no controle de processos industriais (CAMACHO; BOURDONS, 2013). O termo MPC é empregado para se referir a diferentes tipos de controladores que utilizam um modelo explícito do sistema dinâmico sendo controlado e referências futuras, para calcular a ação de controle a ser aplicada. A principal distinção entre as arquiteturas de MPC são o tipo de modelo da planta e a função custo usadas em cada uma delas (MACIEJOWSKI, 2000; WANG, 2009; CAMACHO; BOURDONS, 2013).

O modelo do processo no MPC é usado para prever seu comportamento dinâmico futuro dentro de uma determinada janela de tempo. Como mostrado na figura 6, a predição das saídas do processo, em conjunto com as referências futuras são usadas por um otimizador para encontrar uma sequência de ações de controle que minimiza uma dada função custo. Existe também a possibilidade de se adicionar restrições operacionais do sistema de forma explícita a esse problema de otimização, porque ele é resolvido novamente a cada instante de amostragem.

Figura 6 – Arquitetura de um MPC.



Fonte – adaptado de Camacho e Bourdons (2013).

A função custo a ser minimizada pelo otimizador é uma escolha de projeto. Entretanto, uma função comumente usada em controladores MPC é (MACIEJOWSKI,

2000; WANG, 2009; CAMACHO; BOURDONS, 2013)

$$J(k) = \sum_{p=1}^P \sum_{i=N_1^p}^{N_2^p} \psi_p(i) [y_p(k+i|k) - w_p(k+i|k)]^2 + \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^{N_u^m} \lambda_m(j) [\Delta u_m(k+j-1|k)]^2, \quad (1)$$

onde:

- $y_p(k+i|k)$ é a predição, feita no instante k , da p -ésima saída para o instante $k+i$;
- $w_p(k+i|k)$ é a referência, conhecida no instante k , da p -ésima para o instante $k+i$;
- $\Delta u_m(k+j-1|k)$ é o esforço de controle associado à m -ésima variável manipulada para o instante $k+j-1$, calculado no instante k ;
- N_1^p e N_2^p são os instantes inicial e final do horizonte de predição para a p -ésima saída, respectivamente;
- N_u^m é o tamanho do horizonte de controle para a m -ésima entrada;
- $\psi_p(i)$ é o peso dado ao erro de seguimento da p -ésima referência para o instante $k+i$;
- $\lambda_m(j)$ é o peso dado ao esforço de controle da m -ésima variável manipulada para o instante $k+j-1$;
- P e M são, respectivamente, o número de saídas e o número de entradas do sistema dinâmico.

Quando somente as referências para o instante atual ($w_p(k)$) são conhecidas, normalmente usa-se $w_p(k+i|k) = w_p(k)$ em todo o horizonte de predição.

Os parâmetros N_1^p e N_2^p tipicamente são definidos como

$$\begin{cases} N_1^p = 1 + d_p \\ N_2^p = N^p + N_1^p - 1 \end{cases}, \quad (2)$$

sendo: N^p o tamanho do horizonte de predição para a p -ésima saída; d_p o menor atraso das entradas para a p -ésima saída. A escolha de N^p , N_u^m , $\psi_p(i)$ e $\lambda_m(j)$ influencia a dinâmica de malha fechada. É comum usar pesos constantes ao longo dos horizontes, denominados neste caso ψ_p e λ_m . Em uma planta monovariável (SISO, do inglês *Single-Input Single-Output*), quanto menor for λ/ψ , mais o controlador prioriza o seguimento de referência, tornando o controle mais agressivo e acelerando a resposta do sistema. Em contrapartida, aumentando λ/ψ dá-se prioridade à minimização do esforço de controle, o que resulta em um controle mais conservador e em uma

resposta do sistema mais lenta, tipicamente associada com maior robustez a erros de modelagem (CAMACHO; BOURDONS, 2013).

Em algumas arquiteturas de MPC, a predição da trajetória futura das saídas é feita na forma

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}_1(k) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{y}}_P(k) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11}(k) & \dots & \mathbf{G}_{1M}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_{P1}(k) & \dots & \mathbf{G}_{PM}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}(k)} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \hat{\mathbf{u}}_1(k) \\ \vdots \\ \Delta \hat{\mathbf{u}}_M(k) \end{bmatrix}}_{\Delta \hat{\mathbf{u}}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{f}_1(k) \\ \vdots \\ \mathbf{f}_P(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}(k)}, \quad (3)$$

resposta forçada resposta livre

com

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_p(k) &= [y_p(k + N_1^p | k) \dots y_p(k + N_2^p | k)]^\top \\ \Delta \hat{\mathbf{u}}_m(k) &= [\Delta u_m(k | k) \dots \Delta u_m(k + N_u^m - 1 | k)]^\top, \end{aligned} \quad (4)$$

onde $\hat{\mathbf{y}}_p(k)$ é o vetor de predição da trajetória futura da p -ésima saída e $\Delta \hat{\mathbf{u}}_m(k)$ é o vetor da trajetória futura do esforço de controle da m -ésima variável manipulada (CAMACHO; BOURDONS, 2013). A resposta livre corresponde à dinâmica futura das saídas quando a variação de todas as variáveis manipuladas são nulas, ou seja, mantendo o último conjunto de ações de controle aplicado. A resposta livre da p -ésima saída é representada pelo vetor $\mathbf{f}_p(k)$. Já a resposta forçada é a parcela da dinâmica futura das saídas causada pelas mudanças futuras nas variáveis manipuladas, onde $\mathbf{G}_{pm}(k)$ é a matriz de dinâmica da p -ésima saída da planta composta pelos coeficientes da resposta a um degrau unitário na m -ésima variável manipulada. Quando a planta é linear invariante no tempo (LTI, do inglês *Linear Time Invariant*), a matriz de dinâmica é a mesma para todo k , ou seja, $\mathbf{G}(k) = \mathbf{G}$.

Ao reescrever (1) na forma vetorial (4) e substituir $\hat{\mathbf{y}}(k)$ por (3), $\Delta \hat{\mathbf{u}}(k)$ se torna a única incógnita de $J(k)$. Em um MPC usando um modelo LTI e pesos ψ_p e λ_m constantes ao longo dos horizontes

$$\begin{aligned} J(k) &= \frac{1}{2} \Delta \hat{\mathbf{u}}^\top(k) \mathbf{H} \Delta \hat{\mathbf{u}}(k) + \mathbf{b}^\top(k) \Delta \hat{\mathbf{u}}(k) + f_0(k) \\ \mathbf{H} &= 2(\mathbf{G}^\top \Psi \mathbf{G} + \Lambda) \\ \mathbf{b}(k) &= 2\mathbf{G}^\top \Psi^\top (\mathbf{f}(k) - \mathbf{w}(k)) \\ f_0(k) &= (\mathbf{f}(k) - \mathbf{w}(k))^\top \Psi (\mathbf{f}(k) - \mathbf{w}(k)) \end{aligned}, \quad (5)$$

sendo $\mathbf{w}(k)$ o vetor da trajetória futura de todas as referências da planta. As matrizes

$$\begin{aligned} \Psi &= \begin{bmatrix} \psi_1 \mathbf{I}_{N^1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \psi_P \mathbf{I}_{N^P} \end{bmatrix} \\ \Lambda &= \begin{bmatrix} \lambda_1 \mathbf{I}_{N_u^1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \lambda_M \mathbf{I}_{N_u^M} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

contêm os pesos dos erros de seguimento das referências e dos esforços de controle, respectivamente. $\mathbf{I}_n \in \mathbb{R}^{n \times n}$ são matrizes identidade de diferentes dimensões e $\mathbf{0}$ são matrizes nulas de dimensões apropriadas.

Desse modo, $\Delta \hat{\mathbf{u}}(k)$ pode ser obtido resolvendo o problema de otimização quadrático

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \hat{\mathbf{u}}(k)} \quad & \frac{1}{2} \Delta \hat{\mathbf{u}}^\top(k) \mathbf{H} \Delta \hat{\mathbf{u}}(k) + \mathbf{b}^\top(k) \Delta \hat{\mathbf{u}}(k) \\ \text{sujeito a:} \quad & \mathbf{M}(k) \Delta \hat{\mathbf{u}}(k) < \mathbf{m}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

sendo $\mathbf{M}(k)$ e $\mathbf{m}(k)$ a matriz e o vetor das restrições. Alguns exemplos de restrições comumente adicionadas são os limites máximos e mínimos das entradas e saídas do sistema dinâmico. Em casos nos quais não são adicionadas restrições no problema (7), pode-se obter a solução de forma analítica com $\Delta \hat{\mathbf{u}}(k) = -\mathbf{H}^{-1} \mathbf{b}(k)$ (CAMACHO; BOURDONS, 2013). Do contrário, o otimizador do MPC utiliza um algoritmo de programação quadrática para minimizar a função custo.

Apesar de a solução desse problema de otimização conter as variações para as entradas ao longo de todo o horizonte de controle, somente as ações de controle atuais $u_m(k) = \Delta u_m(k|k) + u_m(k-1)$ são aplicados no sistema. A cada período de amostragem, a função custo, restrições e informações da planta são atualizadas e uma nova solução para (7) é encontrada. Essa estratégia é denominada horizonte deslizante.

As primeiras arquiteturas de MPC que surgiram foram o controle algorítmico baseado em modelo (MAC, do inglês *Model Algorithmic Control*) e o controle por matriz dinâmica (DMC, do inglês *Dynamic Matrix Control*), que utilizam como modelo do sistema dinâmico os coeficientes da resposta ao impulso e ao degrau, respectivamente. Apesar de esses dois tipos de modelos possuírem muito mais parâmetros que outras modelagens lineares, eles são muito mais intuitivos. Outra desvantagem desses MPCs é sua inviabilidade no controle de plantas instáveis ou integradoras (WANG, 2009; CAMACHO; BOURDONS, 2013).

Mais tarde, surgiram arquiteturas de MPC que empregam função de transferência na modelagem da planta, com o: controle adaptativo de horizonte estendido (EHAC, do inglês *Extended Horizon Adaptive Control*); controle auto-adaptativo de predição estendida (EPSAC, do inglês *Extended Prediction Self-Adaptive Control*); e controle preditivo generalizado (GPC, do inglês *Generalized Predictive Control*). Esses tipos de MPC encontram uso tanto na indústria quanto na academia, porque apesar de a modelagem ser mais sofisticada que no caso do DMC e MAC, ainda incorpora conceitos bastante compreendidos na indústria, como atraso de transporte, ganho estático e constante de tempo. Outra vantagem é que não se limitam ao controle de plantas estáveis (WANG, 2009; CAMACHO; BOURDONS, 2013).

A última categoria de MPCs com modelos lineares são os que empregam um modelo no espaço de estados para a predição das saídas futuras, como é o caso

do controle funcional preditivo (PFC, do inglês *Predictive Functional Control*). Uma vantagem desses MPCs é que conseguem ser facilmente adaptados para o caso MIMO. Todavia, eles são mais comuns na academia, em razão da modelagem no espaço de estados ser mais complexa e menos intuitiva que nos outros três tipos de modelo citados (função de transferência e coeficientes da resposta ao impulso ou ao degrau), e às vezes requerer o uso de um observador. Apesar disso, nos últimos anos vem-se aumentando o uso de MPCs com modelos no espaço de estados (WANG, 2009; CAMACHO; BOURDONS, 2013).

Neste trabalho foi usado uma arquitetura de MPC com modelo do processo no espaço de estados com ação integradora para a realização do seguimento de referência e rejeição de perturbação. A subseção 2.2.1 mostra a formulação da arquitetura de MPC escolhida, a partir de um modelo genérico.

2.2.1 Formulação para Espaço de Estados com Ação Integral

Considere que a dinâmica do processo a ser controlado é modelada no tempo discreto por um sistema de equações a diferença LTI de primeira ordem

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned}, \quad (8)$$

onde:

- $\mathbf{x}(k) \in \mathbb{R}^R$ é o vetor de estados no instante k ;
- $\mathbf{u}(k) \in \mathbb{R}^M$ é o vetor de entradas no instante k ;
- $\mathbf{y}(k) \in \mathbb{R}^P$ é o vetor de saídas no instante k ;
- $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{R \times R}$ é a matriz de estado;
- $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{R \times M}$ é a matriz de entrada;
- $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{P \times R}$ é a matriz de saída;
- R , M e P são o número de estados, de entradas e de saídas do modelo, respectivamente.

O sistema de equações (8) é a representação do processo no espaço de estados por meio de um modelo de R -ésima ordem. Diferente da representação por função de transferência, na qual a dinâmica das saídas com entrada nula dependem de um histórico das entradas e saídas do processo, no espaço de estados a trajetória futura é inteiramente determinada pelo vetor de estado atual da planta (FRIEDLAND, 2005; FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013).

Há mais de uma forma de se garantir erro nulo no regime permanente em um MPC com modelo em espaço de estados (MPC-SM, do inglês MPC *with State-space Model*). Quando todos os estados estão sendo monitorados, isso pode ser realizado corrigindo a resposta livre com o erro dos estados e saídas previstas no instante $k - 1$ para o instante k . Pode-se também utilizar um observador para estimar perturbações em cada estado e cada saída. Ao contrário da primeira opção, essa pode ser usada mesmo quando nem todos os estados estão disponíveis. Uma outra alternativa é o uso de um modelo com estados estendidos, que automaticamente adiciona ação integral ao MPC-SM, dispensando o uso de estimadores de perturbação. Os artigos de González, Adam e Marchetti (2008) e Tatjewski (2011) apontam algumas das maneiras de implementar cada um desses métodos.

Nesta dissertação é explorada a última das três alternativas citadas. Ela usa no MPC-SM o que é conhecido na literatura como modelo na forma velocidade completa (em inglês *complete velocity form*) ou forma velocidade estendida (em inglês *extended velocity form*). O modelo na forma velocidade completa é obtido manipulando (8) para a seguinte representação na forma incremental com estado estendido

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \zeta(k+1) \\ \Delta \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{y}(k+1) \end{bmatrix}}_{\zeta(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} \\ \mathbf{CA} & \mathbf{I} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{A}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \zeta(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{y}(k) \end{bmatrix}}_{\zeta(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{B}} \\ \mathbf{CB} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{B}}} \Delta \mathbf{u}(k), \\ \mathbf{y}(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{C}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \zeta(k) \\ \Delta \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{y}(k) \end{bmatrix}}_{\zeta(k)}, \end{aligned} \quad (9)$$

sendo:

- $\zeta \in \mathbb{R}^{(R+P)}$ o novo vetor de estados estendido;
- $\Delta \mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}(k - 1)$ a variação em \mathbf{x} de $k - 1$ para k ;
- $\Delta \mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k - 1)$ a variação em \mathbf{u} de $k - 1$ para k ;
- $\tilde{\mathbf{A}}$, $\tilde{\mathbf{B}}$ e $\tilde{\mathbf{C}}$ as novas matrizes do sistema estendido, de dimensões apropriadas.

Essa modificação equivale a adicionar P integradores ao sistema original (PRETT; GARCÍA, 1988; GONZÁLEZ; ADAM; MARCHETTI, 2008; WANG, 2009; TATJEWSKI, 2011; PANNOCCHIA, 2015).

Escolhendo um mesmo horizonte de predição N para todas as saídas e um mesmo horizonte de controle N_u para todas as entradas, a predição da trajetória futura

das saídas do processo pode ser efetuada com o modelo no espaço de estados como

$$\begin{aligned}
 \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}(k+1|k) \\ \mathbf{y}(k+2|k) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(k+N|k) \end{bmatrix}}^{\bar{\mathbf{y}}(k)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}} \\ \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}}^2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}}^N \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{f}}(k) = \text{resposta livre}} \boldsymbol{\zeta}(k) \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{B}} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{B}} & \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{B}} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}}^{N-1}\tilde{\mathbf{B}} & \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}}^{N-2}\tilde{\mathbf{B}} & \dots & \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{A}}^{N-N_u}\tilde{\mathbf{B}} \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{G}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}(k|k) \\ \Delta \mathbf{u}(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}(k+N_u-1|k) \end{bmatrix}}_{\Delta \bar{\mathbf{u}}(k)}, \quad (10) \\
 &\hspace{10em} \text{resposta forçada}
 \end{aligned}$$

onde $\mathbf{y}(k+i|k)$ e $\Delta \mathbf{u}(k+i|k)$ são as predições para o instante $k+i$ feitas no instante k do vetor de saída no espaço de estados e da variação do vetor de entrada no espaço de estados, respectivamente. Essa equação para predição da trajetória futura das saídas é similar àquela em (3). Os vetores $\hat{\mathbf{y}}(k)$ e $\bar{\mathbf{y}}(k)$ possuem os mesmos elementos, mas em posições diferentes, assim como $\Delta \hat{\mathbf{u}}(k)$ e $\Delta \bar{\mathbf{u}}(k)$.

Neste trabalho optou-se por reordenar as linhas de $\bar{\mathbf{G}}$, \mathbf{F} , $\bar{\mathbf{y}}(k)$ e $\Delta \bar{\mathbf{u}}(k)$, e as colunas de $\bar{\mathbf{G}}$, fazendo a equação (10) ficar na mesma forma que (3). Caso contrário, é necessário montar as matrizes Ψ e Λ de forma diferente da apresentada em (6), para que cada peso fique associado ao seu devido elemento.

Essa arquitetura de MPC foi proposta por Prett e García (1988), mas não possui um nome como no caso do DMC e GPC, por exemplo. Por conta disso, neste trabalho será adotado o nome MPC na forma velocidade completa (CVMPC, do inglês *Complete Velocity form MPC*). Em situações nas quais nem todos os estados podem ser diretamente medidos, também é necessário o uso de um observador de estados no CVMPC. Esse problema é tratado na seção 2.2.2.

Por fim, vale a pena mencionar que existe outra representação de estado estendido comumente encontrada na literatura de MPC-SM, dada por

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}(k) \\
 \mathbf{y}(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}, \quad (11)
 \end{aligned}$$

chamada de forma velocidade (em inglês, *velocity form*). Todavia, existe uma falsa ideia de que ela também garante erro nulo em regime permanente para referências

e perturbações do tipo degrau, como no caso do CVMPC (que usa a forma velocidade completa), simplesmente por também conter o esforço de controle no modelo da predição e na função custo do MPC. Porém, existem alternativas capazes de garantir erro nulo nessa situação com o modelo na forma velocidade (GONZÁLEZ; ADAM; MARCHETTI, 2008).

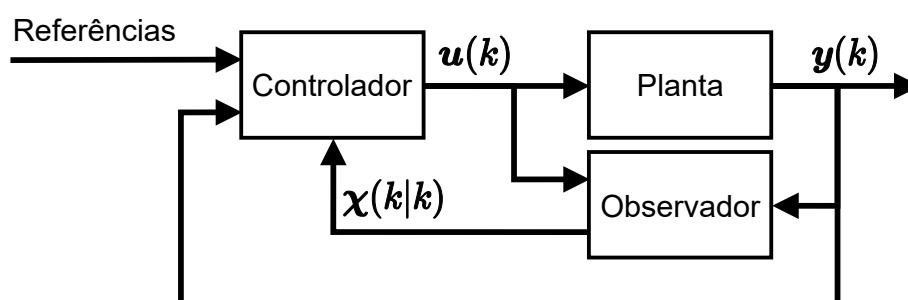
2.2.2 Controle Preditivo com Estimação de Estados

Na prática é comum que nem todos os estados (x) da planta sejam mensuráveis, por inacessibilidade ou por não representarem uma grandeza real. Nesses casos é necessário estimar o vetor de estados, por meio do que se chama de observador (ou estimador). Em um observador no domínio do tempo discreto, se a dinâmica do processo for modelada por (8), o vetor de estados no instante atual é estimado como

$$\begin{aligned}\chi(k|k-1) &= \mathbf{A}\chi(k-1|k-1) + \mathbf{B}u(k-1) \\ \chi(k|k) &= \chi(k|k-1) + \mathbf{K}(y(k) - \mathbf{C}_e\chi(k|k-1))\end{aligned}\quad (12)$$

onde $\chi(k|k-1)$ e $\chi(k|k)$ são o vetor de estados estimado para o instante k sem correção e com correção, respectivamente. Os estados atuais são estimados usando o modelo da planta, o vetor de entradas (u) mais recente e o último vetor de estados estimados com correção. Em seguida, esse novo vetor estimado é corrigido usando y medido no instante atual. A figura 7 mostra um diagrama de como fica a estrutura do processo em malha fechada com a inclusão do observador.

Figura 7 – Operação em malha fechada com observador.



Fonte – autor.

A matriz de ganhos do observador (\mathbf{K}) tem a função de garantir a convergência dos estados estimados para os estados reais. Os elementos dessa matriz são definidos a partir do quão rápido se deseja que os estados estimados converjam para os estados reais. Isso é feito com a alocação dos autovalores de $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}_e$ dentro do círculo unitário do plano real-imaginário em sistemas discretos. Para que todos os autovalores do estimador possam ser alocados arbitrariamente, é necessário que o

sistema seja observável, ou seja, a matriz de observabilidade de (8) deve ter posto completo. O observador da equação (12) é denominado de ordem completa, pois estima todos os estados do modelo, inclusive aqueles já conhecidos. No entanto, existe também o observador de ordem reduzida, no qual somente os estados não medidos são estimados (WANG, 2009; FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013).

Um tipo especial de observador é o filtro de Kalman. Sua estrutura é a mesma do observador apresentado na equação (12) e na figura 7, mas o valor de K é definido de forma a minimizar a variância do erro de estimação, a partir da matriz de covariância do ruído de processo (Q) e da matriz de covariância do ruído de medição (R). Existe mais de um tipo de filtro Kalman, mas neste trabalho é usado um filtro de Kalman estático, que considera as matrizes Q e R (e conseqüentemente K) invariantes no tempo.

O ruído de medição representa o ruído dos sensores usados para monitorar as saídas do processo. Normalmente esse ruído é conhecido ou se consegue ter uma estimativa aproximada de R usando dados do sistema no regime permanente. Já o ruído de processo é usado para representar (através de um termo estocástico) dinâmicas e perturbações não modeladas do sistema. Como tipicamente não se tem conhecimento *a priori* sobre o ruído de processo, a matriz Q geralmente é desconhecida. Por conta disso, muitas vezes a sintonia de Q é feita experimentalmente por tentativa e erro. Nesses casos a matriz R é fixada, enquanto Q é ajustado mantendo um compromisso entre rastreamento e atenuação do ruído dos sensores (SCHON *et al.*, 2003; BIANCHI; FORMENTIN; PIRODDI, 2020).

No contexto do CVMPC, normalmente se utiliza o observador para estimar diretamente ζ , o vetor de estados estendido de (9) (PRETT; GARCÍA, 1988; GONZÁLEZ; ADAM; MARCHETTI, 2008; WANG, 2009; PANNOCCHIA, 2015). Todavia, Tatjewski (2011) propõe uma abordagem mais natural, usando o observador para estimar somente x em (8) e mostrando que não há muita diferença entre essas duas alternativas. O vetor $\zeta(k)$ é então obtido por meio de $y(k)$ medido e $\chi(k|k) - \chi(k-1|k-1)$. Uma vantagem dessa última abordagem é a possibilidade de usar um observador de ordem reduzida. Neste trabalho foi utilizado um filtro de Kalman para estimar somente x .

2.3 REVISÃO DA LITERATURA

Esta seção do capítulo é dedicada a uma revisão da literatura. Ela foi dividida em duas partes, com a primeira trazendo um histórico dos artigos encontrados a respeito do controle de temperatura usando um SAIE como atuador, na seção 2.3.1. Essa parte da revisão foi realizada com o foco em técnicas de controle com realimentação. A segunda parte da revisão da literatura, apresentada na seção 2.3.2, possui como foco o estudo de caso explorado nesta dissertação: o aquecimento de compressores de refrigeração para a execução de determinados ensaios em laboratório.

2.3.1 Controle de Temperatura usando Aquecimento por Indução

Apesar de o emprego de SAIEs no controle de temperatura não ser um tópico recente, uma parte das aplicações na indústria opera em malha aberta. Nesses casos, para atingir a trajetória ou perfil de temperatura desejado, a dinâmica térmica da peça de trabalho é comumente modelada pelo método de elementos finitos, com um grande número de estados (GOODWIN *et al.*, 2013). O modelo é então usado em um otimizador para definir: a trajetória da variável manipulada (ZHE; SANQIANG, 2013); número e tamanho das bobinas (BYUN *et al.*, 1998); ou a posição relativa das bobinas com a peça de trabalho (KWAK; HAHN, 2000). A desvantagem é que pequenos erros de modelagem podem resultar em uma expressiva diferença entre a temperatura real e a esperada (GOODWIN *et al.*, 2013).

Ao passo que existem artigos específicos de revisão a respeito das aplicações, componentes utilizados, topologias e técnicas para regulação da potência de saída de SAIEs (LUCIA *et al.*, 2014; KUMAR *et al.*, 2017), não foi achado um trabalho de revisão da literatura voltado para o controle de temperatura em malha fechada com esse tipo de atuador. Isso posto, nesta seção do documento é feito um relato cronológico dos principais artigos encontrados e relacionados a esse tema. Os artigos que usam MPC para o cálculo da ação de controle foram reunidos no final desta subseção.

O artigo mais antigo que foi descoberto nesse tópico é o de Uchihori *et al.* (1995). Os autores utilizam uma bobina ao redor da tubulação para esquentar o fluido que passa por dentro. Como a tubulação é de material não metálico, um elemento metálico é instalado em seu interior. Dessa forma, o aquecimento por indução eleva a temperatura do elemento metálico, que por sua vez troca calor com o fluido que passa através dele. O artigo afirma que o controle é executado por um PID com *auto-tuning* e contém alguns dados experimentais do sistema em regime permanente, mas não inclui detalhes sobre a dinâmica da temperatura controlada ou da variável manipulada.

O trabalho de Miller e Ramani (1997) é o primeiro encontrado que revela a dinâmica da temperatura da peça de trabalho, mas também não contém os parâmetros do controlador e o gráfico do sinal de controle. O foco é o controle de temperatura de um molde, usado em um processo de modelagem de polímero por compressão. O molde em questão foi especificamente desenvolvido para uso em aquecimento por indução. O modelo térmico da peça de trabalho é desenvolvido pelo método de elementos finitos, e o controle da temperatura em um ponto da sua superfície é realizado com um PID. Os autores apresentam uma comparação dos resultados experimentais e simulados constatando que, comparado com o método convencional, houve uma redução de 12 min no tempo de aquecimento.

Tanto Pal e Venkataraman (2002) (trabalho descrito brevemente no capítulo 1) quanto Chang e Tsai (2008) usam em ensaios experimentais controles do tipo liga-desliga para manter a temperatura controlada próxima da referência. O segundo artigo

usa o controle de temperatura em um sistema para síntese de nanopartículas. Além do controle liga-desliga, Chang e Tsai (2008) aplicam correntes de alta frequência com amplitudes diferentes, dependendo da temperatura de referência. Pal e Venkataraman (2002) apresentam a variação da potência consumida pelo SAIE para diferentes frequências de corrente na bobina e relatam um erro baixo no seguimento de referência, apesar da simplicidade da lei de controle.

Os primeiros trabalhos cujo foco principal é o controle da dinâmica de uma temperatura, nos quais são apresentados detalhadamente os modelos do processo, o projeto dos controladores e os gráficos da variável controlada e manipulada, são os de Paesa *et al.* (2009, 2010, 2011). Nesses três artigos, os autores usam diferentes métodos para controlar a temperatura de utensílios domésticos, para o preparo de alimentos em *cooktops* de indução. Todos os três artigos contêm resultados experimentais.

Paesa *et al.* (2009) usam um PI com realimentação de estados e um observador adaptativo para que a temperatura de uma frigideira (peça de trabalho) siga a referência. A temperatura da peça de trabalho é estimada usando um termistor localizado abaixo da mesa vitrocerâmica em conjunto com um observador de estados. Um observador adaptativo foi incluído para que o sistema tivesse um melhor desempenho em malha fechada ao esquentar diferentes tipos de frigideiras, que possuem propriedades térmicas distintas.

Já nos trabalhos de Paesa *et al.* (2010, 2011) a temperatura controlada é a da água dentro de uma panela, a qual deve ser mantida dentro de um intervalo. No primeiro artigo, isso é feito indiretamente, porque somente a temperatura da panela é usada pelo controlador, desenvolvido com teoria de realimentação quantitativa (QFT, do inglês *Quantitative Feedback Theory*). A temperatura da água é monitorada somente para fins de análise, porque sua medição é inviável em aplicações práticas. No segundo artigo os autores usam o mesmo tipo de controlador, mas adicionam um observador adaptativo para estimar a temperatura da água dentro da panela. Isso permitiu ao controlador diminuir o tempo de subida da resposta, sem causar sobressinal.

Alguns anos depois, outros dois artigos foram publicados voltados à mesma aplicação de Paesa *et al.* (2009, 2010, 2011). Prist *et al.* (2018) usam um PID para controlar a temperatura da água na panela, mas usando um termopar para medi-la. Cabeza-Gil *et al.* (2020) fecham a malha de controle da temperatura na base de uma frigideira usando um PI, mostrando também a rejeição de perturbação na variável controlada, causada pela deposição de alimento no utensílio.

O trabalho de Nugroho *et al.* (2016) é o primeiro artigo com resultados reais que usa um SAIE com a mesma topologia do SAIE deste projeto, ilustrada na figura 3. A aplicação prática apresentada no artigo é o controle de temperatura para a soldar dois tubos de ferro por brasagem. Os autores do artigo apresentam detalhes a respeito dos componentes usados no circuito do SAIE, da modelagem dinâmica da temperatura a

ser controlada, da sintonia do PID usado para manipular a frequência de chaveamento do inversor, além dos gráficos da trajetória da variável controlada e manipulada.

Os trabalhos achados mais recentes utilizam PID para o seguimento de uma temperatura de referência em aplicações distintas: tratamento térmico de tarugos de titânio (SMOLYANOV; KOTLAN; DOLEŽEL, 2020); desenvolvimento de um SAIE de baixa potência, sem aplicação específica (WAINDOK; ŽUŽALEK, 2020); e aquecimento de uma extrusora que usa filamento de alumínio em manufatura aditiva (SHARMA *et al.*, 2021).

Além desses, há outros trabalhos nesse tema que empregam: controladores difusos (CHENG, 2010; DONG *et al.*, 2017; WANG; TAI, 2017); proporcional (DANGUI, 2019); PI (MEZIANE *et al.*, 2016); PID (BELLMANN *et al.*, 2013); diferentes tipos de PIDs difusos (MUHAMMAD *et al.*, 2015; CHEN; YU, 2017); entre outros. Existem outros artigos em que o controle de temperatura com SAIE serve de motivação, mas apresentam a dinâmica de malha fechada somente com a planta simulada (WANG; CAO, 2008; HOU; WANG, 2012; TENG; ZHANG, 2014; LÖBBE *et al.*, 2015; ALMUTAIRI; ZRIBI, 2016; PRIST *et al.*, 2017; WANG *et al.*, 2020).

Todavia, foram localizados apenas três trabalhos que controlam a temperatura com algum MPC, usando um SAIE. No trabalho de Muhammad *et al.* (2012), a variável controlada é a temperatura do vapor em uma coluna de destilação. A potência de saída do SAIE é a única restrição da planta mencionada, mas os autores não informam se ela foi incluída no MPC. Goodwin *et al.* (2013) trata do problema do controle de temperatura em um forno de indução, onde uma haste de ferro passa por dentro uma série de bobinas (cada uma com sua própria tensão, corrente e frequência). O sistema contém uma série de restrições operacionais como: limites nas tensões, correntes e frequências de alimentação das bobinas; limite máximo e mínimo das temperaturas na saída do forno; restrições nos gradientes de temperatura ao longo da peça de trabalho e ao longo do tempo. Controle preditivo é proposto como uma forma de minimizar a energia consumida pelo processo, mas respeitando as restrições mencionadas. Por fim, Prist *et al.* (2017) utilizam um SAIE para pré-aquecimento de moldes na produção de peças plásticas por injeção, efetuado durante o transporte desses moldes do local de carga para o local de descarga. Novamente, restrições do processo não foram incluídas no MPC. Além disso, esses três artigos apresentam a dinâmica de malha fechada apenas com uma planta simulada sem ruído.

2.3.2 Aquecimento de Compressores de Refrigeração

Empresas fabricantes de compressores de refrigeração precisam avaliar determinados indicadores de seus produtos, dentre eles a capacidade de refrigeração e o consumo elétrico, por questões como controle de qualidade, respeito a legislações e comparação com produtos de empresas competidoras. A medição desses indicadores

exige ensaios denominados ensaio de avaliação de desempenho ou de desempenho energético, os quais devem no mínimo obedecer certas normas internacionais, como a EN 13771-1 (CEN, 2016) e a ANSI/ASHRAE 23 (ASHRAE, 2005), para que o compressor seja caracterizado corretamente. Um dos critérios estabelecidos por essas normas é que o compressor deve ser avaliado somente quando determinadas variáveis dele estão em regime permanente (dentro de uma tolerância específica), como a pressão e temperatura do fluido refrigerante na sucção, pressão na descarga e temperatura em alguns pontos do compressor.

Por conta disso, esses ensaios são realizados em bancadas de avaliação de desempenho próprias para tal finalidade e projetadas para garantir que as normas sejam seguidas. O ensaio é dividido em duas etapas: a etapa de assentamento das variáveis; seguida da etapa de avaliação do compressor. Na primeira etapa é aguardado que as variáveis mencionadas anteriormente fiquem dentro de suas respectivas tolerâncias. A segunda etapa é onde os indicadores do compressor são coletados e tem duração mínima de uma hora, mas só inicia após o término da primeira etapa (SCUSSEL, 2006; DANGUI, 2019).

Devido a importância dos ensaios de avaliação de desempenho, diferentes trabalhos já apresentaram formas de diminuir sua duração, permitindo um aumento na quantidade de compressores avaliados por dia. Uma linha de pesquisa propõe métodos alternativos capazes de prever os indicadores do compressor durante o regime transitório (PENZ *et al.*, 2012; XU *et al.*, 2019; CORAL; FLESCHE; FLESCHE, 2019). Como essas soluções não substituem os ensaios normatizados, outra linha de pesquisa envolve a redução do tempo para acomodação daquelas variáveis de interesse. O perfil de temperatura do compressor é a mais demorada delas, podendo levar três horas para assentar naturalmente. Como isso representa 75% do tempo de ensaio só para a etapa de assentamento das variáveis, alguns trabalhos surgiram para auxiliar na redução desse transitório em específico (SCUSSEL, 2006; SILVEIRA, 2010; LIMA, 2010; HARDT, 2016; DANGUI, 2019).

É possível acelerar o transitório do perfil de temperatura do compressor aquecendo-o ativamente e controlando sua temperatura. Porém, como alguns elementos em seu interior são sensíveis a altas temperaturas, isso complica a tarefa de aquecimento do compressor. Dentre eles estão: o óleo lubrificante; os enrolamentos do motor elétrico; e peças plásticas. A temperatura máxima permitida varia para cada um deles, de fabricante para fabricante e de acordo com sua composição química, mas costuma ser a partir de 120 °C. Acima dessa temperatura de segurança, o óleo, o verniz isolante do enrolamento e as peças plásticas começam a degradar, o que pode descaracterizar o compressor ou até mesmo inutilizá-lo (SCUSSEL, 2006; SILVEIRA, 2010; DANGUI, 2019).

Neste trabalho será estabelecido como temperatura de equilíbrio natural (TEN,

ou θ) o valor da temperatura ou o perfil de temperatura do compressor quando todas as suas variáveis estão em regime permanente, sem forçar o seu aquecimento. Por sua vez, entende-se como aquecimento forçado do compressor quando são empregadas técnicas cujo objetivo é diminuir o transitório de suas temperaturas, mas que não podem ser utilizadas durante os ensaios normatizados. O aquecimento forçado pode envolver o uso direto de algum aquecedor, ou o aumento de perdas elétricas ou mecânicas do compressor para geração de calor. Algumas dessas técnicas serão apresentadas ao longo desta seção. Dessa forma, define-se como aquecimento natural o aumento e acomodação das temperaturas do compressor sem o uso de aquecimento forçado.

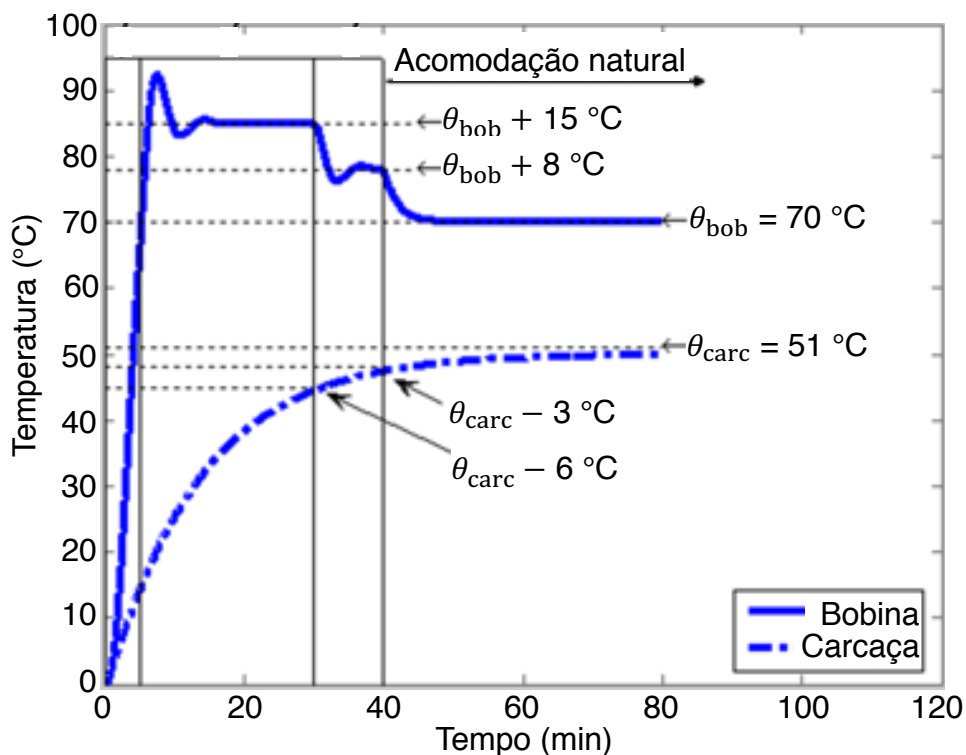
O trabalho mais antigo na área de aquecimento de compressores em bancada de ensaios que foi encontrado na literatura é o de Scussel (2006). Nele, o autor propõe algumas estratégias para forçar o aquecimento do compressor e fazer sua temperatura chegar mais rapidamente ao regime permanente. A mais eficiente delas é a alimentação do motor do compressor com uma tensão CA de 120 V eficaz somada a uma tensão CC de 15 V, junto com um aumento da pressão (ou sobrepressão) na descarga e a redução da convecção forçada sobre o compressor. A sobrepressão na descarga aumenta a temperatura no interior do cilindro do compressor, o que auxilia no aquecimento forçado. A inclusão da tensão CC de 15 V na alimentação aumenta as perdas do motor elétrico por efeito Joule, o que gera mais calor nas bobinas do estator, distribuído no interior do compressor quando ele está ligado por meio do óleo que é bombeado pelo eixo. Já a redução da convecção forçada sobre o corpo (carcaça) do compressor diminui a dissipação de calor para o ambiente.

O controle de temperatura foi implementado na forma liga-desliga, com a temperatura da bobina limitada em 120 °C. A tensão CC e a sobrepressão foram desligadas depois de 47 min, quando a lateral do corpo do compressor estava 2 °C abaixo da TEN. As temperaturas foram monitoradas utilizando termopares. No total levou-se 73 min para a temperatura controlada ficar dentro de 1 °C da TEN, que somente com o aquecimento natural demorava 103 min.

Em seguida, Silveira (2010) desenvolveu um trabalho a respeito do aquecimento forçado de diversos modelos de compressores, usando somente injeção CC. Para isso, foi utilizado um controlador proporcional-integral (PI) no controle da temperatura da bobina, em cascata com um controle manual para a temperatura do corpo (mais lenta que a da bobina). Ambas as temperaturas foram medidas com termopares. Conforme indicado na figura 8, inicialmente a temperatura da bobina era mantida 15 °C acima da TEN. Quando a temperatura do corpo estivesse 6 °C abaixo da TEN, a referência da bobina era reduzida para 8 °C acima da TEN. A injeção CC era desligada uma vez que o corpo ficasse dentro de 3 °C da TEN. O resultado obtido depende do modelo do compressor, mas a maior redução de transitório foi de 105 min para 26 min, com a

injeção CC sendo desligada por volta desse mesmo tempo.

Figura 8 – Controle da temperatura do compressor em Silveira (2010).



Fonte – adaptado de Silveira (2010).

Concomitante ao trabalho de Silveira (2010), Lima (2010) propôs em seu trabalho a inserção de harmônicas na tensão de alimentação do motor do compressor ou uso de tensão CA com amplitude e frequência diferentes das nominais, para aumentar a dissipação de calor pela bobina e realizar o aquecimento forçado. As temperaturas da bobina e do corpo também foram monitoradas por meio de termopares, sendo a última usada como variável de controle. Todavia, o controle de temperatura foi realizado de forma manual. O melhor resultado obtido foi uma redução de 113 min para 32 min para o compressor assentar na TEN.

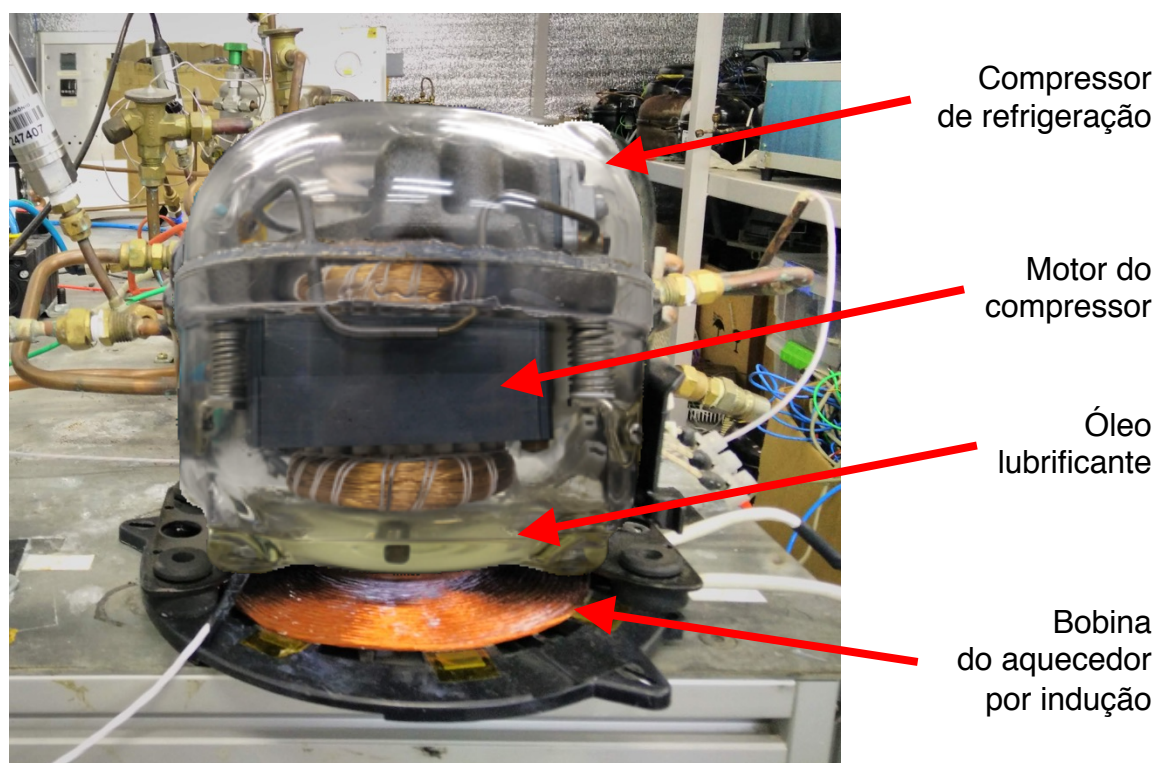
Até então, as estratégias de aquecimento forçado propostas envolviam a geração de calor na bobina do motor elétrico, situado no interior do compressor. Esse calor é então dissipado para o corpo do compressor principalmente por meio do óleo lubrificante que circula em seu interior. Logo, é natural que o corpo esquente muito mais lentamente que a bobina. Por esse motivo a temperatura do corpo era a saída na malha de controle externa nesses três trabalhos citados, enquanto a temperatura da bobina era a saída na malha de controle interna.

Como forma de contornar essa limitação, o trabalho de Hardt (2016) apresentou pela primeira vez o uso de um aquecedor por indução para o aquecimento forçado do compressor. A solução proposta envolve primeiro usar o aquecimento por indução no

compressor ligado, para esquentar diretamente a base do corpo (que contém as temperaturas a mais lentas se controladas através do aquecimento forçado pela bobina). Depois, a bobina é aquecida diretamente por meio da injeção de tensão CC (como em Scussel (2006) e Silveira (2010)). Dessa forma, não foi necessário aguardar o corpo receber da bobina o calor necessário para chegar na TEN. Essa solução permitiu diminuir ainda mais o tempo de transitório das temperaturas.

Na figura 9 é mostrado o posicionamento da bobina do aquecedor indutivo em relação ao compressor. Vale ressaltar que o compressor dessa figura é meramente demonstrativo, pois seu corpo é de plástico transparente, para possibilitar a visualização dos elementos em seu interior (motor e óleo). Na prática (bem como nesta dissertação e demais trabalhos citados), o corpo do compressor de refrigeração hermético é feito de metal.

Figura 9 – Compressor de refrigeração com a bobina do sistema de aquecimento por indução.

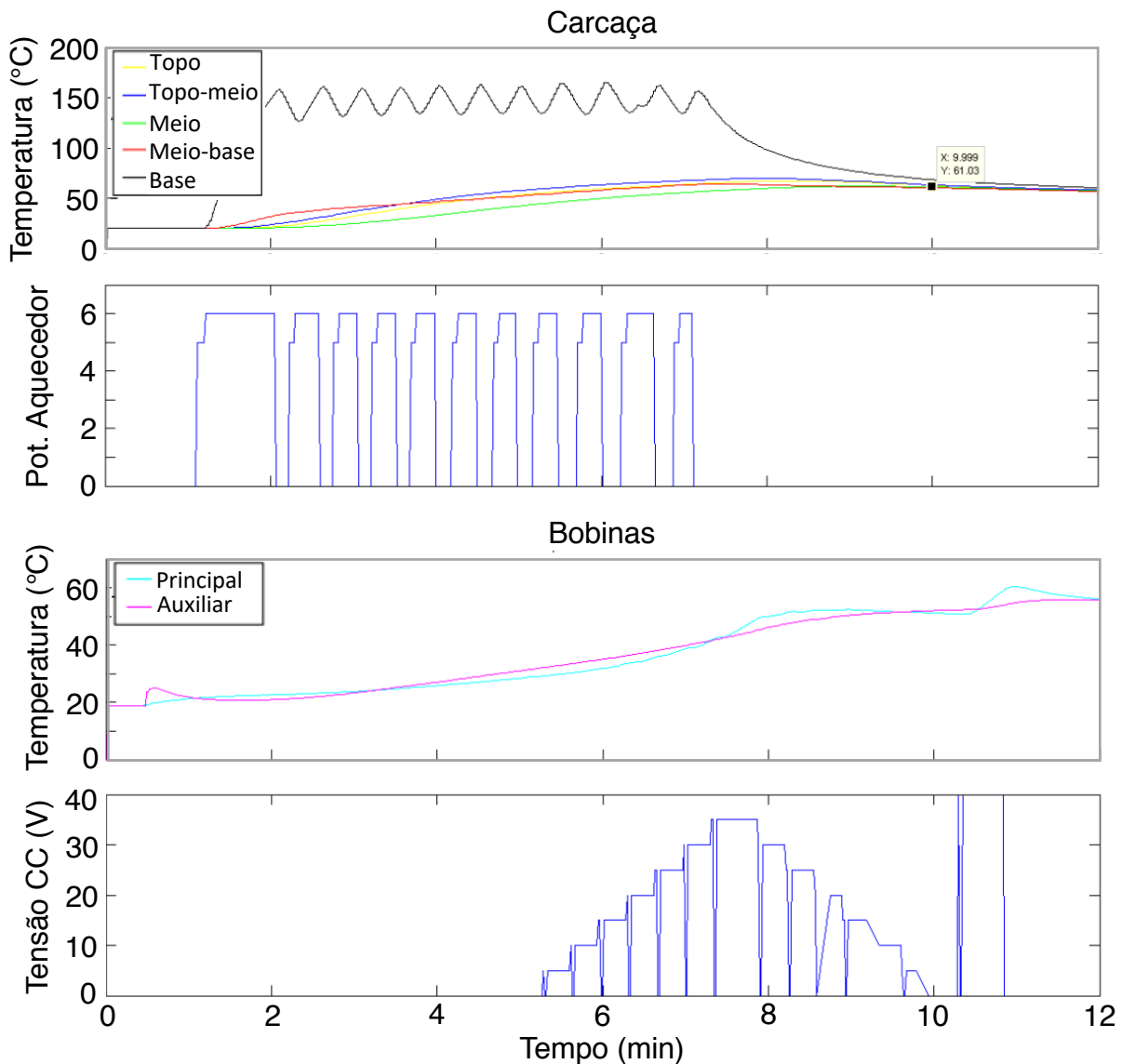


Fonte – autor.

A figura 10 ilustra os gráficos das curvas de temperatura do compressor, do aquecedor indutivo e da tensão CC com a estratégia de controle empregada em Hardt (2016). Foram utilizados termorresistores para medir as temperaturas nos diversos pontos do corpo, e termopares para as bobinas. Usando as duas formas diferentes de aquecimento forçado, no melhor caso o sistema levou 11 min tanto para desligar o aquecimento forçado quanto para todas as temperaturas ficarem dentro da tolerância de 1 °C da TEN. O controle é feito de forma descentralizada, com uma malha para o

controle da temperatura do corpo e outra para o controle da temperatura da bobina. No corpo, é executada uma forma de controle liga-desliga para a temperatura na base, em cascata com uma malha externa usando controle proporcional para a temperatura no meio do corpo (localizada na lateral, entre a base e o topo). A temperatura de referência da base foi limitada em 150 °C para não danificar alguma parte no interior do compressor, em especial o reservatório de óleo (cuja temperatura não foi monitorada).

Figura 10 – Controle das temperaturas do compressor em Hardt (2016).

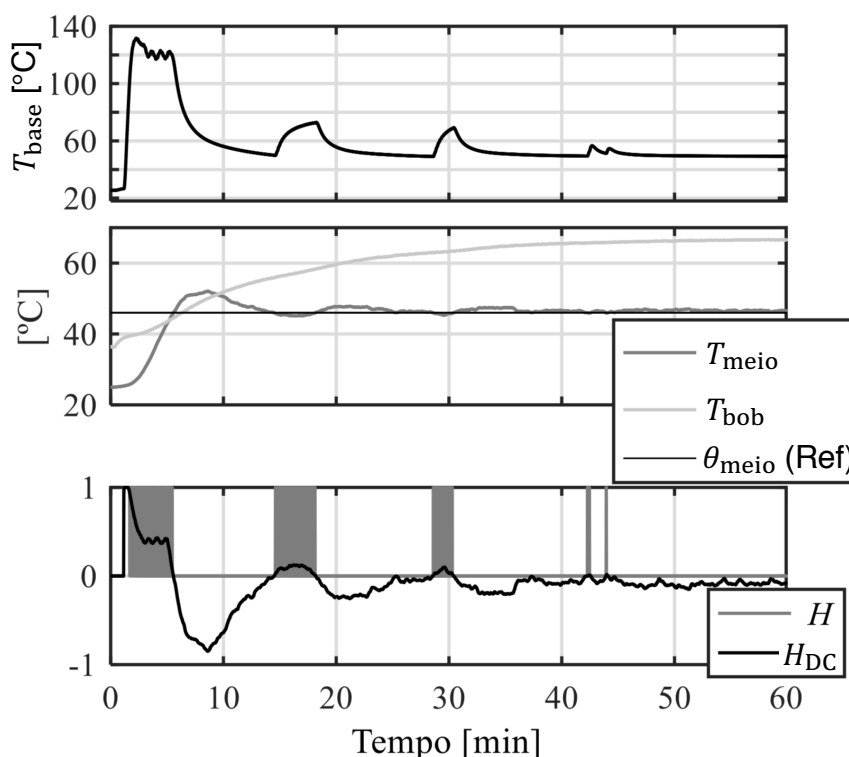


Fonte – adaptado de Hardt (2016).

O controle de temperatura da bobina só é ligado quando a temperatura no meio do corpo está próxima da referência. A cada laço, o controle é feito com incrementos fixos de ± 5 V na tensão CC, dependendo do sinal do erro de seguimento da referência. Contudo, sempre que o valor absoluto desse erro está dentro da tolerância estabelecida, a tensão CC não é alterada.

Posto que em Hardt (2016) foi utilizado um fogão de indução doméstico como atuador, isso limitava sua automação e integração às bancadas de ensaios. Como alternativa, Danguí (2019) desenvolveu um SAIE específico para o controle da temperatura de compressores em bancadas de ensaios (vide seção 2.1). As temperaturas do corpo e da bobina foram medidas com termorresistores e termopares, respectivamente. Como o foco de Danguí (2019) foi voltado para o desenvolvimento do atuador, para a validação do conceito foi utilizado um controle proporcional na temperatura da lateral do corpo (T_{meio}), regulando a potência por PDM (ilustrado na figura 11). Novamente, foi necessário impor uma restrição na temperatura da base do corpo (T_{base}), mantendo o atuador desligado enquanto ela estiver sendo infringida. Somente com o aquecimento natural, o regime transitório dura de 100 min a 120 min. O tempo que leva para o SAIE permanecer desligado até o restante do ensaio ou mudança de referência varia de acordo com a condição de operação do compressor e o valor máximo permitido para T_{base} , mas tipicamente leva em torno de 30 min a 40 min.

Figura 11 – Controle das temperaturas do compressor em Danguí (2019), mostrando as temperaturas da bobina, e na base e meio da corpo do compressor.



Fonte – adaptado de Danguí (2019).

O SAIE gera calor diretamente a base da carcaça do compressor, esquentando o reservatório de óleo lubrificante em seu interior. Com o compressor ligado, o óleo auxilia na transferência de calor para as demais partes dentro do compressor. Como não há injeção CC esquentando diretamente a bobina, ela tem de receber o calor gerado no corpo por meio do óleo, tornando a temperatura da bobina (T_{bob}) a mais

lenta do sistema em malha fechada. Isso é evidente na figura 11, uma vez que a bobina ainda não chegou na TEN apesar de T_{meio} assentar aos 12 min. O SAIE é ligado novamente outras três vezes após T_{meio} começar a seguir sua referência, pois as temperaturas mais lentas do compressor ainda não acomodaram, o que faria T_{meio} decair se o SAIE permanecesse desligado.

2.4 COMENTÁRIOS FINAIS

Este capítulo trouxe uma fundamentação teórica sobre SAIEs e MPCs, necessária para que o leitor compreenda o conteúdo dos próximos capítulos. Na seção sobre SAIE foram descritos seu princípio de funcionamento e seus elementos básicos, entrando em mais detalhes sobre a arquitetura do SAIE utilizada neste trabalho, bem como técnicas de regulação da potência de saída. Na seção sobre MPC foram explicados desde o princípio de funcionamento de um MPC genérico, até a formulação do CVMPC com observador de estados empregado nesta dissertação, como é mostrado no capítulo 4.

No capítulo também apresentou-se uma revisão da literatura sobre dois temas. O primeiro é acerca do controle de temperatura em malha fechada usando SAIE. A maior parte dos artigos que apresentaram resultados experimentais foram descritos com mais detalhes, enquanto os que se restringiram a ensaios com uma planta simulada foram apenas mencionados. Infelizmente, poucos foram os trabalhos encontrados que usam MPC na malha de controle de temperatura e nenhum deles contém resultados experimentais da malha fechada. Além disso, apenas um desses trabalhos com MPC inclui restrições operacionais no controlador.

O segundo tema da revisão da literatura trata a respeito do aquecimento de compressores em bancada de ensaios. Os trabalhos citados apresentam diferentes maneiras de aquecer o compressor: através de injeção CC; usando um SAIE; e aplicando tensão diferente da nominal ou incluindo harmônicas. O método de injeção CC precisou de 26 min para levar o compressor da temperatura ambiente até a TEN, tendo sido necessário cuidar para que a bobina não esquentasse demais. A mesma tarefa levou no mínimo 30 min com um SAIE, com a desvantagem de que a base do compressor não podia esquentar demais, com o risco de degradar o óleo lubrificante. O uso dessas duas técnicas em conjunto permitiu reduzir para 10 min o tempo de acomodação das temperaturas do compressor, no entanto os atuadores utilizados são difíceis de serem integrados às bancadas de avaliação de desempenho. A aplicação de tensão diferente da nominal ou a inclusão de harmônicas conseguiu aquecer o compressor em 32 min, mas realizou o controle das temperaturas de forma manual.

O próximo capítulo descreve o funcionamento da bancada de ensaios utilizada neste projeto, para o aquecimento de compressores de refrigeração, escolhido como estudo de caso para o tema desta dissertação. Também é relatado como foi realizada

a modelagem do perfil de temperatura do compressor, necessária para o projeto do controlador da temperatura.

3 DESCRIÇÃO E MODELAGEM DO PROCESSO ESTUDADO

O processo escolhido para o estudo de caso desta dissertação é o controle do perfil de temperatura de compressores para bancadas de avaliação de desempenho. Ele foi escolhido por ser um problema relevante do ponto de vista da indústria e interessante do ponto de vista de controle, devido ao longo regime transitório do aquecimento natural e as restrições operacionais (saturação na ação de controle e limite máximo para algumas temperaturas) que surgem ao usar um método de aquecimento forçado, conforme discutido ao longo da seção 2.3.2. Como um MPC permite a inclusão dessas restrições de forma explícita, um controlador dessa família se torna uma opção interessante para fechar a malha do sistema.

Para permitir testar experimentalmente o uso de MPC com SAIE no controle de temperatura do compressor, foi montada uma bancada de ensaios capaz de submeter o compressor a diferentes condições de operação. Na seção 3.1 é descrita a construção e funcionamento da bancada construída. Posteriormente, na seção 3.2 é apresentado como foram obtidos modelos dinâmicos para o perfil de temperatura do compressor.

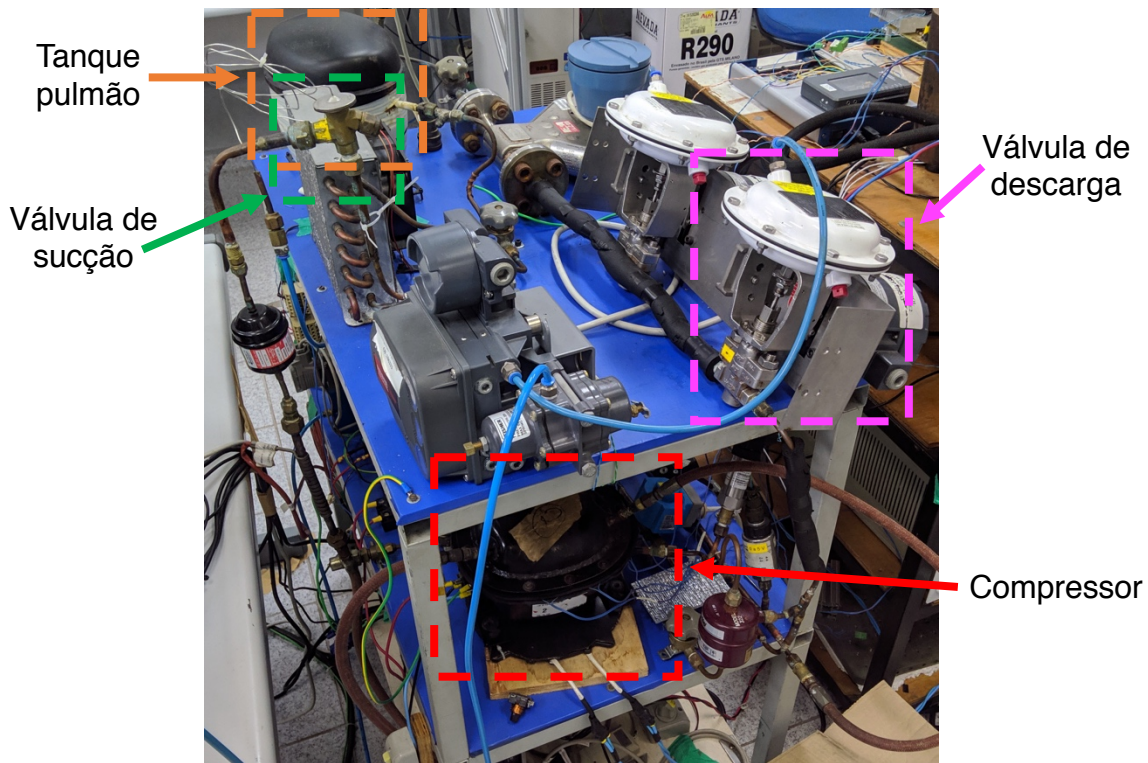
3.1 DESCRIÇÃO DO PROCESSO

Sistemas de refrigeração são utilizados para diminuir a temperatura de algum ambiente e um de seus principais componentes é o compressor de refrigeração. A função do compressor é elevar a pressão do fluido refrigerante e, conseqüentemente, deslocá-lo através da tubulação do sistema. Em aplicações residenciais (como condicionadores de ar e refrigeradores) e algumas aplicações comerciais é comum o uso de compressores de corpo metálico hermeticamente selado. Eles possuem em seu interior um motor elétrico, responsável por movimentar o mecanismo de compressão do fluido refrigerante acoplado ao seu eixo. Óleo lubrificante é armazenado dentro do corpo e circula em seu interior quando o compressor está ligado (SCUSSEL, 2006; LIMA, 2010; SILVEIRA, 2010; DANGUI, 2019).

O aumento da temperatura do fluido causado pela compressão, juntamente com as perdas elétricas do motor e perdas mecânicas, geram calor dentro do compressor. Através da condução pelo sistema mecânico de compressão, da convecção pelo fluido refrigerante e, principalmente, pela circulação do óleo lubrificante em seu interior, esse calor é transferido para o corpo e então dissipado para o ambiente. Durante esse processo, a temperatura do corpo e dos componentes dentro do compressor aumenta até certo ponto, no qual toda essa dinâmica térmica estará em equilíbrio. Essa temperatura de equilíbrio natural (TEN) é diferente em cada parte do compressor e depende de diversos fatores, como modelo do compressor, pressões de sucção e de descarga, temperatura ambiente, velocidade da ventilação forçada sobre o compressor, quantidade de óleo no compressor, carga de fluido refrigerante no circuito etc.

Uma foto da bancada de ensaios estudada nesta dissertação é mostrada na figura 12, ilustrada também no diagrama da figura 13. Nela um compressor hermético de refrigeração é ligado a um tanque pulmão, cuja função é armazenar fluido refrigerante R-134a. Válvulas pneumáticas e transdutores de pressão estão instalados nas linhas de entrada e saída do compressor para que sua pressão de sucção e de descarga possam ser manipuladas. Um resistor foi instalado na linha de entrada do compressor, após a válvula de sucção, para aquecer o fluido refrigerante. O SAIE desenvolvido em Dangui (2019) é empregado para aquecer o compressor, com a bobina do SAIE centralizada abaixo do compressor.

Figura 12 – Foto da bancada de ensaios estudada.

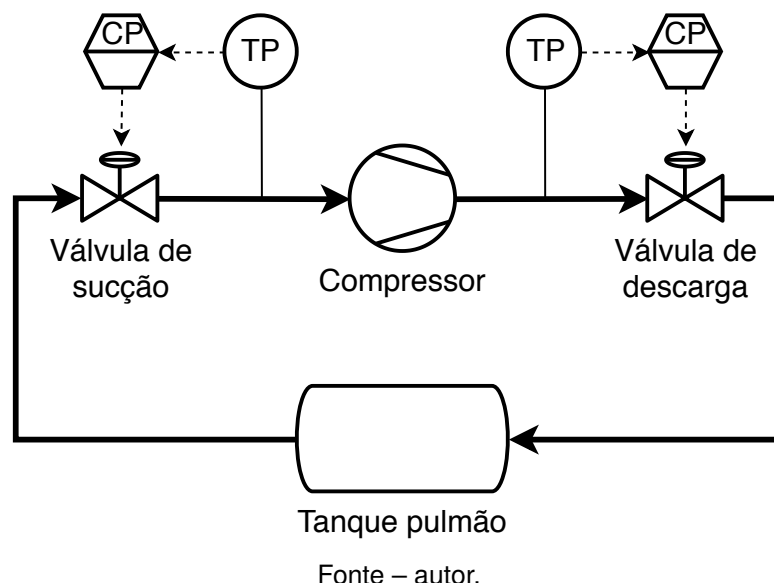


Fonte – autor.

A bancada possui malhas de controle para: a pressão na sucção e na descarga; a temperatura do refrigerante na sucção; a temperatura do compressor. As três primeiras variáveis são controladas, porquanto elas devem estar em regime permanente nos ensaios de avaliação de desempenho e afetam a temperatura do compressor. A temperatura ambiente foi mantida constante usando o ar-condicionado do laboratório.

Controlando as duas pressões é possível acelerar os seus respectivos regimes transitórios em malha fechada e também submeter o compressor a diferentes condições de operação. Enquanto variações na pressão de sucção perturbam a pressão de descarga, o contrário não acontece, pois o tanque pulmão desempenha o papel de desacoplador físico. Apesar disso, o controle das duas pressões é feito de forma

Figura 13 – Diagrama da bancada de ensaios estudada.



descentralizada, considerando as variações na pressão de sucção como perturbações agindo sobre a pressão de descarga. As duas malhas de controle operam com um período de amostragem (T_s) de 0,2 s, com um controlador PI cada. As variáveis manipuladas são os sinais analógicos enviados para suas respectivas válvulas. O tempo de acomodação em malha fechada das pressões ficou por volta de 2 min.

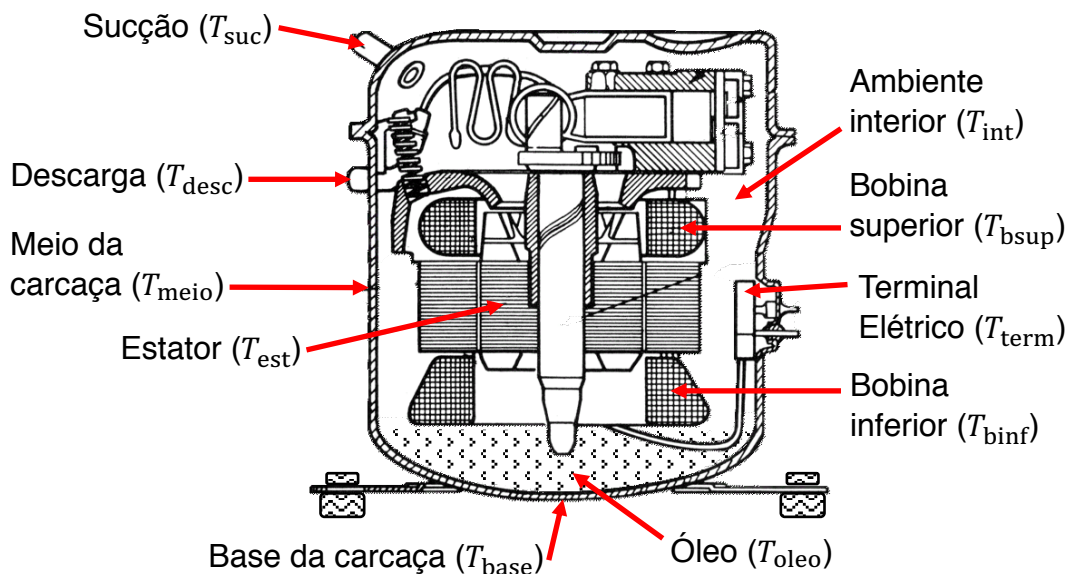
A condição de operação do compressor normalmente é especificada por meio da temperatura de evaporação e da temperatura de condensação. A primeira temperatura é uma função da pressão na sucção, enquanto a segunda é uma função da pressão na descarga. Neste trabalho foi escolhido o par -5 °C e $+45\text{ °C}$ como referência para a temperatura de evaporação e de condensação, respectivamente.

Para a modelagem e o controle do perfil de temperatura do compressor, foi instalado na bancada de ensaios um compressor instrumentado com termopares tipo T. A figura 14 indica os pontos no interior e no corpo do compressor em que foram fixados os sensores. Os termopares colocados nos passadores de sucção e de descarga do compressor são os mesmos sensores de temperatura da figura 13. A unidade de aquisição Agilent 34970A foi usada para medir todas temperaturas a cada 1 s.

A malha de controle da temperatura do fluido refrigerante na sucção do compressor (T_{suc}) e funciona com $T_s = 5\text{ s}$. O atuador é o resistor na linha de entrada, conectado à rede elétrica através de um relé. A variável manipulada é o DC do sinal digital PWM que aciona o relé do resistor. A variável controlada é a temperatura média do fluido nos últimos 5 s, com referência constante em 32 °C . O tempo de acomodação de T_{suc} ficou em torno de 3,5 min.

A quarta e última malha de controle é do perfil de temperatura do compressor,

Figura 14 – Vista em corte do compressor hermético instrumentado, indicando os pontos de medição de temperatura.



Fonte – adaptado de Danfoss (2008)

operando com $T_s = 10$ s. Nela é monitorada a média durante os últimos 10 s de cada uma das temperaturas medidas, sendo que suas dinâmicas em malha fechada possuem tempo de acomodação superior a 4 min (como apresentado no capítulo 4). Como o SAIE operava com uma frequência de chaveamento fixa para V_G , utilizou-se a estratégia PDM (apresentada na seção 2.1.2) para regular a potência que o aquecedor entrega ao compressor, por meio da variável H_{DC} . Neste trabalho, a variável H_{DC} possui uma resolução de 1%. As técnicas empregadas para o controle do perfil de temperatura do compressor (tópico principal deste trabalho) são apresentadas mais adiante, no capítulo 4.

A supervisão e o controle da bancada são realizados por um programa implementado em LabVIEW, com as quatro malhas de controle operando em paralelo. Para facilitar a experimentação de diferentes arquiteturas de controle para o perfil de temperatura do compressor, o controlador dessa malha foi implementado por código em Matlab. Os dois programas se comunicam através de protocolo de controle de transmissão (TCP, do inglês *Transmission Control Protocol*), com o LabVIEW enviando a referência atual e as amostras atuais das temperaturas médias para o Matlab, que retorna a ação de controle.

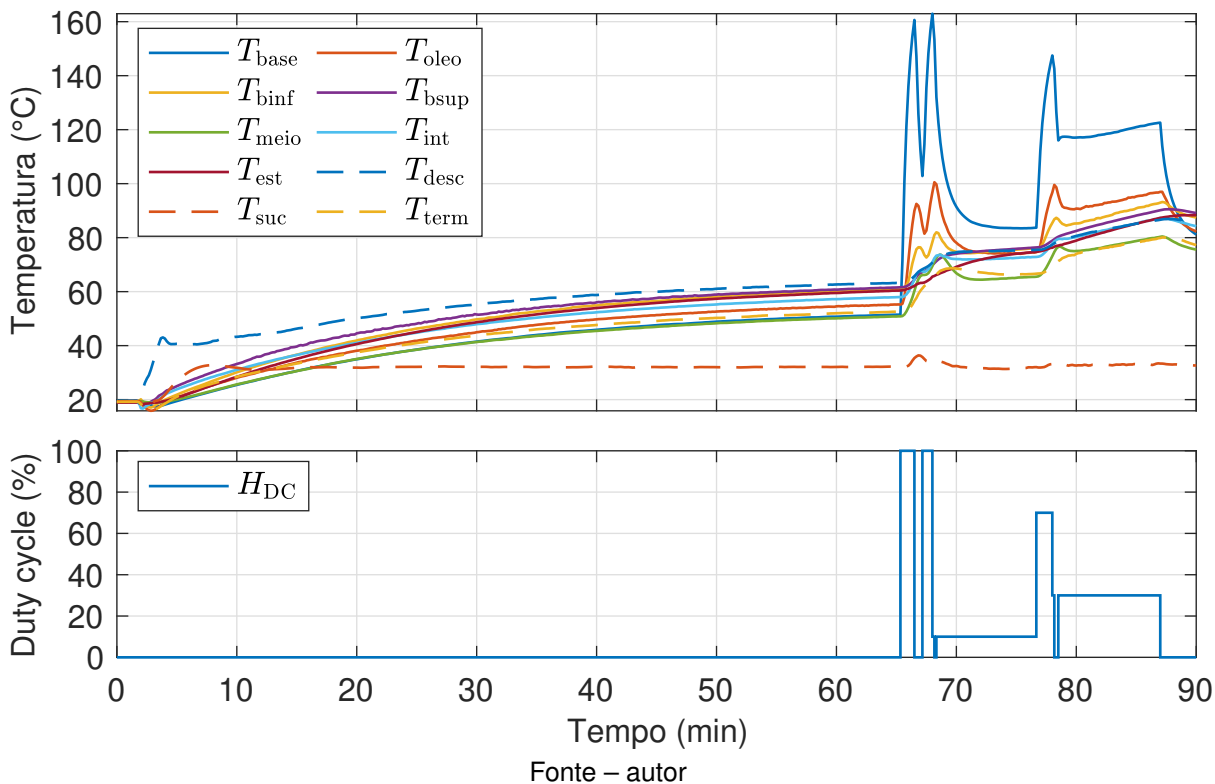
3.2 MODELAGEM DO PERFIL DE TEMPERATURA DO COMPRESSOR

O aquecimento por indução gera calor diretamente na base do corpo metálico do compressor e é capaz de aumentar sua temperatura rapidamente. No entanto, existem

elementos no interior do compressor (recebendo calor diretamente ou indiretamente do corpo) que não podem exceder uma determinada temperatura. Como pode ser visto na figura 14, três elementos críticos próximos da base do corpo são o reservatório de óleo lubrificante, parte dos enrolamentos do motor e o terminal elétrico (pois uma parte é feita de plástico).

Em vista disso, antes de modelar o perfil de temperatura do compressor, foi realizado um ensaio com as temperaturas em malha aberta, para descobrir quais pontos no interior do compressor são os primeiros a atingir o limite máximo de temperatura com o aquecimento por indução ligado. Como pode ser visto na figura 15, durante o aquecimento natural (dos 2 min aos 65 min), a descarga é a parte do compressor com maior temperatura, seguida pela bobina superior. Contudo, é possível ver que depois da base do corpo, o óleo é o elemento do compressor que esquenta mais rapidamente quando o SAIE está ligado (dos 65 min aos 87 min), seguido da bobina inferior com uma diferença entre 10 °C e 20 °C perto dos instantes de pico. Vale ressaltar que a temperatura do óleo fica abaixo de outras (entre 71min e 77 min), pois a dinâmica dessas outras temperaturas é muito mais lenta.

Figura 15 – Ensaio em malha aberta para ver quais elementos esquentam mais com o aquecimento forçado.



Logo, limitando apenas a temperatura máxima do óleo, já se garante que nenhum outro elemento no interior do compressor seja comprometido por conta do aquecimento indutivo. Pelo gráfico é possível ver também que, dependendo da situação,

T_{base} pode chegar até 160 °C sem que T_{oleo} ultrapasse 100 °C. Além disso, na primeira vez que T_{base} atingiu 120 °C, T_{oleo} não havia sequer chegado a 65 °C. Isso mostra que impor o limite máximo de temperatura na base do corpo (ao invés do óleo ou da bobina) restringe bastante o controle, quando o aquecimento forçado é feito usando um SAIE com a bobina abaixo do compressor. Sabendo isso, o programa da bancada foi ajustado para forçar o desligamento do SAIE sempre que $T_{\text{oleo}} > 100$ °C.

Vale ressaltar que só é possível impor a restrição diretamente na temperatura do óleo porque foi usado um compressor instrumentado. A medição direta dessa temperatura (bem como de T_{est} , T_{term} e T_{int}) não é viável em aplicações práticas, uma vez que o corpo do compressor é hermeticamente selado. Contudo, com um modelo do perfil de temperatura do compressor bom o suficiente, pode-se estimar essa variável usando a técnica apresentada na seção 2.2.2, por exemplo.

Na literatura são encontrados modelos fenomenológicos de regime permanente para um perfil térmico de compressores de refrigeração (RIGOLA; PÉREZ-SEGARRA; OLIVA, 2003). Essa já é uma tarefa bastante difícil, pois o compressor possui vários elementos complexos em seu interior que geram calor e trocam energia entre si, com o refrigerante entrando e saindo do compressor e o óleo circulando em seu interior (DANGUI, 2019). A construção de um modelo dinâmico fenomenológico é ainda mais difícil que de um modelo estático. Em alguns dos trabalhos citados na revisão da literatura (seção 2.3.2), a identificação de um modelo dinâmico foi realizada experimentalmente somente para a temperatura com controle automático. No entanto, não eram levados em conta o efeito do aquecimento natural e a troca de calor com outras partes do compressor. Como neste trabalho é preciso, pelo menos, monitorar T_{oleo} e controlar a temperatura que aumenta mais lentamente com o SAIE, o modelo deverá ter no mínimo duas saídas.

Com isso em vista e para tirar proveito das diferentes temperaturas disponíveis (figura 14), optou-se por identificar um modelo discreto no espaço de estados para a dinâmica do perfil de temperatura do compressor. Nesse tipo de modelo, quando uma modelagem fenomenológica não é possível, é comum o uso de técnicas de identificação baseada em dados coletados das entradas e saídas da planta. Podem ser usados dados da planta previamente disponíveis, adquiridos através de sensores, monitorados por um sistema supervisor. Não obstante, neste trabalho foram realizados ensaios específicos para gerar conjuntos de dados usados na identificação do modelo dinâmico das temperaturas.

Na identificação, o conjunto de dados usado deve ser informativo e para isso há na literatura diferentes tipos de sinais de excitação, aplicados na entrada do sistema (LJUNG, 1998). Esses sinais têm como objetivo excitar o sistema em diferentes espectros de frequência. Em sistemas lineares é comum o uso de um sinal binário pseudo aleatório (PRBS, do inglês *Pseudo-Random Binary Signal*), que consiste em um trem

de pulsos com diferentes larguras. Já em sistemas não lineares, uma opção é usar um sinal PRBS modulado em amplitude (APRBS, do inglês *Amplitude-modulated PRBS*), no qual é atribuído um valor de amplitude diferente para cada degrau do sinal PRBS (NELLES, 2001). Como não era sabido se a dinâmica a ser modelada poderia conter alguma não linearidade, foram utilizados sinais APRBS para excitar o sistema. Dessa forma, se não fosse possível obter um modelo linear adequado para as temperaturas do compressor, os mesmos dados poderiam ser reutilizados para criar um modelo não linear.

Para avaliar o desempenho de um modelo foi calculado um indicador (F) usando a raiz do erro quadrático médio normalizado (NRMSE, do inglês *Normalized Root Mean Squared Error*), tendo a saída medida como referência (HAJIZADEH *et al.*, 2017). O desempenho do modelo para a i -ésima saída é

$$F_i = \left(1 - \frac{\| \mathbf{y}_i - \hat{\mathbf{y}}_i \|}{\| \mathbf{y}_i - \bar{\mathbf{y}}_i \|} \right) 100\%, \quad (13)$$

onde \mathbf{y}_i é o vetor de trajetória da i -ésima saída, $\bar{\mathbf{y}}_i$ é o valor médio de \mathbf{y}_i e $\hat{\mathbf{y}}_i$ é a predição do modelo para \mathbf{y}_i . Para cada modelo foram analisados os F_i obtidos nos ensaios usados no treinamento e na validação.

Para a obtenção de modelos matemáticos, primeiramente tentou-se realizar uma modelagem térmica semelhante àquela apresentada no artigo de Kusters e Ditzhuijzen (1994), que utiliza um modelo MIMO auto-regressivo com entrada exógena (ARX, do inglês *Auto-Regressive with Exogenous input*) para representar a dinâmica térmica de um forno do tipo viga móvel. A estrutura do modelo é baseada na equação de 1ª ordem da conservação de energia (KLEE; ALLEN, 2017; WANG; CHEN; LI, 2019), de modo que para cada parte do sistema a temperatura é descrita por

$$C_i \frac{dT_i}{dt}(t) = \sum_{l \in U_i} Q_l(t) - \sum_{j \neq i} \frac{T_i(t) - T_j(t)}{R_{ij}}, \quad (14)$$

$$\frac{dT_i}{dt}(t) = -\frac{T_i(t)}{R_i C_i} + \frac{1}{C_i} \sum_{l \in U_i} Q_l(t) + \frac{1}{C_i} \sum_{j \neq i} \frac{T_j(t)}{R_{ij}}$$

onde T_i e T_j são, respectivamente, as temperaturas no i -ésimo e no j -ésimo ponto do sistema (apresentados na figura 14) e Q_l é a l -ésima fonte de calor. As constantes $C_i > 0$ e $R_{ij} > 0$ representam, respectivamente, a capacitância térmica no i -ésimo ponto do sistema e a resistência térmica entre o i -ésimo e o j -ésimo ponto do sistema, sendo $\frac{1}{R_i} = \sum_{j \neq i} \frac{1}{R_{ij}}$. A variável U_i equivale ao conjunto de fontes de calor que fornecem energia diretamente para T_i e partes do sistema que não trocam calor entre si têm $R_{ij} = \infty$. Aplicando a transformada de Laplace na equação (14) e então discretizando-a com segurador de ordem zero tem-se a seguinte equação a diferenças

$$T_i(k+1) = a_i T_i(k) + b_i \sum_{l \in U_i} Q_l(k) + c_{ij} \sum_{j \neq i} T_j(k), \quad (15)$$

com

$$\begin{cases} a_i = e^{-T_s/(C_i R_i)} \in (0; 1) \\ b_i = R_i(1 - a_i) > 0 \\ c_{ij} = b_i/R_{ij} > 0 \end{cases} \quad (16)$$

Como neste projeto trabalhou-se com o compressor em regime permanente somente no ponto de operação (-5 °C; +45 °C), foi utilizada sua TEN nessa condição de operação como zero do sistema. Assim, o aquecimento natural do compressor é caracterizado por uma situação de entrada nula e estado inicial não nulo. Para isso, são usadas as temperaturas relativas $\vartheta_i(k) = T_i(k) - \theta_i$ ao invés das absolutas na modelagem, onde θ_i é a TEN no ponto em que é medido T_i . Os coeficientes em (15) são estimados por mínimos quadrados, impondo restrições para o intervalo descrito em (16). Em seguida, o modelo no espaço de estados foi montado na forma (8)

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \vartheta_1(k+1) \\ \vartheta_2(k+1) \\ \vdots \\ \vartheta_R(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & c_{12} & \dots & c_{1R} \\ c_{21} & a_2 & \dots & c_{2R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{R1} & c_{R2} & \dots & a_R \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \vartheta_1(k) \\ \vartheta_2(k) \\ \vdots \\ \vartheta_R(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_R \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\overbrace{H_{\text{DC}}(k)}^{\mathbf{u}(k)}}}_{\mathbf{u}(k)} \quad (17)$$

com $\mathbf{C} = \mathbf{I}$, sendo R o número de estados (temperaturas) do modelo. A temperatura ambiente não foi incluída na modelagem porque o ponto de equilíbrio do sistema com entrada nula é a TEN e a temperatura ambiente é praticamente constante ao longo do ensaio. Para melhorar a qualidade do modelo, em seguida foi empregado o método de erro de predição (PEM, do inglês *Prediction Error Method*), tendo como modelo inicial aquele obtido pelo método de mínimos quadrados (LJUNG, 1998). No PEM também foram incluídas as restrições de (16) e usadas as temperaturas reais nos estados iniciais.

Todavia, constatou-se dois problemas com essa abordagem: primeiro que na prática é possível medir a temperatura média do enrolamento do motor (T_{bob}), ao invés de T_{binf} e T_{bsup} separadamente; e segundo que, nos instantes iniciais após um degrau na entrada, alguns estados do modelo não variavam tão rapidamente quanto no processo real, o que acabou prejudicando o controle. Pacheco (2007) e Silveira (2010) usam um medidor de resistência ôhmica (MRO) para medir T_{bob} de forma não invasiva, a partir da resistência elétrica da bobina principal do compressor em operação. Como solução para o primeiro problema, passou-se a considerar T_{bob} como a média das duas temperaturas medidas da bobina. Para o segundo problema, foi repetido o procedimento de identificação do modelo térmico dinâmico do compressor, usando novos dados adquiridos em conjunto com os dados anteriores.

No fim, o modelo escolhido para a sintonia do controlador

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \begin{bmatrix} 0,8310 & 0,03238 & -0,1293 & 0,3197 \\ 0,1233 & 0,6254 & 0,2338 & 0,004056 \\ 0,05208 & -0,1230 & 1,060 & 0,002728 \\ 0,005524 & 0,001494 & 0,01949 & 0,9608 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) + \begin{bmatrix} 24,00 \\ 0,9763 \\ -0,5590 \\ -0,07201 \end{bmatrix} H_{DC}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{x}(k) = \left[\vartheta_{\text{base}}(k) \quad \vartheta_{\text{oleo}}(k) \quad \vartheta_{\text{bob}}(k) \quad \vartheta_{\text{desc}}(k) \right]^T \\ \boldsymbol{\theta} &= \left[\theta_{\text{base}} \quad \theta_{\text{oleo}} \quad \theta_{\text{bob}} \quad \theta_{\text{desc}} \right]^T = \left[55 \quad 58 \quad 65 \quad 66 \right]^T \end{aligned} \quad (18)$$

foi estimado com o procedimento descrito ao longo desta seção, mas sem impor a restrição (16) nos coeficientes. A tabela 1 contém os indicadores de desempenho do modelo. Na figura 16 é mostrada a predição das saídas para um dos ensaios usados na validação do modelo. Nos ensaios para treinamento e validação do modelo, toda vez que a temperatura T_{oleo} ultrapassava 100 °C, o SAIE era desligado até que ela ficasse abaixo de 80 °C. Como T_{oleo} aumenta muito rapidamente, isso foi feito para que o sistema não operasse somente próximo da restrição e com o SAIE desligando constantemente. Pelo mesmo motivo, também foi adicionado no meio do ensaio um intervalo de tempo onde o SAIE permanece desligado, para deixar o compressor resfriar naturalmente por um tempo.

Tabela 1 – Desempenho do modelo escolhido para sintonia dos controladores.

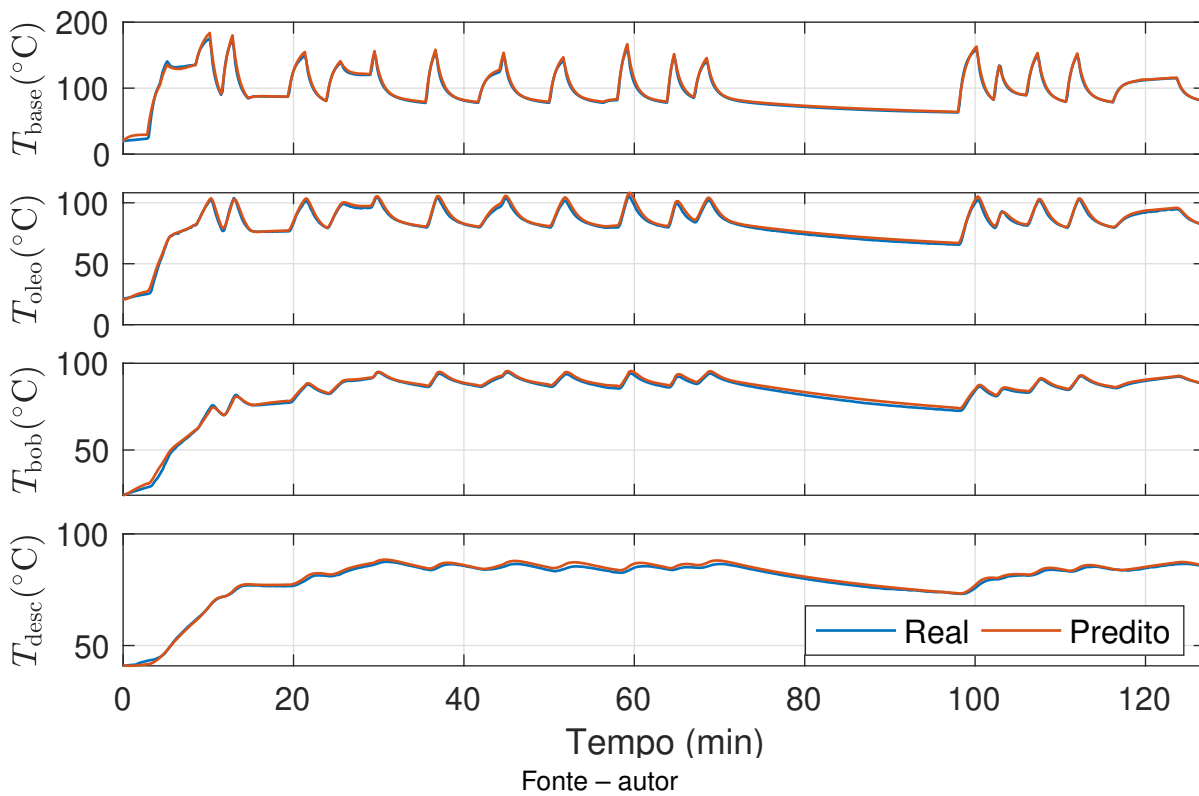
Ensaio	F (%)			
	ϑ_{base}	ϑ_{oleo}	ϑ_{bob}	ϑ_{desc}
Treinamento 1	94	90	91	92
Treinamento 2	96	88	92	92
Validação 1	95	91	93	94
Validação 2	97	90	94	93

Fonte – autor.

Com exceção do óleo no interior do compressor, todas as temperaturas do modelo (18) podem ser medidas na prática. Nesse caso, T_{oleo} precisa ser estimada, utilizando um filtro de Kalman por exemplo, por conta da restrição de temperatura. O modelo também contém as duas temperaturas do compressor que variam mais lentamente pelo SAIE (T_{bob} e T_{desc}), importantes para a redução do transitório e da duração do aquecimento forçado.

Na prática, há a troca de compressores na bancada de avaliação de desempenho e seu perfil de temperatura varia consideravelmente ao longo do eixo vertical, utilizando esse método de aquecimento forçado. Isso pode ser um problema, pois pequenos erros no posicionamento do sensor de temperatura em pontos como T_{meio} , pode resultar em uma diferença entre a dinâmica modelada e real. Todavia, uma van-

Figura 16 – Saídas previstas no ensaio Validação 1 pelo modelo escolhido para sintonia dos controladores.



tagem do modelo (18) é que T_{bob} e T_{desc} não dependem do posicionamento do sensor se forem medidos com o MRO e com o sensor na linha de descarga da bancada, respectivamente. Somente o sensor para T_{base} tem de ser posicionado cada vez que um compressor é instalado na bancada. Contudo, como ele deve ser instalado no ponto da base mais próximo da bobina do SAIE e a distância ao longo do eixo vertical varia pouco ao redor desse ponto, isso torna a instrumentação mais fácil que no caso de T_{meio} .

As demais temperaturas do compressor não foram usadas no modelo final. Primeiramente, porque o modelo obtido com os quatro estados escolhidos se mostrou suficiente para o controle. Segundo que T_{int} e T_{est} não podem ser medidas diretamente, o que aumentaria o número de variáveis a serem estimadas. Apesar de T_{est} ser (dentre os pontos instrumentados com termopares) a temperatura que aumenta mais lentamente com o SAIE, usar T_{bob} ou T_{desc} gera bons resultados (isto será mostrado no capítulo 4). Terceiro que com a estrutura de modelo (17), (mesmo sem as restrições em (16)) T_{meio} ficava com um F abaixo das demais temperaturas e sua inclusão prejudicava o desempenho dos controladores projetados e a estimativa de T_{oleo} com o filtro de Kalman.

Todavia, o modelo

$$\mathbf{x}(k+1) = \begin{bmatrix} 0,9066 & -0,3414 & -0,002403 & -0,1325 & -0,1597 & 1,163 & -0,2486 & -0,1912 \\ 0,1230 & 0,6209 & 0,03650 & 0,2110 & 0,1122 & -0,006764 & -0,02139 & -0,09981 \\ 0,08718 & -0,2137 & 1,032 & 0,1780 & 0,1329 & -0,2831 & 0,002018 & 0,07169 \\ 0,01064 & -0,04674 & 0,04028 & 0,9047 & 0,005587 & 0,1207 & -0,001899 & -0,04008 \\ 0,06951 & -0,3692 & 0,2883 & -0,4034 & 1,151 & 0,2273 & 0,03774 & 0,03631 \\ 0,03123 & -0,2161 & 0,2951 & -0,3604 & 0,2476 & 0,6951 & 0,09667 & 0,2896 \\ 0,008161 & 0,004664 & -0,06377 & 0,07557 & -0,05174 & 0,1571 & 0,9292 & -0,07760 \\ -0,009175 & 0,07878 & -0,04395 & 0,04179 & -0,02706 & -0,02346 & 0,02586 & 0,9293 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) + \begin{bmatrix} 22,61 \\ 0,8660 \\ -0,8499 \\ 0,01959 \\ -0,2983 \\ 0,08010 \\ -0,1603 \\ 0,2181 \end{bmatrix} H_{DC}(k)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{x}(k) = \left[\vartheta_{\text{base}}(k) \quad \vartheta_{\text{oleo}}(k) \quad \vartheta_{\text{binf}}(k) \quad \vartheta_{\text{bsup}}(k) \quad \vartheta_{\text{meio}}(k) \quad \vartheta_{\text{int}}(k) \quad \vartheta_{\text{est}}(k) \quad \vartheta_{\text{desc}}(k) \right]^T$$

$$\boldsymbol{\theta} = \left[55 \quad 58 \quad 64,5 \quad 65,5 \quad 54 \quad 61 \quad 64 \quad 66 \right]^T \quad (19)$$

foi usado para simular a planta, com o propósito de testar os controladores projetados antes de implementá-los na bancada de ensaios experimental. A tabela 2 contém os indicadores de desempenho desse modelo para os ensaios de treinamento e validação, e a figura 17 mostra as saídas previstas com esse modelo para um dos ensaios de validação.

Tabela 2 – Desempenho do modelo escolhido para simular a planta.

Ensaio	F (%)							
	ϑ_{base}	ϑ_{oleo}	ϑ_{binf}	ϑ_{bsup}	ϑ_{meio}	ϑ_{int}	ϑ_{est}	ϑ_{desc}
Treinamento 1	95	97	95	98	94	96	97	95
Treinamento 2	92	94	90	96	87	94	96	97
Validação 1	90	89	92	92	84	88	90	87
Validação 2	93	91	91	95	84	92	95	94

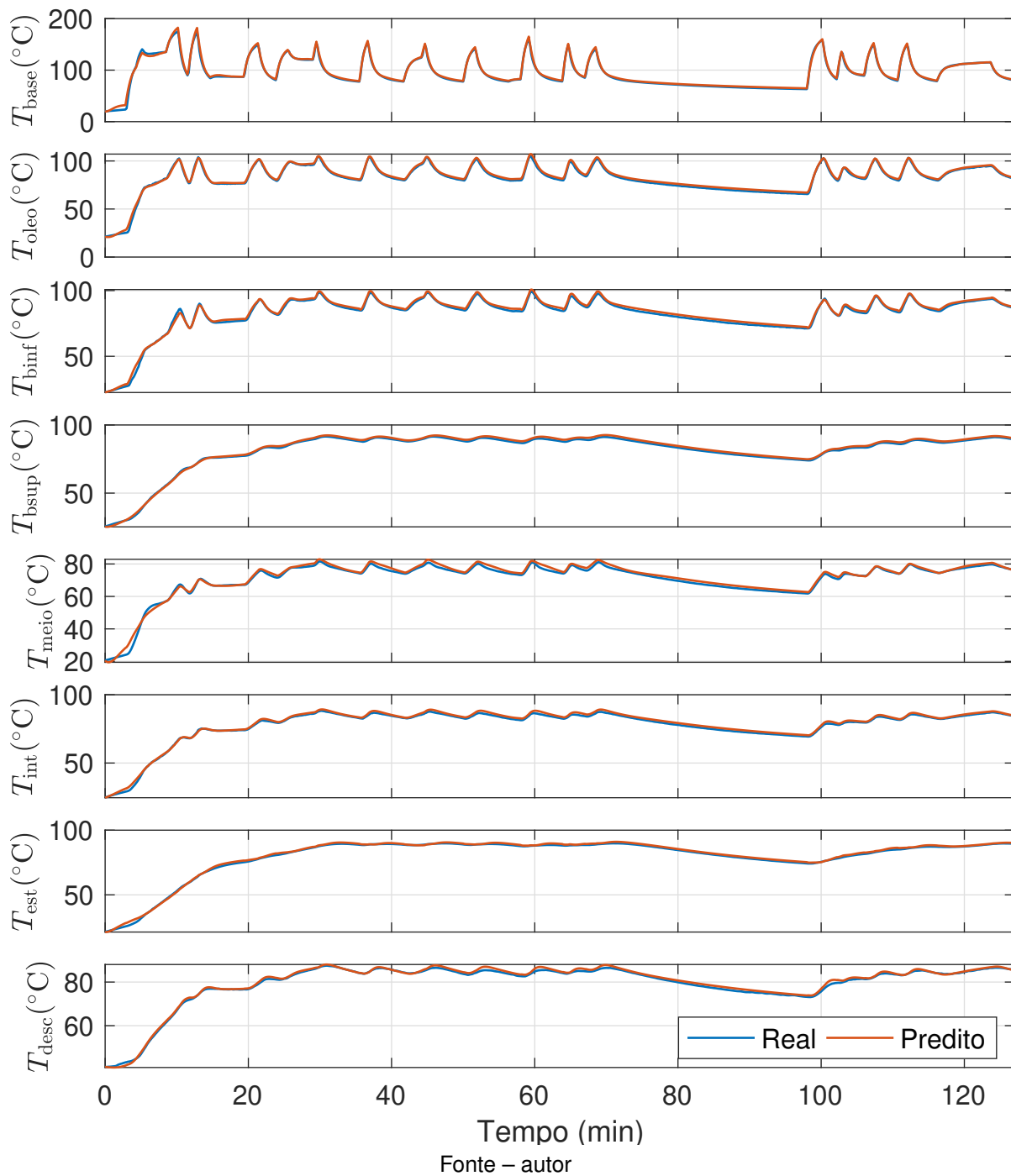
Fonte – autor.

3.3 COMENTÁRIOS FINAIS

Este capítulo apresentou o estudo de caso escolhido neste trabalho para o uso de MPC aplicado a um SAIE no controle de temperatura da peça de trabalho. Para isso, foram descritos o funcionamento do processo, as malhas de controle presentes nele e o monitoramento de suas temperaturas. Ademais, o capítulo mostrou o procedimento usado para a modelagem da dinâmica das temperaturas que são controladas pelo MPC com o SAIE.

Dois modelos por espaço de estados foram identificados para o perfil de temperatura da peça de trabalho: um com quatro estados, usado na formulação e sintonia dos controladores; e um modelo de oito estados para simular a planta e testar os controladores. O menor NRMSE do modelo de quatro e de oito estados para os ensaios de validação foi de 10% e 16%, respectivamente. Essa diferença se deu porque o modelo

Figura 17 – Saídas previstas no ensaio Validação 1 pelo modelo escolhido para simular a planta.



com mais estados inclui a dinâmica de T_{meio} , a qual não ficou tão bem representada quanto as demais.

O capítulo seguinte retrata os detalhes da construção e sintonia de dois tipos diferentes de MPC que são utilizados em conjunto com o SAIE. Juntamente, são mostrados os resultados obtidos por simulação com os controladores apresentados, seguidos dos resultados experimentais. O capítulo também apresenta a sintonia de

um controlador PI, usado no lugar do MPC para o controle de temperatura. Ao final do capítulo é realizada uma comparação entre o desempenho desses três controladores.

4 CONTROLE DA TEMPERATURA DO COMPRESSOR DE REFRIGERAÇÃO

Este capítulo do documento trata a respeito do projeto e resultados experimentais dos controladores testados para o perfil de temperatura do compressor. Por conta dos motivos citados no capítulo 3, optou-se por implementar controladores da família MPC para fechar a malha. Para fins de comparação, também foi testado um controlador PI, por (juntamente com o PID) ainda ser o tipo de controle dominante em processos industriais, devido a: arquitetura simples; princípio de funcionamento de fácil entendimento; e desempenho satisfatório para a grande maioria dos processos (TOSCANO, 2005). Ao longo do capítulo são apresentados para o controle de temperatura do compressor: CVMPCs na seção 4.1; PIs com *Anti-Windup* (PIAWs) na seção 4.2; e MPCs com controle por zona (ZMPCs, do inglês *Zone MPCs*) na seção 4.3.

O limite escolhido para T_{oleo} foi de 90 °C. Todos os controladores foram sintonizados com o modelo de quatro estados da equação (18), e avaliados medindo e estimando T_{oleo} através de ensaios divididos em duas partes: primeiro levando o compressor da temperatura ambiente para a TEN; seguido de um degrau de +10 °C na referência de T_{bob} ou de T_{desc} (dependendo do controlador). Antes de implementar um controlador na bancada de ensaios, ele foi testado via simulação usando o modelo de oito estados da equação (19) no lugar da bancada de ensaios. Todas as simulações foram iniciadas com os mesmos estados iniciais.

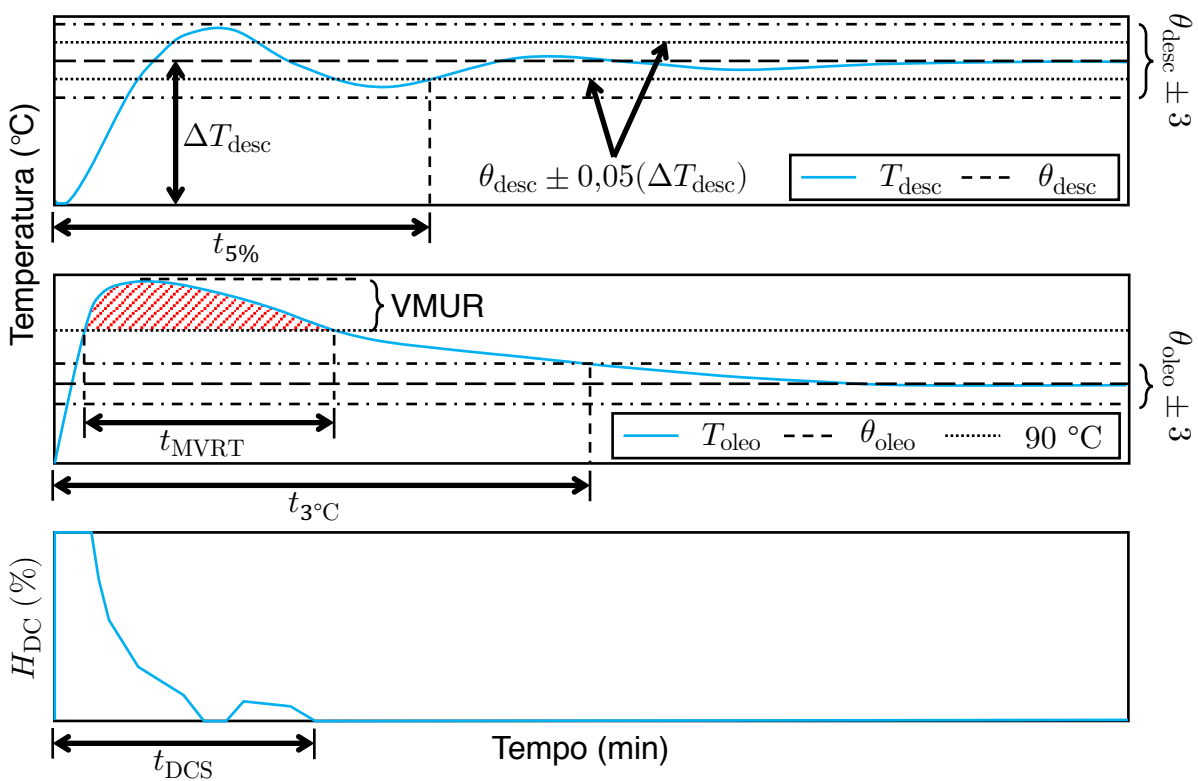
Para avaliar o desempenho dos diferentes controladores testados foram analisados seis indicadores,

- o tempo de acomodação de 5% da referência ($t_{5\%}$): tempo que demora até a saída estar no fim do transitório, a partir do qual ela fica em torno do valor de regime permanente, dentro de uma tolerância de $\pm 5\%$ da diferença entre esse valor e seu valor inicial (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013);
- o tempo para Desligamento Completo do SAIE (t_{DCS}): contado a partir do instante que o controle automático é ligado com a referência igual a TEN, é o tempo que o sistema leva até desligar o aquecedor indutivo e não ligá-lo novamente;
- o tempo até a tolerância de 3 °C da TEN ($t_{3^{\circ}C}$): contado a partir do instante que o controle automático é ligado com a referência igual a TEN, é o tempo necessário para que a diferença absoluta entre as temperaturas do compressor monitoradas pelo controlador (T_{base} , T_{oleo} , T_{bob} e T_{desc}) e suas respectivas TEN sejam menores que 3 °C;
- a Média da Violação na Restrição da Temperatura do óleo (MVRT): calculado pela integral de $\max(T_{oleo} - 90; 0)$, dividido pelo tempo total que o sistema violou a restrição na temperatura do óleo;

- o Valor Máximo de Ultrapassagem da Restrição de temperatura do óleo (VMUR): é o quanto o maior valor de T_{oleo} ultrapassa a restrição de 90 °C;
- o tempo para ficar dentro da zona de referência (t_z): usado para avaliar os ZMPCs no lugar do $t_{5\%}$, esse indicador é explicado na seção 4.3, onde há uma melhor contextualização sobre controle por zona.

Na figura 18 é mostrado um exemplo de resposta do sistema em malha fechada (considerando somente T_{oleo} e T_{desc}), com a referência igual a TEN, para ilustrar os indicadores descritos (exceto t_z). O MVRT é calculado pela área do gráfico hachurada dividida por t_{MVRT} . Para os indicadores $t_{5\%}$ e $t_{3^\circ C}$ foi considerada a TEN do compressor na bancada de ensaios como sendo a mesma do modelo (18). Para todos esses cinco indicadores e para o t_z , quanto menor seus valores, melhor é o desempenho controlador.

Figura 18 – Exemplo de dinâmica do sistema em malha fechada mostrando os indicadores usados para avaliar o desempenho dos controladores.



Fonte – autor.

Neste capítulo, é usado o termo planta simulada para se referir à aplicação do modelo de oito estados (19) no lugar da bancada de ensaios para a realização de simulações do comportamento dinâmico do perfil de temperatura do compressor. Por sua vez, planta real alude à dinâmica das temperaturas do compressor na banca de ensaios experimental. Um ensaio executado na planta simulada e na bancada

de ensaios é chamado de simulação e de ensaio experimental (ou só experimental), respectivamente.

4.1 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO NA FORMA VELOCIDADE COMPLETA

Como o processo a ser controlado possui somente uma entrada (H_{DC}), só é possível fazer uma das temperaturas do compressor seguir referência. Logo, a primeira decisão do projeto foi qual delas escolher. Optou-se pela temperatura cujo controle em malha fechada resultasse no menor $t_{3^{\circ}C}$ e t_{DCS} . Para que o t_{DCS} seja o menor possível, é necessário que quando a temperatura controlada estiver perto da sua TEN, as demais também estejam acima ou suficientemente próximas de suas respectivas TEN. Como T_{bob} e T_{desc} são as variáveis que aumentam mais lentamente com o SAIE ligado, foram testados um CVMPC controlando a temperatura da Bobina (CVMPC-B) e um CVMPC controlando a temperatura da Descarga (CVMPC-D).

Na identificação do modelo para o perfil de temperatura do compressor de refrigeração foi construído o modelo no espaço de estados (18) com $C = I$. Como no CVMPC é suficiente que y contenha somente as temperaturas controladas e com restrição, a matriz de saída para a equação (9) no CVMPC-B é

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

e no CVMPC-D é

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Em seguida, os modelos foram modificados para a forma velocidade completa e as matrizes para predição da resposta livre e da resposta forçada foram montadas de acordo com (10). Os dois controladores foram sintonizados com um horizonte de predição (N) de 10 min para as duas saídas (equivalente a 60 amostras) e um horizonte de controle (N_u) de 10 amostras.

Ao final, cada um dos controladores continha um modelo para predição na forma

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_1(k) \\ \hat{y}_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \end{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 \\ \mathbf{F}_2 \end{bmatrix} \zeta(k), \quad (22)$$

onde: $\hat{y}_1(k) \in \mathbb{R}^N$ e $\hat{y}_2(k) \in \mathbb{R}^N$ são respectivamente a predição feita no instante k da trajetória futura de T_{oleo} e da temperatura controlada; $\Delta \hat{u}(k) \in \mathbb{R}^{N_u}$ é a predição feita no instante k da trajetória futura dos incrementos de H_{DC} ; e $\zeta(k) \in \mathbb{R}^{R+P}$ é o vetor de estados estendidos do modelo na forma velocidade completa no instante k , sendo R e P o número de estados e de saídas do modelo. Os blocos de matriz $\mathbf{G}_i \in \mathbb{R}^{N \times N_u}$ e $\mathbf{F}_i \in \mathbb{R}^{N \times (R+P)}$ são constantes e construídos a partir do modelo do

processo usado pelo MPC, enquanto ζ é atualizado a cada instante de amostragem e obtido da medição das temperaturas do compressor. Montar o modelo de predição na forma (22) possui duas vantagens. A primeira é que simplifica a especificação de restrição nas saídas, quando nem todas precisam ser limitadas. A segunda é que também possibilita remover de (7) as saídas que não necessitam seguir uma referência, diminuindo o tamanho da matriz e do vetor do problema de otimização quadrático.

Considerou-se que apenas a referência para o instante atual é conhecida. A restrição na temperatura do óleo foi construída na forma *soft*, por meio da inclusão de variáveis de folga em (1), de forma que

$$J(k) = \sum_{p=1}^2 \sum_{i=1}^N \psi_p [y_p(k+i|k) - w_p(k+i|k)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda [\Delta u(k+j-1|k)]^2 + \sum_{l=1}^{N_u} \phi [\eta(k+l|k)]^2, \quad (23)$$

onde η é a variável de folga com peso ϕ . Para reduzir o número de variáveis de decisão e, conseqüentemente, o tempo que o otimizador leva para minimizar a função custo, foi usada uma única variável de folga, $\eta(k+N_u|k)$, para os instantes $k+N_u, \dots, k+N$.

Dessa forma, o problema de otimização (7) se torna

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \hat{u}(k), \eta(k)} \quad & \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix}^\top \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{0}_{N_u} & \phi \mathbf{I}_{N_u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}(k) \\ (0) \mathbb{1} \end{bmatrix}^\top \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix} \\ \text{sujeito a:} \quad & \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{0}_{N_u} \\ -\mathbf{T}_1 & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{G}_1 & -\mathbf{T}_2 \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix} < \underbrace{\begin{bmatrix} (1 - H_{DC}(k)) \mathbb{1} \\ (0 - H_{DC}(k)) \mathbb{1} \\ (90 - \theta_{\text{oleo}}) \mathbb{1} - \mathbf{F}_1 \zeta(k) \end{bmatrix}}_{m(k)}, \end{aligned} \quad (24)$$

onde $\eta \in \mathbb{R}^{N_u}$ é o vetor de variáveis de folga das restrições com peso ϕ , $\mathbf{T}_1 \in \mathbb{R}^{N_u \times N_u}$ é uma matriz triangular inferior com todos os elementos iguais a 1, $\mathbb{1}$ é um vetor (de dimensões apropriadas) com todos os elementos iguais a 1,

$$\begin{aligned} \eta(k) &= \left[\eta(k+1|k) \quad \dots \quad \eta(k+N_u|k) \right]^\top \\ \mathbf{H} &= 2(\mathbf{G}_2^\top (\psi_2 \mathbf{I}_N) \mathbf{G}_2 + \lambda \mathbf{I}_{N_u}) \in \mathbb{R}^{N_u \times N_u} \\ \mathbf{b}(k) &= 2\mathbf{G}_2^\top (\psi_2 \mathbf{I}_N) (\mathbf{F}_2 \zeta(k) - (w_2(k)) \mathbb{1}) \in \mathbb{R}^{N_u}, \quad (25) \\ \mathbf{T}_2 &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_u} & \mathbf{T}_3^\top \end{bmatrix}^\top \in \mathbb{R}^{N \times N_u} \\ \mathbf{T}_3 &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbb{1} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N-N_u) \times N_u} \end{aligned}$$

sendo $w_2(k)$ a referência no instante k da temperatura controlada. A primeira e segunda linhas do bloco de matrizes em M e $m(k)$ em (24) descrevem respectivamente a

restrição da ação de controle máximo e mínimo, tal que $H_{DC} \in [0 ; 1]$. A última linha do bloco de matrizes impõe a restrição de limite máximo de temperatura do óleo.

O peso do esforço de controle foi definido pela expressão apresentada por Dangu, Flesch e Schwedersky (2018)

$$\lambda = \frac{N}{N_u} \left(\frac{K}{5} \beta \right)^2, \quad (26)$$

onde K é o ganho estático da variável manipulada para a variável controlada e β é um parâmetro de ajuste do controlador que quanto maior for, mais lenta e robusta será a resposta de malha fechada. O ajuste inicial de β foi feito por simulação e então validado experimentalmente.

A primeira linha da tabela 3 contém os indicadores de desempenho do CVMPC-B operando na planta simulada, usando a sintonia de parâmetros da tabela 4 ($\lambda = 278$). A figura 19 mostra a resposta em malha fechada do CVMPC-B na planta simulada, com todos os quatro estados sendo medidos. O $t_{5\%}$ é inferior a 6 min para as duas referências. O $t_{5\%}$ da primeira referência (1ª ref.) é maior que o $t_{5\%}$ da segunda referência (2ª ref.) por conta da saturação no atuador e da restrição imposta em T_{oleo} . O $t_{3^\circ C}$ é maior que o $t_{5\%}$ da primeira referência porque T_{base} e T_{oleo} ainda precisam resfriar por um tempo, mesmo após o desligamento completo do SAIE. O MVRT e o VMUR indicam uma insignificante violação da restrição, devido à diferença entre o modelo usado pelo MPC e pela planta simulada.

Tabela 3 – Indicadores de desempenho do CVMPC-B.

Controlador	$t_{5\%}$ (min)		t_{DCS} (min)	$t_{3^\circ C}$ (min)	MVRT (°C)	VMUR (°C)
	1ª ref.	2ª ref.				
CVMPC-B (simulação)	5,5	4,2	11,0	15,2	0,18	0,41
CVMPC-BK (experimental)	5,7	4,8	7,7	13,7	0,41	1,21
CVMPC-BKEO (experimental)	5,0	4,7	7,0	14,7	2,85	5,16

Fonte – autor.

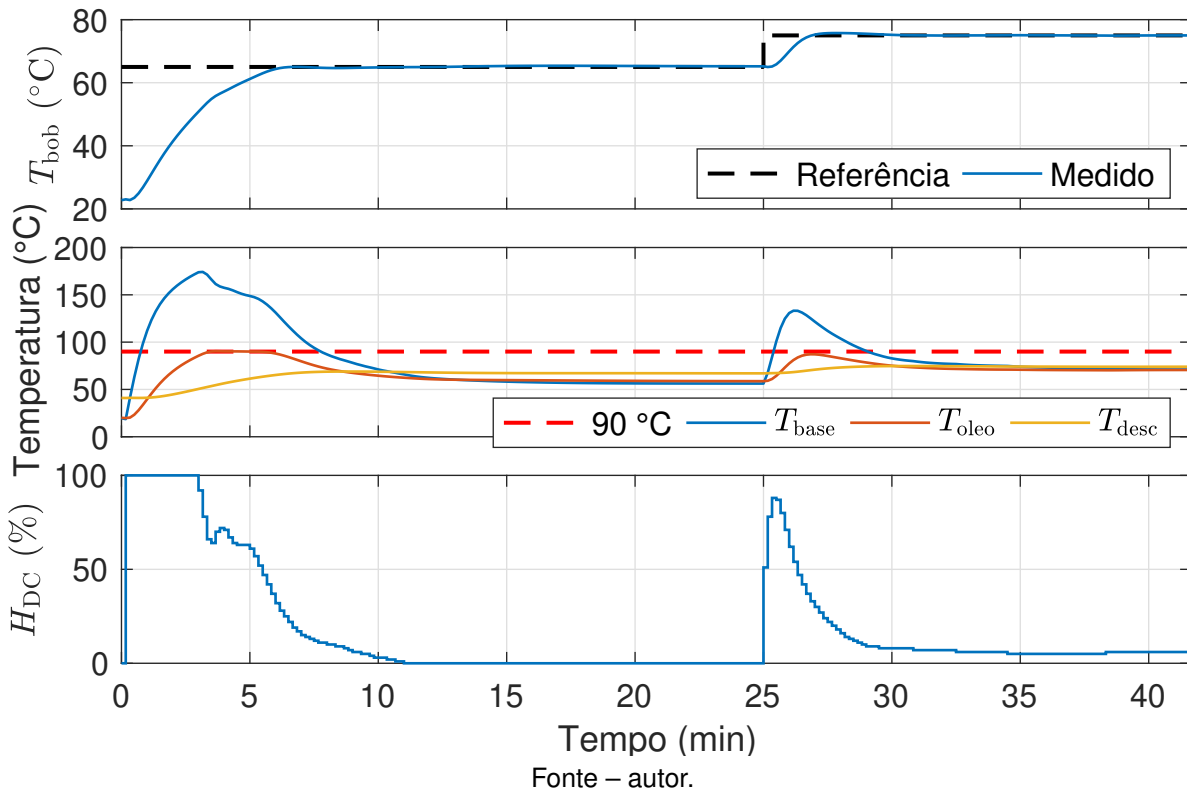
Tabela 4 – Parâmetros do CVMPC de acordo com função custo em (1) e (24)

Controlador	N	d	N_u	β	ψ_1	ψ_2	λ	ϕ
CVMPC-B	60	0	10	0,2	0	1	278	100
CVMPC-D	60	0	10	0,2	0	1	172	100

Fonte – autor.

Esse controlador (com todos os estados sendo medidos) foi implementado na bancada de ensaios, resultando na dinâmica de malha fechada da figura 20. O primeiro

Figura 19 – Planta simulada em malha fechada usando CVMPC-B.



patamar da referência em todos os gráficos da bancada de ensaios em malha fechada neste capítulo é meramente ilustrativo e tem o propósito de evidenciar o instante da primeira mudança de referência. Durante esse intervalo, o compressor é ligado e a temperatura do refrigerante na sucção e as pressões de sucção e de descarga são levadas para suas respectivas referências. Quando há a primeira mudança de referência, o controlador do perfil de temperatura do compressor só é ativado e começa a calcular a ação de controle.

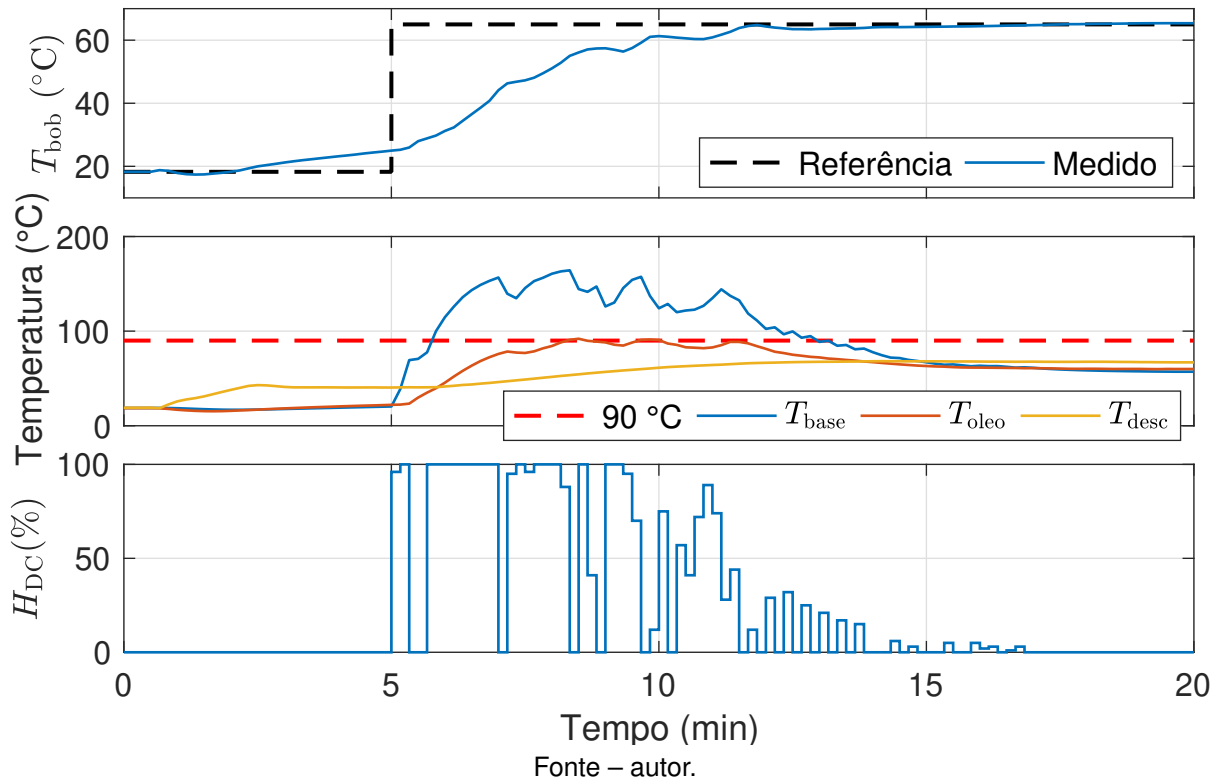
Na prática, o $t_{5\%}$ e o t_{DCS} foram 1 min maiores que na planta simulada. Contudo, o sinal de controle (H_{DC}) apresentou variações bruscas ao longo de todo o controle, comportamento diferente do observado em simulação. Ao incluir ruído de medição e de processo na planta simulada o sinal de controle também passou a conter variações bruscas similares.

Para resolver esse problema, optou-se por usar no controlador um filtro de Kalman não só para estimar T_{oleo} (pois na prática não é um estado acessível), mas também para estimar os demais estados e com isso reduzir o efeito dos ruídos no controle. Para a construção do filtro foi usado o modelo de processo

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{I}\mathbf{w}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_e\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \end{aligned} \quad (27)$$

onde \mathbf{w} e \mathbf{v} são o ruído de processo e de medição, com matriz de covariância \mathbf{Q} e \mathbf{R} ,

Figura 20 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-B.



respectivamente. A estimativa dos estados do modelo (χ) é calculada por (12) e ζ do CVMPC é construído com y medido e $\Delta\chi$. A sintonia do filtro de Kalman foi feita com

$$\begin{aligned}
 C_e &= I \\
 Q &= \text{diag}([0,1 \ 0,1 \ 0,1 \ 0,1]) . \\
 R &= \text{diag}([1 \ 5 \ 1 \ 1])
 \end{aligned} \tag{28}$$

Uma matriz identidade foi usada em C_e , porque todos os estados são conhecidos. O ajuste de Q e R foi realizado através do CVMPC-B com filtro de Kalman (MPSE-BK) inicialmente na planta simulada, e depois na bancada de ensaios. Os valores em suas diagonais foram escolhidos com base no que cada matriz afeta na dinâmica do estimador.

Como o importante é a razão entre a covariância do ruído de processo com a covariância do ruído de medição em cada estado, primeiramente fixou-se R com os valores de (28). O valor usado para a covariância do ruído de medição em T_{oleo} é maior porque foi observado que a medição dessa variável é mais ruidosa que a dos outros três estados (provavelmente por conta do termopar estar submerso em um líquido em constante movimento). Optou-se por valores na diagonal de Q menores que os da diagonal de R para o estimador priorizar a atenuação do ruído dos sensores, uma vez que o CVMPC usa Δx nas predições. Essa sintonia faz os estados estimados variarem de forma menos brusca que os estados reais, deixando a dinâmica da sua variação

mais semelhante à do modelo usado pelo filtro, mas podendo levar mais tempo para rejeitar erros de estimação causados por erro de modelagem ou erro nos estados iniciais. Não obstante, usando y medido em ζ do CVMPC, o controlador é capaz de enxergar esse erro de estimação de forma semelhante a uma perturbação degrau no sistema, a qual ele é capaz de rejeitá-la.

A dinâmica de malha fechada usando o controlador proposto é ilustrada na figura 21 e os indicadores de desempenho desse ensaio se encontram na segunda linha da tabela 3. Os estados iniciais do observador são iguais aos estados medidos. O observador só começa a estimar os estados no momento que o controlador é ativado (durante a primeira mudança de referência). Com a inclusão do filtro de Kalman o comportamento do sinal de controle e o $t_{5\%}$ para ambas as referências ficaram mais semelhantes aos valores observados na simulação. O $t_{3^\circ\text{C}}$ com esse controlador também foi próximo do esperado, com T_{base} sendo o último estado a ficar dentro da tolerância, ao passo que T_{oleo} e T_{desc} levaram 2,4 min e 3,2 min a menos que T_{base} , respectivamente. Apesar de ter sido maior que o esperado, o VMUR e o MVRT ainda são considerados baixos no contexto do trabalho. A maior diferença encontrou-se no t_{DCS} , a qual pode ter sido influenciada pela discrepância entre as condições iniciais da planta, que com exceção de T_{desc} foram no mínimo 2 °C acima do simulado.

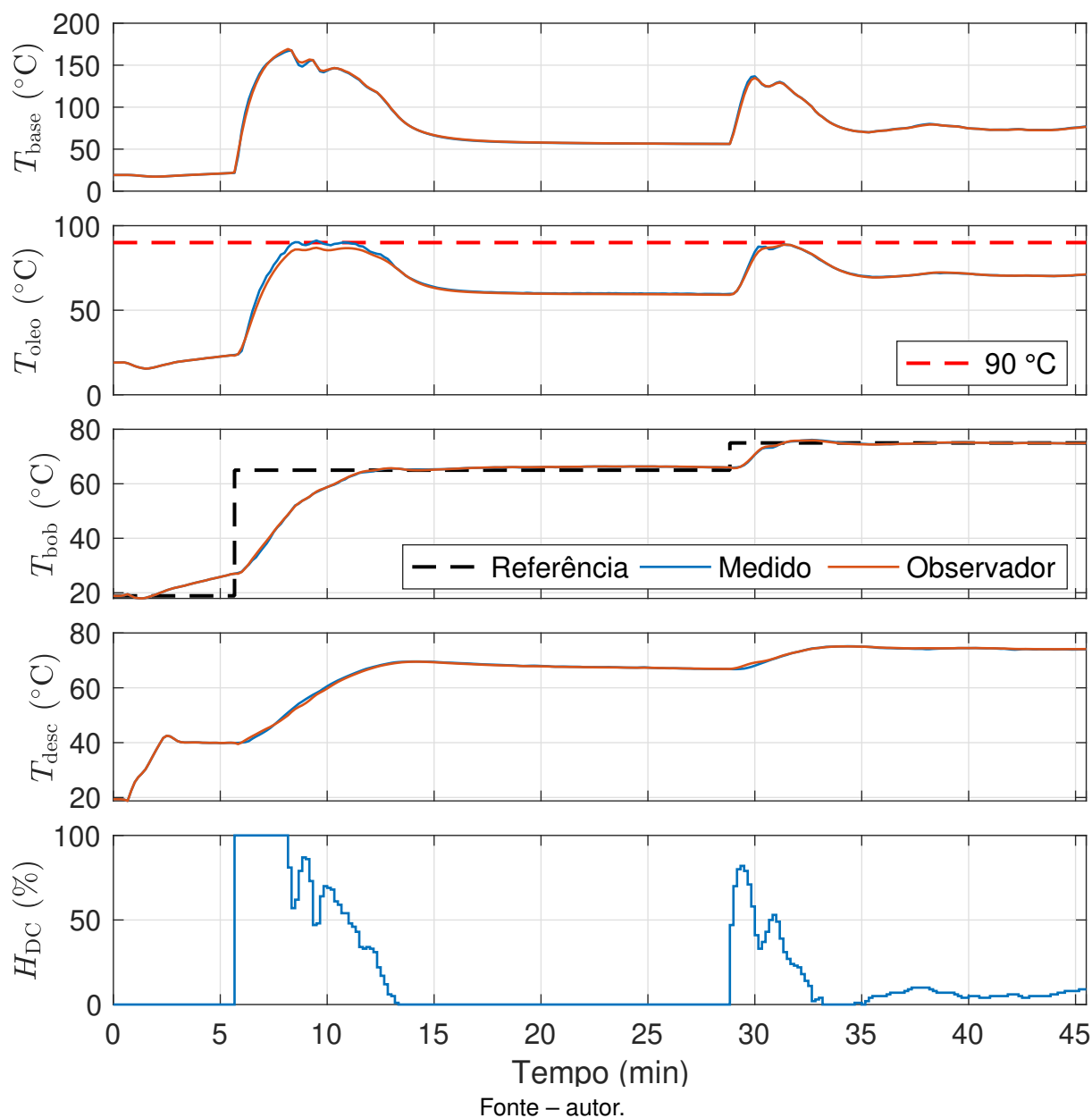
Em seguida o filtro de Kalman do controlador foi alterado para funcionar como se T_{oleo} não estivesse sendo medido. Para isso, um outro filtro de Kalman foi sintonizado com

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_e &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{Q} &= \text{diag}([0,1 \ 0,1 \ 0,1 \ 0,1]) \\ \mathbf{R} &= \text{diag}([1 \ 1 \ 1]) \end{aligned} \quad (29)$$

Como T_{oleo} é uma variável de saída da planta no controle (por conta da restrição) mas não é conhecida, foi preciso usar sua estimativa em ζ , para a predição da resposta livre. Um ensaio experimental com o controlador resultante, CVMPC-BK Estimando a temperatura do Óleo (CVMPC-BKEO), obteve os indicadores que estão na terceira linha da tabela 3. A evolução das temperaturas do compressor, estados estimados e sinal de controle são mostrados na figura 22. O valor inicial de T_{oleo} foi definido como a média entre T_{base} e T_{bob} , o que mostrou ser uma boa aproximação antes do aquecimento forçado.

Já que nesse controlador T_{oleo} real não é conhecido, a restrição tem de ser imposta em seu valor estimado. O VMUR e MVRT são piores que os outros dois CVMPC-B, porque, apesar de T_{oleo} do observador não ultrapassar 90 °C, seu valor real é maior que o estimado quando essa temperatura está próxima de 90 °C durante o primeiro regime transitório. Apesar de esse erro de estimação também ocorrer no

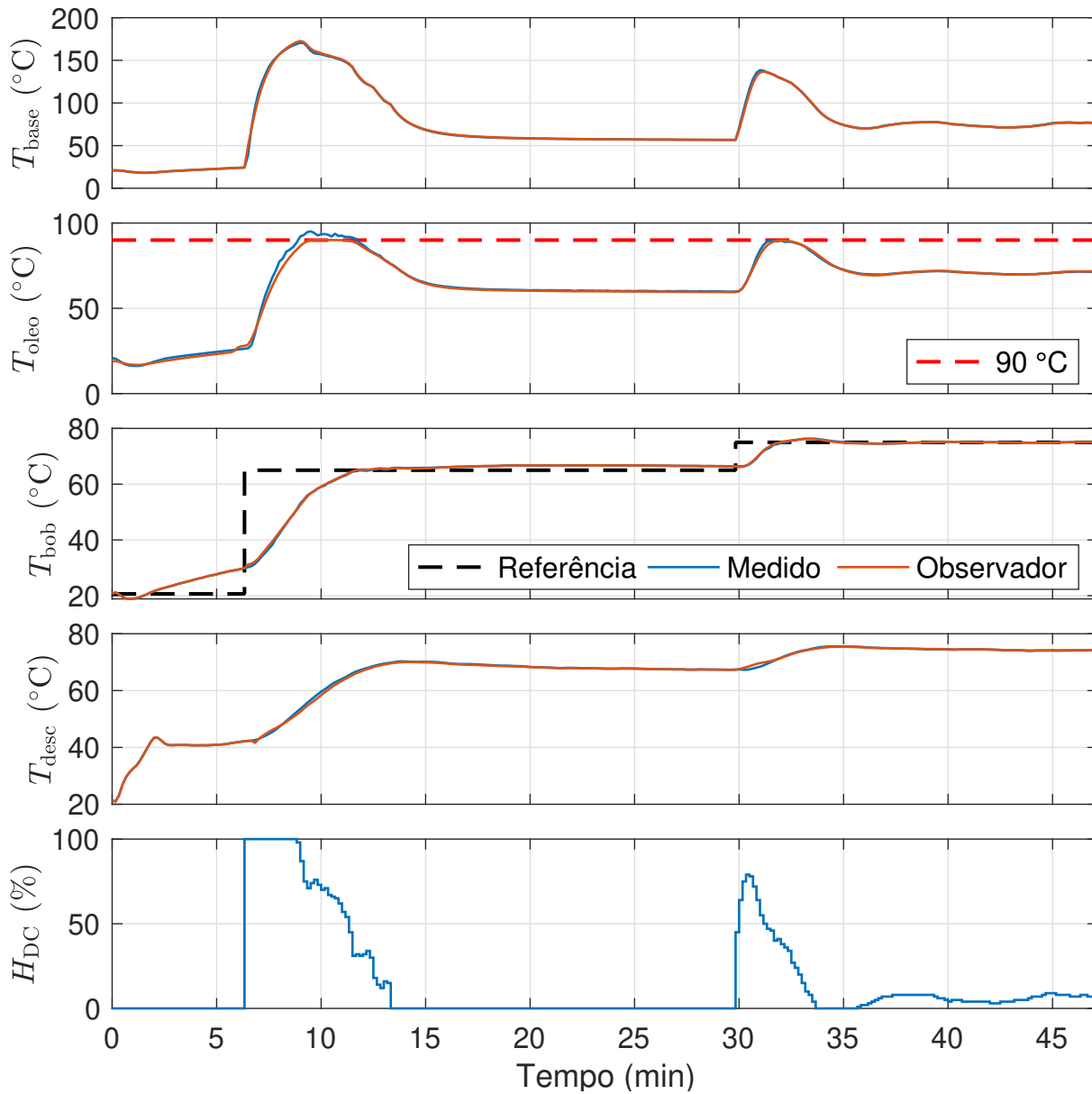
Figura 21 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-BK.



CVMPC-BK, ele é capaz de respeitar melhor a restrição, porque usa T_{oleo} real na predição e na realimentação do filtro. Entretanto, na segunda vez que o sistema fica próxima da restrição (após a segunda mudança de referência) a estimativa de T_{oleo} é quase igual ao valor medido, tanto na figura 21 quanto na figura 22. Isso indica a possível existência de dinâmicas não modeladas, que afetam o sistema quando o compressor parte da temperatura ambiente para a de equilíbrio natural.

Como os estados do processo na segunda mudança de referência eram similares com ou sem a medição de T_{oleo} e sua estimativa ficou próxima do valor real em ambos os casos, o $t_{5\%}$ da segunda referência do CVMPC-BKEO foi praticamente igual ao do CVMPC-BK. O $t_{5\%}$ da primeira referência e o t_{DC5} dos dois CVMPC-B com

Figura 22 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-BKEO.



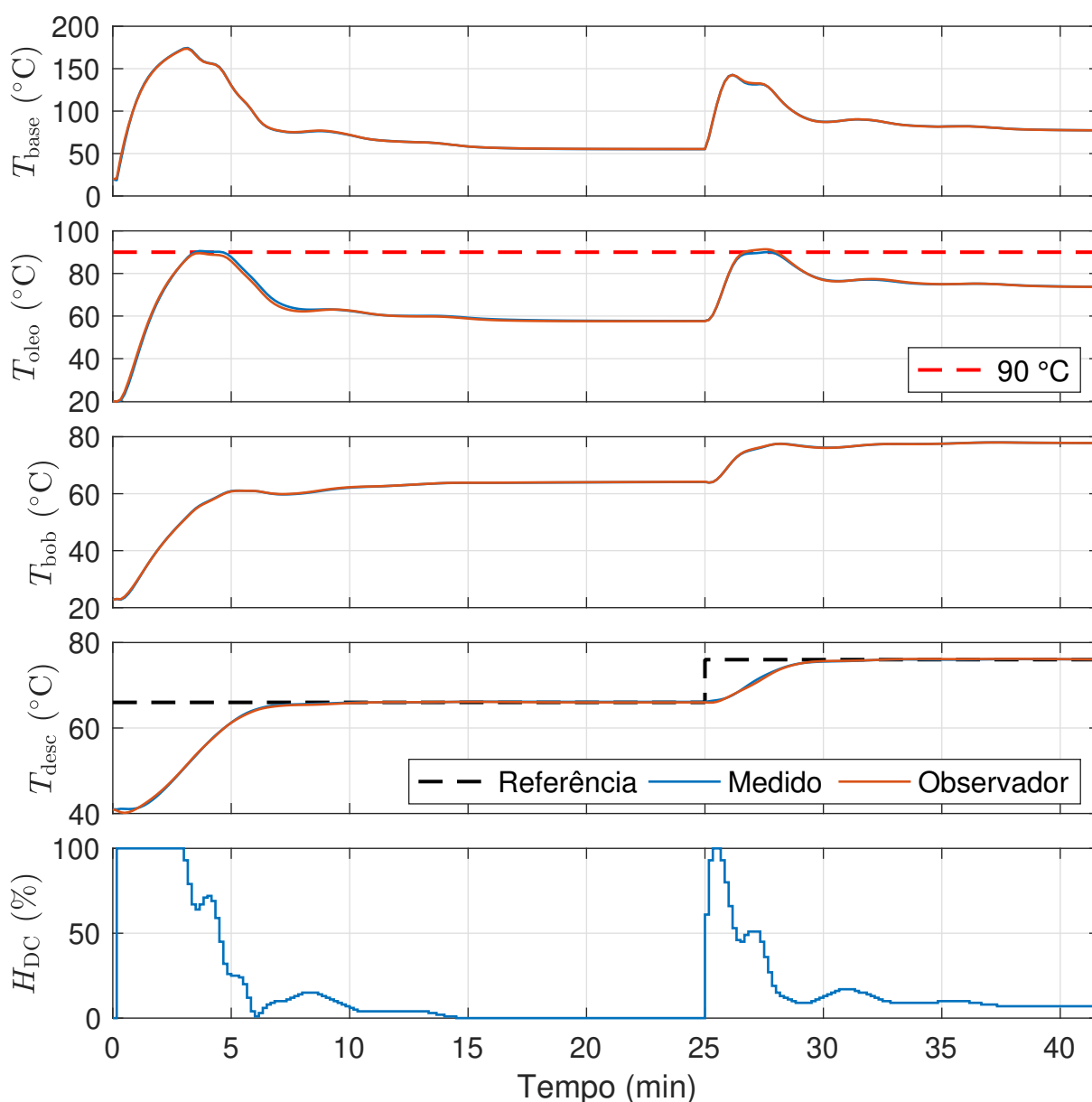
filtro de Kalman foram similares, mas sua redução provavelmente ocorreu por conta da maior violação na restrição do CVMPC-BKEO. Essa violação seria o equivalente a um aumento no limite máximo de T_{oleo} no primeiro controlador, o que permite levar T_{bob} e T_{desc} à TEN mais rapidamente. O aumento no $t_{3^{\circ}C}$ ao remover a medição de T_{oleo} pode ter se dado tanto por esse mesmo motivo, quanto por uma mudança na TEN entre os dois ensaios.

Outra diferença entre os dois CVMPC-BK, é que com a medição da T_{oleo} , o sinal de controle apresentou mais oscilações. Essas oscilações foram causadas quando T_{oleo} estava perto de 90 °C, porque o erro de predição nessa região fez o controlador agir mais agressivamente, por conta da proximidade com a restrição. Isso não ocorreu

no CVMPC-BKEO, pois o controlador compara a predição com a trajetória da estimativa de T_{oleo} , que são calculados utilizando o mesmo modelo. Uma solução para a redução dessas oscilações no CVMPC-BK seria usar um valor menor em ϕ , permitindo a restrição ser violada um pouco e suavizando o controle nessa região de operação.

Posteriormente, foi avaliado o CVMPC-D com os mesmos parâmetros da tabela 4 ($\lambda = 172$). Como o problema dos ruídos já era conhecido, o controlador já foi construído com um filtro de Kalman para usar $\Delta\chi$ em ζ . A figura 23 contém gráficos das variáveis da planta simulada em malha fechada com o CVMPC-D com filtro de Kalman (CVMPC-DK), com seus indicadores de desempenho registrados na tabela 5.

Figura 23 – Planta simulada em malha fechada usando CVMPC-DK.



Fonte – autor.

Tabela 5 – Indicadores de desempenho do CVMPC-DK.

Planta	$t_{5\%}$ (min)		t_{DCS} (min)	$t_{3^{\circ}C}$ (min)	MVRT ($^{\circ}C$)	VMUR ($^{\circ}C$)
	1ª ref.	2ª ref.				
Simulada	7,5	4,8	14,3	15,0	0,26	0,54
Real	6,5	4,5	17,3	18,3	0,24	0,37

Fonte – autor.

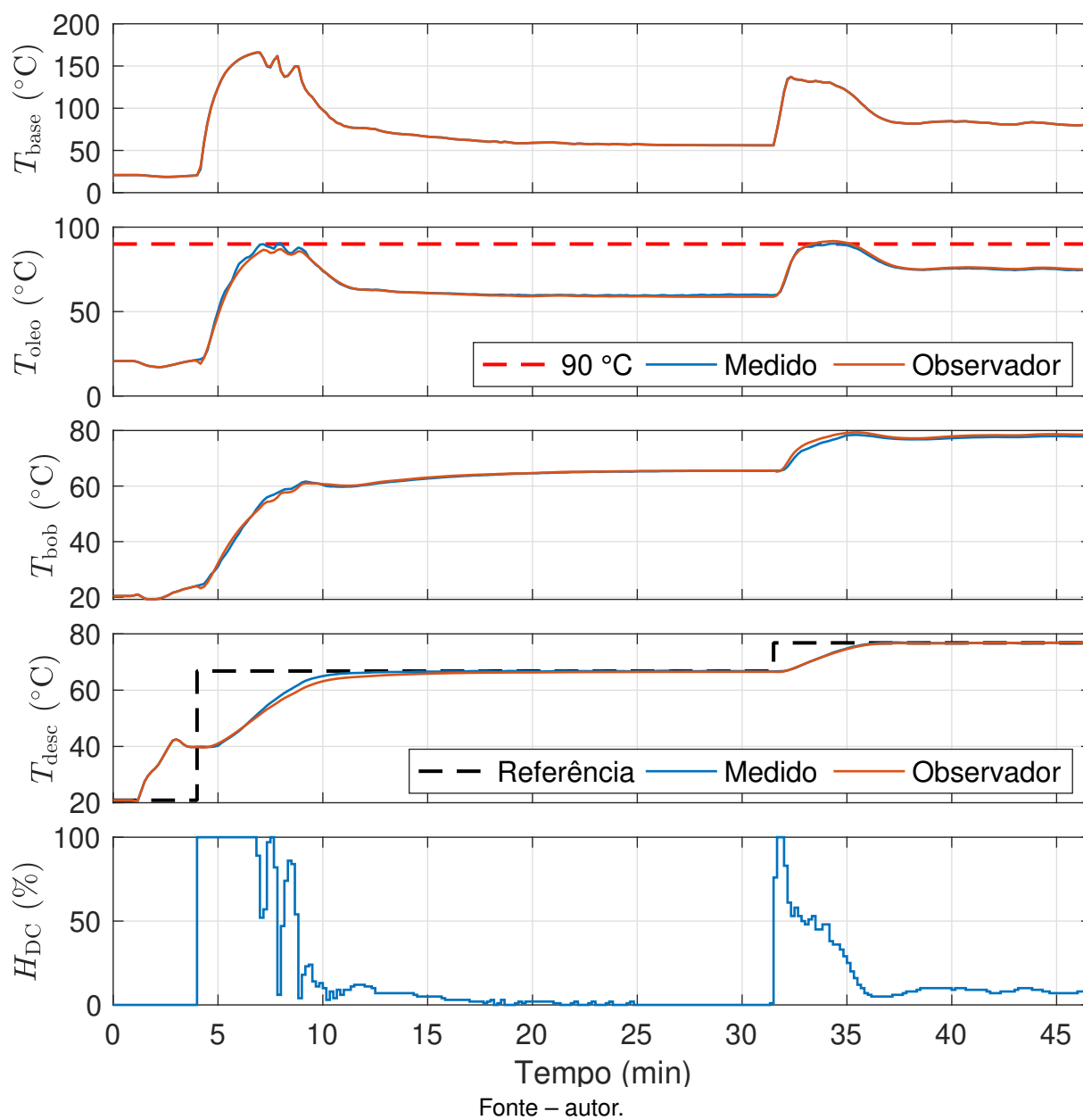
O $t_{3^{\circ}C}$ e o $t_{5\%}$ da segunda referência desse controlador ficaram próximos aos da simulação com o CVMPC-B. Todavia, o t_{DCS} e o $t_{5\%}$ da primeira referência controlando T_{desc} foram maiores do que controlando T_{bob} . Pela figura 23, é possível ver que T_{bob} continua aumentando por um tempo (para chegar na TEN) depois que T_{desc} atinge a referência. Por conta disso, o CVMPC-DK acaba levando mais tempo para desligar completamente o SAIE.

O resultado obtido ao usar o CVMPC-DK na bancada de ensaios encontra-se na segunda linha da tabela 5. Na prática, $t_{5\%}$ da primeira referência foi 1 min menor que na planta simulada, mas o segundo foi praticamente igual. Essa discrepância pode ter ocorrido pelo fato de o modelo apresentar uma dinâmica mais lenta para T_{desc} com condições iniciais não nulas que a bancada de ensaios, como pode ser visto ao comparar as curvas da variável medida e do observador dos 6,5 min aos 13,5 min na figura 24. Por outro lado, ambos t_{DCS} e $t_{3^{\circ}C}$ foram maiores que o esperado. Porém, assim como na simulação, todas as temperaturas ficaram dentro de 3 $^{\circ}C$ da TEN por volta de 1 min depois que o SAIE foi completamente desligado.

No geral, o sinal de controle do CVMPC-DK no ensaio experimental se comportou de maneira equivalente ao da simulação. Mas assim como no caso do CVMPC-BK, o controle oscilou com uma amplitude maior na bancada de ensaios durante a operação ao redor da restrição de temperatura do óleo. Isso mostra que a discrepância entre as dinâmicas de T_{oleo} do modelo usado pelo MPC e da bancada de ensaios são maiores que entre as do modelo usado pelo MPC e da planta simulada. Mesmo assim, a violação da restrição na temperatura do óleo com o CVMPC-DK foi negligenciável.

Dentre os indicadores analisados para cada controlador, o CVMPC-BK se mostrou melhor que o CVMPC-DK, porque seu t_{DCS} e seu $t_{3^{\circ}C}$ foram significativamente menores. As diferenças entre os MVRT, VMUR e os $t_{5\%}$ foram consideradas pequenas demais para serem relevantes. Por conta dessa conclusão, não se viu a necessidade de testar um CVMPC-DK Estimando a temperatura do Óleo (CVMPC-DKEO). Todavia, assim como no caso do CVMPC-BKEO, é de se esperar que sem a medição de T_{oleo} o controlador viole mais a restrição do óleo para a primeira mudança de referência, aumentando o MVRT por volta de 2,5 $^{\circ}C$. Por sua vez, estima-se que isso reduza em torno de 1 min tanto o $t_{5\%}$ para levar o compressor à TEN quanto o t_{DCS} , além de aumentar

Figura 24 – Bancada de ensaios em malha fechada usando CVMPC-DK.



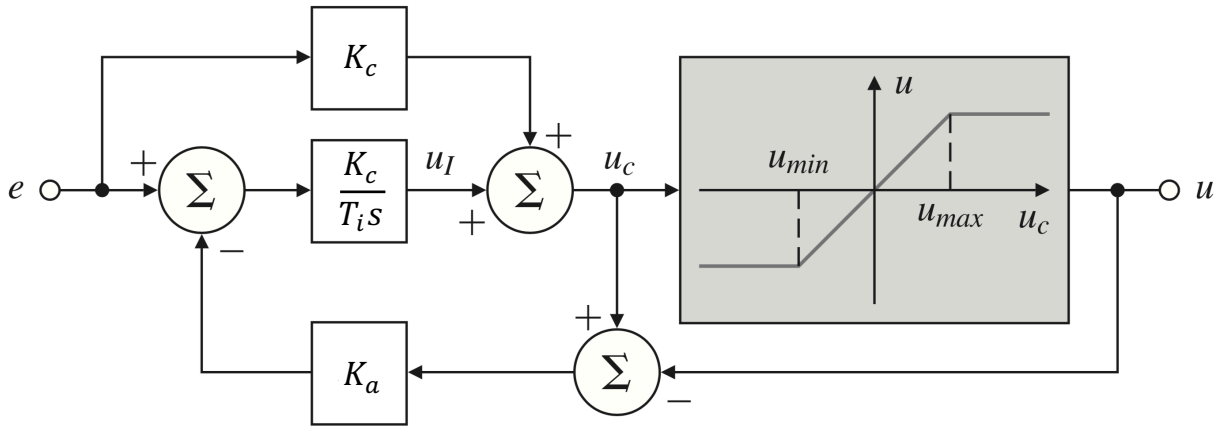
em 1 min o $t_{3^{\circ}\text{C}}$ (como aconteceu com entre o CVMPC-BK e o CVMPC-BKEO).

4.2 CONTROLE PROPORCIONAL-INTEGRAL COM ANTI-WINDUP

Diferente do MPC com restrições, um controlador PI ou PID não leva em conta os limites máximo e mínimo do atuador. No cenário em que a variável manipulada fica saturada, o valor absoluto da integral do erro continua crescendo até o erro mudar de sinal, efeito conhecido como *windup*. Isso pode fazer o sinal de controle permanecer saturado por um tempo, mesmo depois de ultrapassar a referência. Muitas vezes isso gera um sobressinal grande na resposta até o controlador compensar o *windup*. Para

evitar esse problema, uma solução é usar uma estrutura anti-*windup* no PI (PIAW) como o do diagrama de blocos na figura 25, onde e é o erro de seguimento da referência, u_c e u são respectivamente o controle calculado e saturado.

Figura 25 – Diagrama de blocos de um PI com compensador anti-*windup*.



Fonte – adaptado de Franklin, Powell e Emami-Naeini (2013).

Novamente, foram testados separadamente um PIAW para a temperatura da Bobina (PIAW-B) e um PIAW para a temperatura da Descarga (PIAW-D). Para a sintonia dos PIs, foi usado um modelo SISO de primeira ordem, obtido pela aproximação da resposta ao degrau na entrada do modelo de quatro estados (18). Respectivamente, a função de transferência resultante de H_{DC} para T_{bob} e de H_{DC} para T_{desc} ficou

$$G_{bob} = \frac{170}{1560s + 1}, \quad (30)$$

$$G_{desc} = \frac{134}{1570s + 1}. \quad (31)$$

A sintonia de controle escolhida foi a de um PI por cancelamento polo-zero e comportamento em malha fechada com constante de tempo de 2 min. Para isso, o tempo integral (T_i) precisa ser igual (ou próximo) à constante de tempo do modelo da planta e o ganho proporcional (K_c) é ajustado de forma a mover o polo da malha fechada para a posição desejada (HO; HANG; ZHOU, 1995; FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013). O ganho do compensador anti-*windup* (K_a) foi ajustado via simulação (por tentativa e erro), até que a resposta em malha fechada da temperatura ambiente para a TEN ficasse com um sobressinal menor que 5%. O controlador discreto foi escrito usando a aproximação por *backward*-Euler. A tabela 6 contém os valores desses três parâmetros para os dois controladores.

Enquanto o problema da restrição no atuador pode ser contornado com a inclusão do anti-*windup*, com somente um PI SISO não há uma estrutura convencional empregada para limitar uma variável do processo que não seja a controlada. Uma solução natural seria sintonizar os parâmetros do controlador de forma a garantir que

Tabela 6 – Parâmetros dos PIAW.

Controlador	K_c	T_i	K_a
PIAW-B	0,076	1560	20
PIAW-D	0,097	1570	30

Fonte – autor.

essa variável não ultrapasse o valor desejado com as mudanças de referência que podem ser impostas. Entretanto, no processo estudado isso implica aumentar o tempo de resposta da malha fechada. Para evitar isso, a solução adotada foi de chavear o controlador para o modo manual e forçar a ação de controle calculada (u_c da figura 25) a ser zero (desligando o atuador), sempre que T_{oleo} ultrapassar o limite de 90 °C. Enquanto o controlador está no modo manual, o estado do integrador permanece inalterado.

A figura 26 mostra o resultado da planta simulada em malha fechada usando o PIAW-B e usando o PIAW-D, separadamente. Os indicadores avaliados no controle de temperatura do compressor de refrigeração obtidos na simulação encontram-se na tabela 7. Os quatro primeiros indicadores dos dois controladores obtiveram resultados semelhantes, com menos de 1 min de diferença em cada um deles.

Tabela 7 – Indicadores de desempenho dos PIAW na planta simulada.

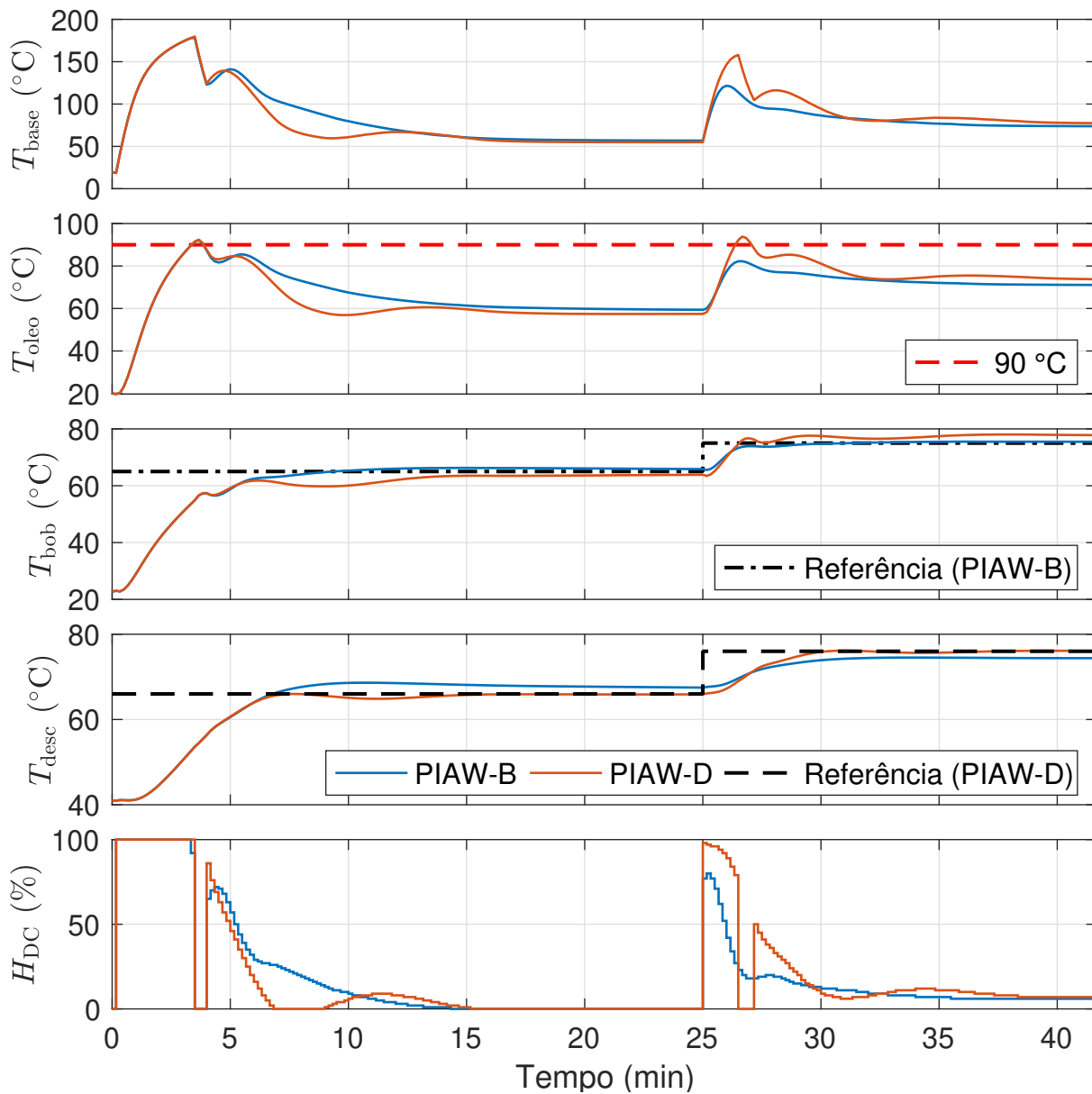
Controlador	$t_{5\%}$ (min)		t_{DCS} (min)	$t_{3^{\circ}C}$ (min)	MVRT (°C)	VMUR (°C)
	1ª ref.	2ª ref.				
PIAW-B	6,3	4,2	14,2	16,2	1,34	2,14
PIAW-D	6,2	4,7	15,0	15,5	2,16	3,87

Fonte – autor.

Uma diferença que pode se notar entre o PIAW e o CVMPC é o grau de violação da restrição na simulação. Enquanto o MPC é capaz de operar constantemente na restrição durante um intervalo de tempo e tem um MVRT abaixo de 0,5 °C, o PI projetado faz T_{oleo} oscilar próximo do valor máximo permitido e tem um MVRT acima de 1,0 °C. A violação da restrição no MPC é pequena e só ocorre por conta da discrepância entre a dinâmica do modelo usado na predição e da bancada de ensaios. No caso do PI, isso ocorre porque a lógica usada considera o valor da temperatura no instante atual, mas não leva em conta a inércia térmica do óleo. Além do atuador só ser desligado quando a restrição já foi violada, normalmente T_{oleo} demora mais do que um instante de amostragem para voltar a ficar dentro do limite, justamente por conta dessa inércia.

As figuras 27 e 28 contêm os gráficos das variáveis da planta com os dois controladores funcionando na bancada de ensaios, com seus indicadores presentes na tabela 8. Até o instante da primeira mudança de referência, o controlador fica

Figura 26 – Planta simulada em malha fechada usando PIAW-B e PIAW-D (separadamente).

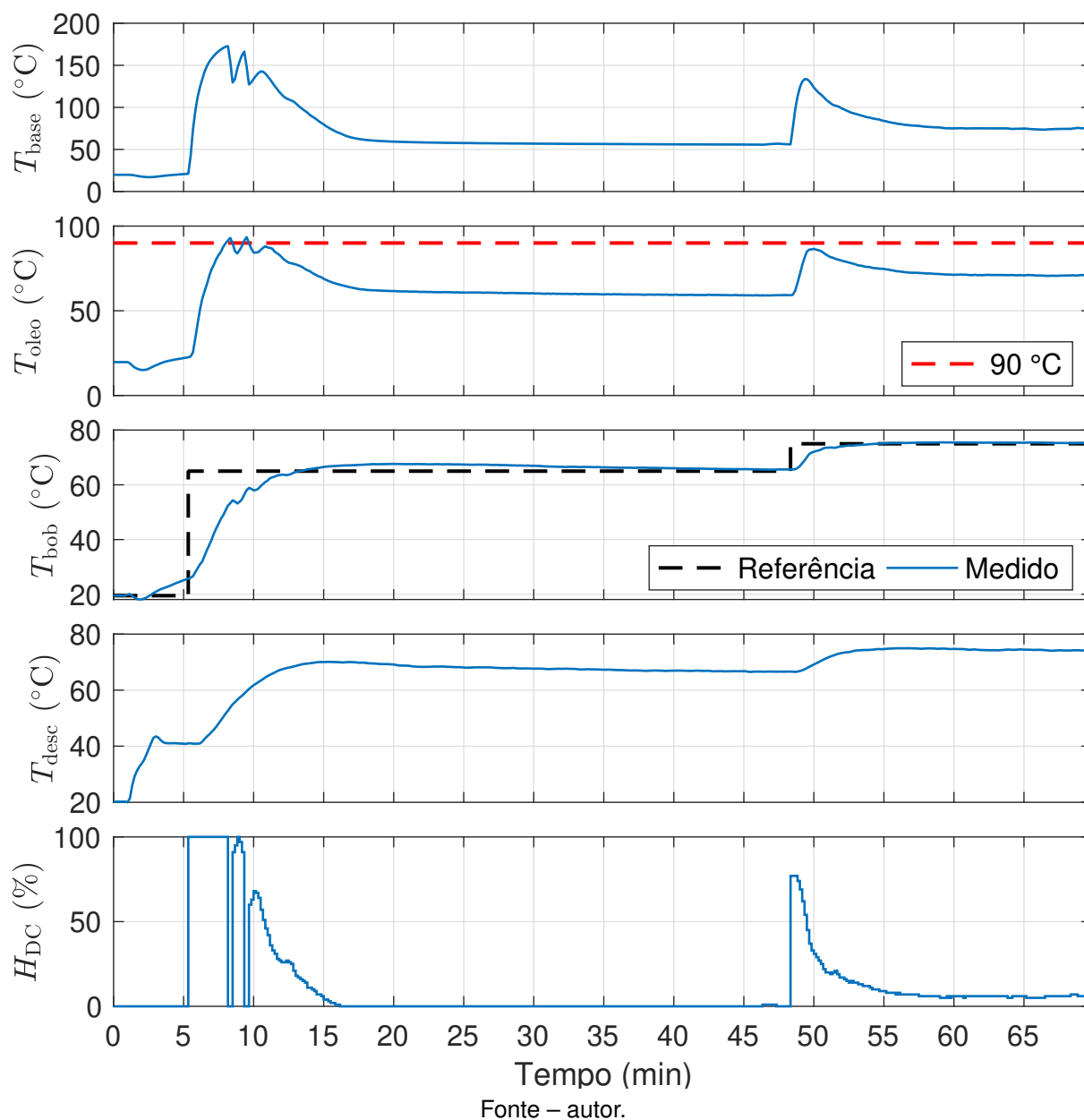


Fonte – autor.

desativado, ou seja, o erro da referência é considerado nulo e o controlador mantém H_{DC} em zero. Não houve diferença entre os dois $t_{5\%}$ do PIAW-D na simulação e no ensaio experimental, mas ambos t_{DCS} e $t_{3^{\circ}C}$ foram aproximadamente 4 min maiores que o esperado. Essa discrepância ocorreu porque T_{bob} ainda não estava próximo da TEN quando T_{desc} atingiu a referência, fazendo o SAIE permanecer ligado por mais tempo.

Por outro lado, no PIAW-B o $t_{5\%}$ da segunda referência foi o único indicador cujo valor experimental ficou parecido ao da simulação. Na bancada de ensaios, o $t_{5\%}$ da primeira referência foi quase 20 min mais longo que o simulado, por conta da

Figura 27 – Bancada de ensaios em malha fechada usando PIAW-B.



Fonte – autor.

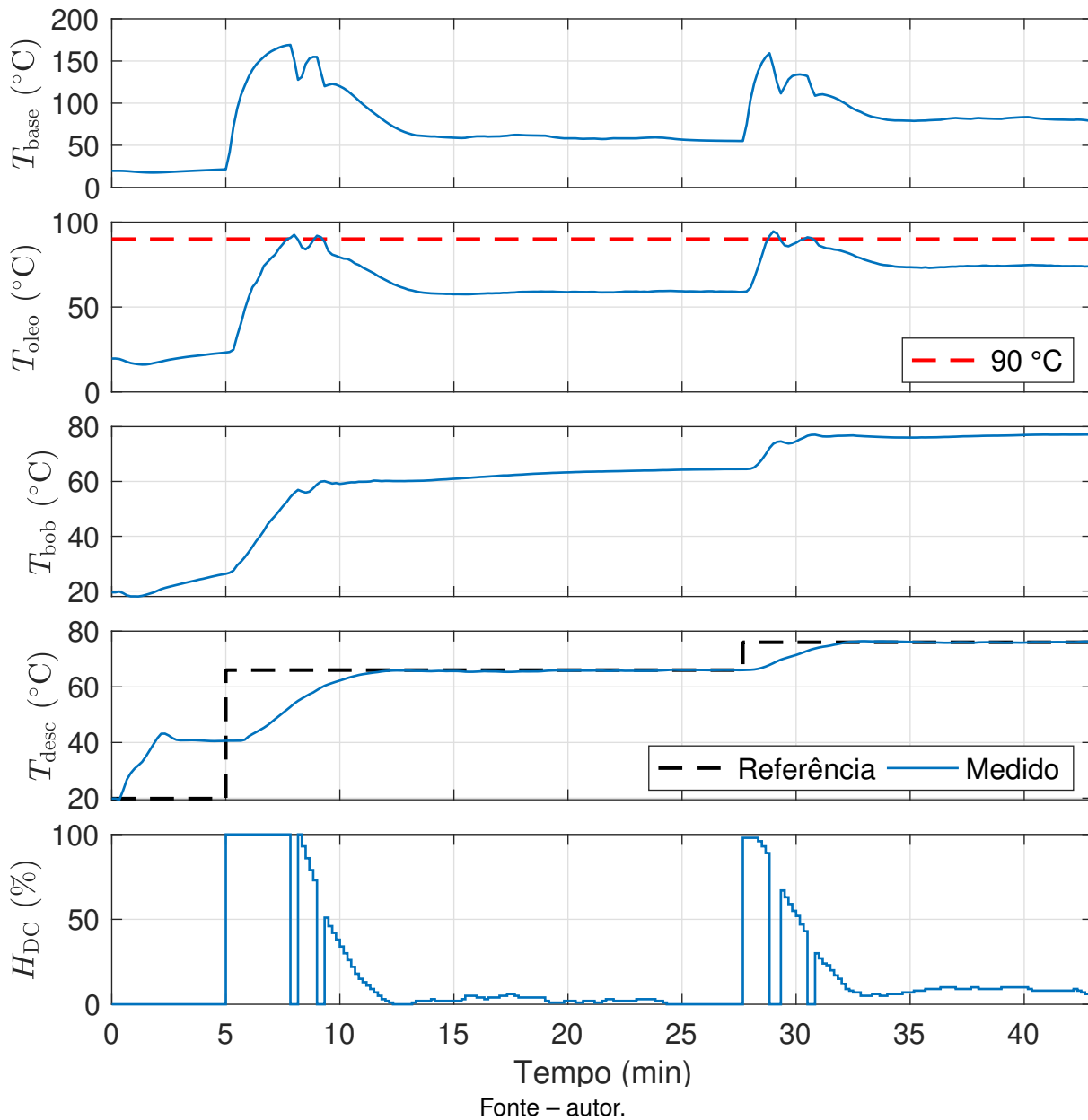
Tabela 8 – Indicadores de desempenho dos PIAW na bancada de ensaios.

Controlador	$t_{5\%}$ (min)		t_{DCS} (min)	$t_{3^{\circ}C}$ (min)	MVRT (°C)	VMUR (°C)
	1 ^a ref.	2 ^a ref.				
PIAW-B	25,0	4,8	10,8	17,8	2,35	3,45
PIAW-D	6,3	4,3	19,3	19,7	1,96	4,54

Fonte – autor.

presença de um sobressinal maior que o esperado na resposta. Possivelmente isso que fez o $t_{3^{\circ}C}$ ser 1,6 min maior e o t_{DCS} ser 3,4 min menor do que na simulação. Outra

Figura 28 – Bancada de ensaios em malha fechada usando PIAW-D.



diferença entre a simulação e o ensaio experimental é que no primeiro T_{oleo} ultrapassa $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ uma única vez para cada referência, enquanto no segundo isso ocorre duas vezes para cada referência (exceto na segunda mudança de referência com o PIAW-B). Como era de se esperar, o MVRT dos dois PI foram maiores que os dos dois CVMPC nos ensaios experimentais.

Para fins práticos, é necessário um ajuste experimental dos parâmetros do PIAW-B, para reduzir o sobressinal da variável controlada quando o compressor é levado da temperatura ambiente para a TEN. Uma possível alternativa é aumentar K_a , visto que isso amorteceu um pouco mais a resposta da malha fechada na simulação.

Uma outra forma na qual poderia ser incluída a restrição de T_{oleo} usando PIs

seria com dois controladores em cascata. A malha externa seria responsável por levar T_{bob} ou T_{desc} até o valor desejado, enquanto a malha interna controla T_{bob} . Como a saída do PI externo é a referência da temperatura do óleo, a restrição seria imposta na forma de uma saturação para essa referência. Se o PI interno for projetado para gerar uma resposta criticamente amortecida ou superamortecida, a restrição será respeitada.

4.3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM RASTREAMENTO DE ZONA

É comum em aplicações na indústria requerer que certas variáveis do processo sejam apenas mantidas dentro de um intervalo (zona), ao invés de um valor (ponto) específico. Esse tipo de controle é normalmente denominado como controle de zona e também pode ser usado com MPC, chamado aqui de *Zone MPC* (ZMPC). Existe na literatura mais de uma forma de se implementar um ZMPC. Se todas as referências forem zonas, a mais simples delas é fazer $\Psi = 0$ em (5) e no lugar adicionar restrições para as saídas em (7) (MACIEJOWSKI, 2000). Existem outras formulações de *Zone MPC* que focam, por exemplo, em garantir a estabilidade da malha fechada (GONZÁLEZ; ODLOAK, 2009), mas que não são tratadas nesta dissertação.

Na indústria, para iniciar a realização de um ensaio de avaliação de desempenho, basta que o perfil de temperatura do compressor já esteja dentro da tolerância de 3 °C da TEN. Nessa aplicação, não é necessário que o controlador seja capaz de seguir uma referência, como fazem o CVMPC e o PI. Logo, um ZMPC acaba sendo uma opção viável. Outra vantagem do ZMPC nesse problema é que normalmente o ponto exato da TEN é desconhecido, uma vez que ela pode variar um pouco a cada ensaio, por conta dos fatores já apresentados na seção 3.1. Além disso, o controle por zona permite (até certo ponto) que duas saídas se mantenham na região desejada, mesmo havendo apenas uma entrada na planta.

A arquitetura usada para o ZMPC foi a mesma de um CVMPC com filtro Kalman, como os apresentados na seção 4.1. A primeira diferença é que no ZMPC é fornecida uma zona de referência para o par T_{bob} e T_{desc} . Para isso, o modelo no espaço de estados (18) usado no MPC, teve como matriz de saída

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Equivalente aos CVMPCs, o modelo de predição do controlador foi rearranjado para a forma

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}_1(k) \\ \hat{\mathbf{y}}_2(k) \\ \hat{\mathbf{y}}_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \\ \mathbf{G}_3 \end{bmatrix} \Delta \hat{\mathbf{u}}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 \\ \mathbf{F}_2 \\ \mathbf{F}_3 \end{bmatrix} \zeta(k), \quad (33)$$

onde $\hat{y}_1(k)$, $\hat{y}_2(k)$ e $\hat{y}_3(k)$ é a predição feita no instante k da trajetória futura de T_{oleo} , T_{bob} e T_{desc} , respectivamente.

Para o seguimento de referência, foram acrescentadas restrições de zona na forma *soft* para as duas variáveis controladas. Dessa forma, o custo se comporta como o da equação (1), mas com uma zona morta no erro de seguimento das referências. Pensando assim, os pesos dessas variáveis de folga foram sintonizados como se fossem pesos do erro de seguimento das referências. Também foi incluída na função custo (1) o erro de seguimento da referência para a ação de controle, ao longo do horizonte de predição. Como referência para a ação de controle foi usado $u_w = 0$, com o intuito de minimizar a potência utilizada pelo atuador.

O problema de otimização a ser resolvido em cada instante de amostragem se torna

$$\min_{\Delta \hat{u}(k), \eta_1(k), \eta_2(k), \eta_3(k)} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta_1(k) \\ \eta_2(k) \\ \eta_3(k) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (\lambda \mathbf{I}_{N_u} + \gamma \mathbf{T}_1^T \mathbf{T}_1) & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{0}_{N_u} & \phi \mathbf{I}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \psi_2 \mathbf{I}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \psi_3 \mathbf{I}_{N_u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta_1(k) \\ \eta_2(k) \\ \eta_3(k) \end{bmatrix}$$

$$\text{sujeito a: } \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} \\ -\mathbf{T}_1 & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{G}_1 & -\mathbf{T}_2 & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{G}_2 & \mathbf{0}_{N_u} & -\mathbf{T}_2 & \mathbf{0}_{N_u} \\ -\mathbf{G}_2 & \mathbf{0}_{N_u} & -\mathbf{T}_2 & \mathbf{0}_{N_u} \\ \mathbf{G}_3 & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & -\mathbf{T}_2 \\ -\mathbf{G}_3 & \mathbf{0}_{N_u} & \mathbf{0}_{N_u} & -\mathbf{T}_2 \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k) \\ \eta_1(k) \\ \eta_2(k) \\ \eta_3(k) \end{bmatrix} < \underbrace{\begin{bmatrix} (1 - H_{\text{DC}}(k)) \mathbb{1} \\ (0 - H_{\text{DC}}(k)) \mathbb{1} \\ (90 - \theta_{\text{oleo}}) \mathbb{1} - \mathbf{F}_1 \zeta(k) \\ (w_2(k) + \sigma) \mathbb{1} - \mathbf{F}_2 \zeta(k) \\ \mathbf{F}_2 \zeta(k) - (w_2(k) - \sigma) \mathbb{1} \\ (w_3(k) + \sigma) \mathbb{1} - \mathbf{F}_3 \zeta(k) \\ \mathbf{F}_3 \zeta(k) - (w_3(k) - \sigma) \mathbb{1} \end{bmatrix}}_{m(k)}, \quad (34)$$

onde η_1 é o vetor de variáveis de folga do limite de temperatura máxima permitida para o óleo, η_2 e η_3 são os vetores de variáveis de folga para o controle de zona. Os pesos ψ_2 e ψ_3 são atribuídos às variáveis de folga e servem como pesos do erro de seguimento da zona de referência de y_2 e y_3 . A zona de referência de y_i é definida como $w_i \pm \sigma$. As matrizes \mathbf{T}_1 e \mathbf{T}_2 são as mesmas de (25). O vetor η_1 e as três primeiras linhas em M e $m(k)$ são equivalentes a η e a M e $m(k)$ em (24), respectivamente. A quarta e quinta linhas do bloco de matrizes em M e $m(k)$ especificam a referência de T_{bob} , enquanto a sexta e a sétima linhas especificam a de T_{desc} . A zona de referência foi modelada em (34) de forma análoga à restrição de T_{oleo} em (24), com η_2 e η_3 cobrindo todo o horizonte de controle e o último elemento de cada um deles sendo utilizado de $k + N_u, \dots, k + N$.

A tabela 9 contém a sintonia escolhida para os parâmetros do controlador. Foi usada a mesma sintonia de parâmetros e filtro de Kalman do CVMPC-BK. O mesmo N e d são usados para as duas saídas. O peso ψ_3 penaliza o erro de seguimento de

referência para T_{desc} e foi escolhido como $(K_2/K_3)^2$, sendo K_i o ganho estático da entrada para y_i , com o intuito de evitar que o MPC priorizasse o seguimento de uma referência sobre a outra. O parâmetro γ é o peso do erro de seguimento da referência para a ação de controle. Seu valor equivale a $0,01\lambda$ e foi ajustado por simulação.

Tabela 9 – Parâmetros do ZMPC de acordo com função custo em (1) e (34)

Controlador	N	d	N_u	β	ψ_1	ψ_2	ψ_3	λ	γ	ϕ	σ
ZMPC	60	0	10	0,2	0	1	1,69	278	2,78	100	3

Fonte – autor.

Com o objetivo de melhor ilustrar as vantagens da função custo escolhida, a figura 29 mostra diferentes ZMPC com filtro de Kalman (ZMPC-K) utilizando a sintonia da tabela 9 para fechar a malha da planta simulada, onde:

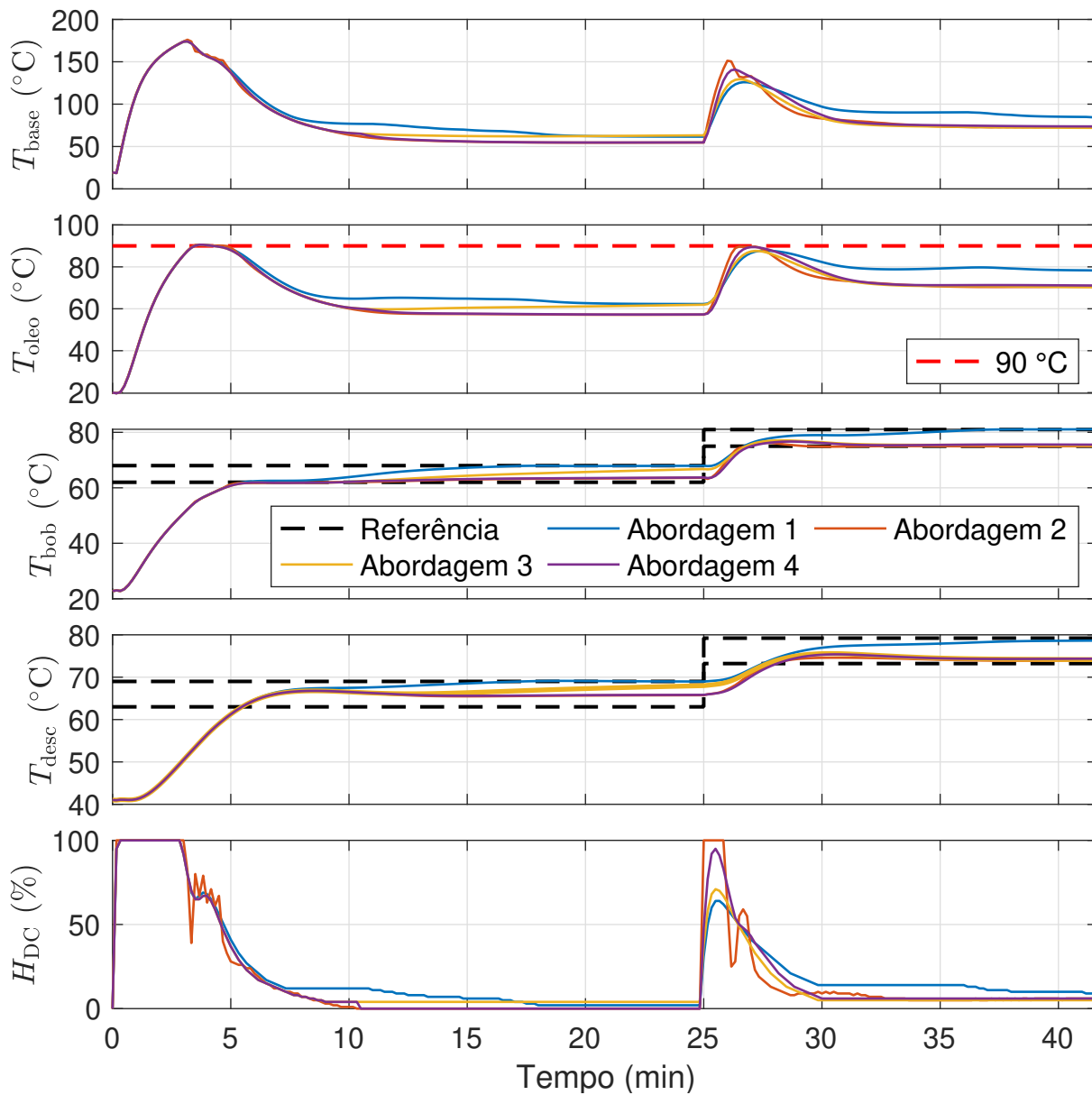
- na abordagem 1 a função custo não inclui u ($\gamma = 0$);
- na abordagem 2 a função custo não inclui Δu ($\lambda = 0$);
- na abordagem 3 Δu e u estão inclusos na função custo ($\lambda \neq 0$, $\gamma \neq 0$);
- na abordagem 4 Δu e u estão inclusos na função custo e o controlador possui um algoritmo para desligar o atuador quando a referência é a TEN.

Todos os quatro ZMPCs são capazes de seguir as referências. Quando $\gamma = 0$ o sinal de controle resultante pode possuir uma energia maior que a necessária para levar o compressor à TEN (abordagem 1). Por outro lado, se $\lambda = 0$ o sinal de controle é mais sensível a ruídos de processo e de medição (abordagem 2). Usando esses dois termos na função custo (a ação de controle e seu incremento) é possível juntar a vantagem que cada um traz, como é visto na abordagem 3.

É importante ressaltar que a partir de certo ponto, aumentar w_i sem mudar u_w impedirá o controlador de operar o sistema dentro da zona de referência. Quando isso ocorrer é porque o custo de operar o sistema fora da referência é menor que o de operar dentro da referência, por conta da ação de controle. Entretanto, essa alteração não se mostrou necessária para o escopo deste trabalho.

Todavia, mesmo com a zona de referência centrada na TEN, na abordagem 3 foi obtido $H_{DC} = 0,02$ em regime permanente. Isso acontece porque H_{DC} é uma grandeza discreta e desse momento em diante o incremento de controle, necessário para desligar o atuador, gera no otimizador um custo maior que manter o atuador ligado nessa potência. Esse comportamento é indesejado, visto que os ensaios de avaliação de desempenho dos compressores de refrigeração não podem ser iniciados com o aquecedor ligado. Para resolver isso, foi programado no controlador um algoritmo que

Figura 29 – Planta simulada em malha fechada usando ZMPC-K com diferentes abordagens.



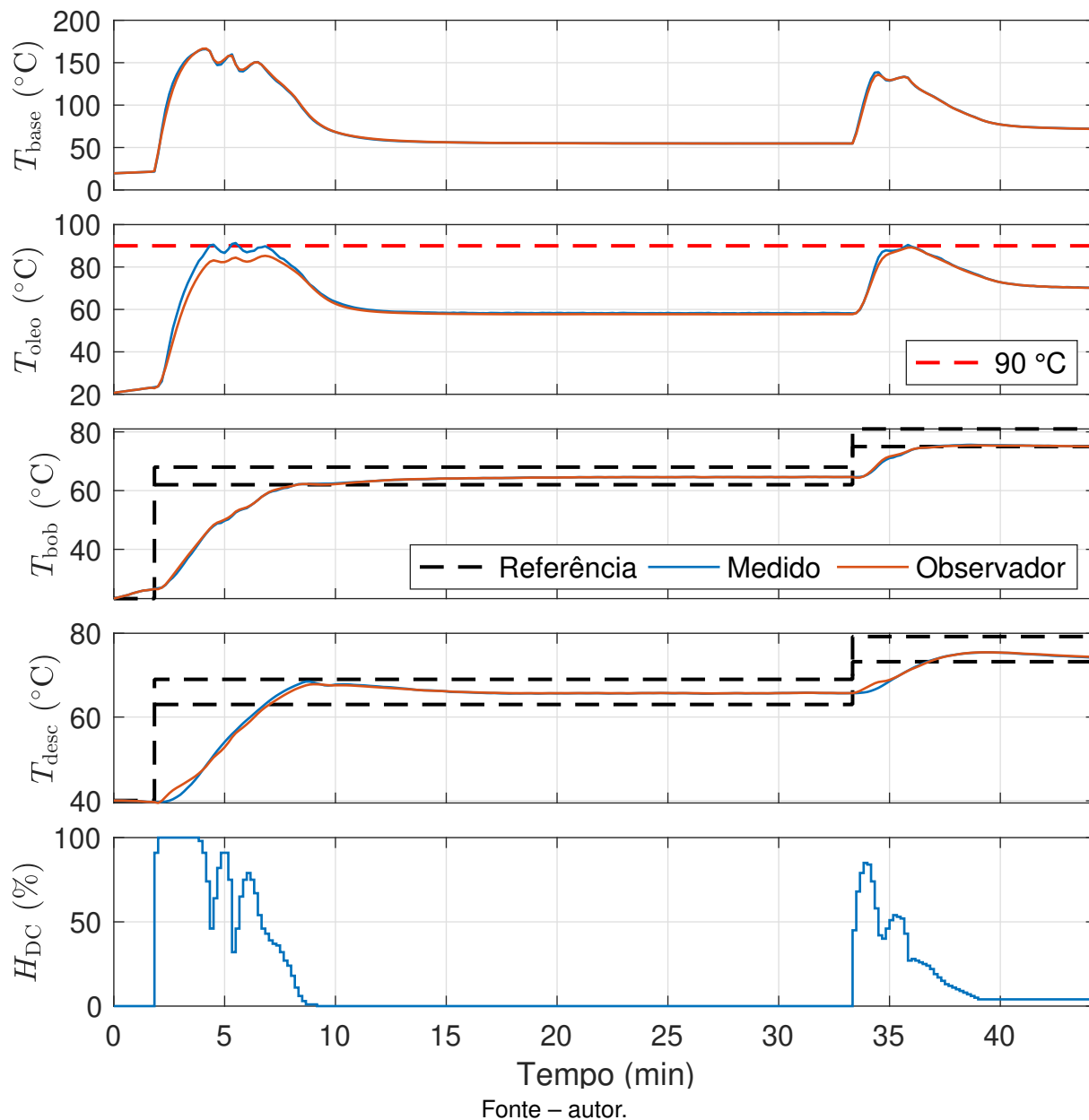
Fonte – autor.

força o desligamento do SAIE quando o centro da zona de referência for a TEN do modelo. O desligamento forçado ocorre quando T_{bob} e T_{desc} se mantiverem acima do limite inferior de seus respectivos intervalos de referência por 1 min. Esse é o ZMPC-K com a abordagem 4 da figura 29, escolhido para uso na bancada de ensaios e denominado apenas ZMPC-K daqui em diante.

A figura 30 contém os gráficos das variáveis durante o ensaio experimental em malha fechada com o ZMPC-K. Os indicadores obtidos por simulação e experimentalmente encontram-se nas duas primeiras linhas da tabela 10. Como dessa vez as referências de cada saída são um intervalo, ao invés de $t_{5\%}$, foi analisado o tempo

que o sistema levou para ficar dentro da zona de referência (t_z), contado a partir do instante em que é ligado o controle automático ou da mudança da zona de referência.

Figura 30 – Bancada de ensaios em malha fechada usando ZMPC-K.



Em ambos os casos (simulação e ensaio experimental) o MVRT ficou abaixo de $1,0\text{ }^{\circ}\text{C}$ e o t_z da segunda referência foi abaixo de 4 min. Por outro lado, na bancada de ensaios o t_{DCS} foi 3 min mais rápido e tanto o t_z da primeira referência quanto o $t_{3^{\circ}\text{C}}$ foram 2 min menores que os observados em simulação. Na planta simulada e na bancada de ensaios, depois que uma das saídas controladas fica dentro da sua referência, o controlador é capaz de mantê-la lá enquanto leva a outra saída para sua respectiva referência. O sinal de controle do ZMPC-K sofre do mesmo problema que os dois CVMPC com filtro de Kalman: na bancada de ensaios, H_{DC} apresentou oscilações

Tabela 10 – Indicadores de desempenho do ZMPC-K.

Planta	t_{DCS} (min)	$t_{3^{\circ}C}$ (min)	t_z (min)		MVRT (°C)	VMUR (°C)
			1ª ref.	2ª ref.		
Simulada	10,3	12,5	8,3	3,2	0,32	0,57
Real	7,3	10,8	6,5	3,8	0,66	1,31
Real (estimando T_{oleo})	6,8	10,2	6,0	–	3,10	4,59

Fonte – autor.

quando a temperatura do óleo estava próxima de 90 °C, pelo motivo explicado no final da seção 4.1.

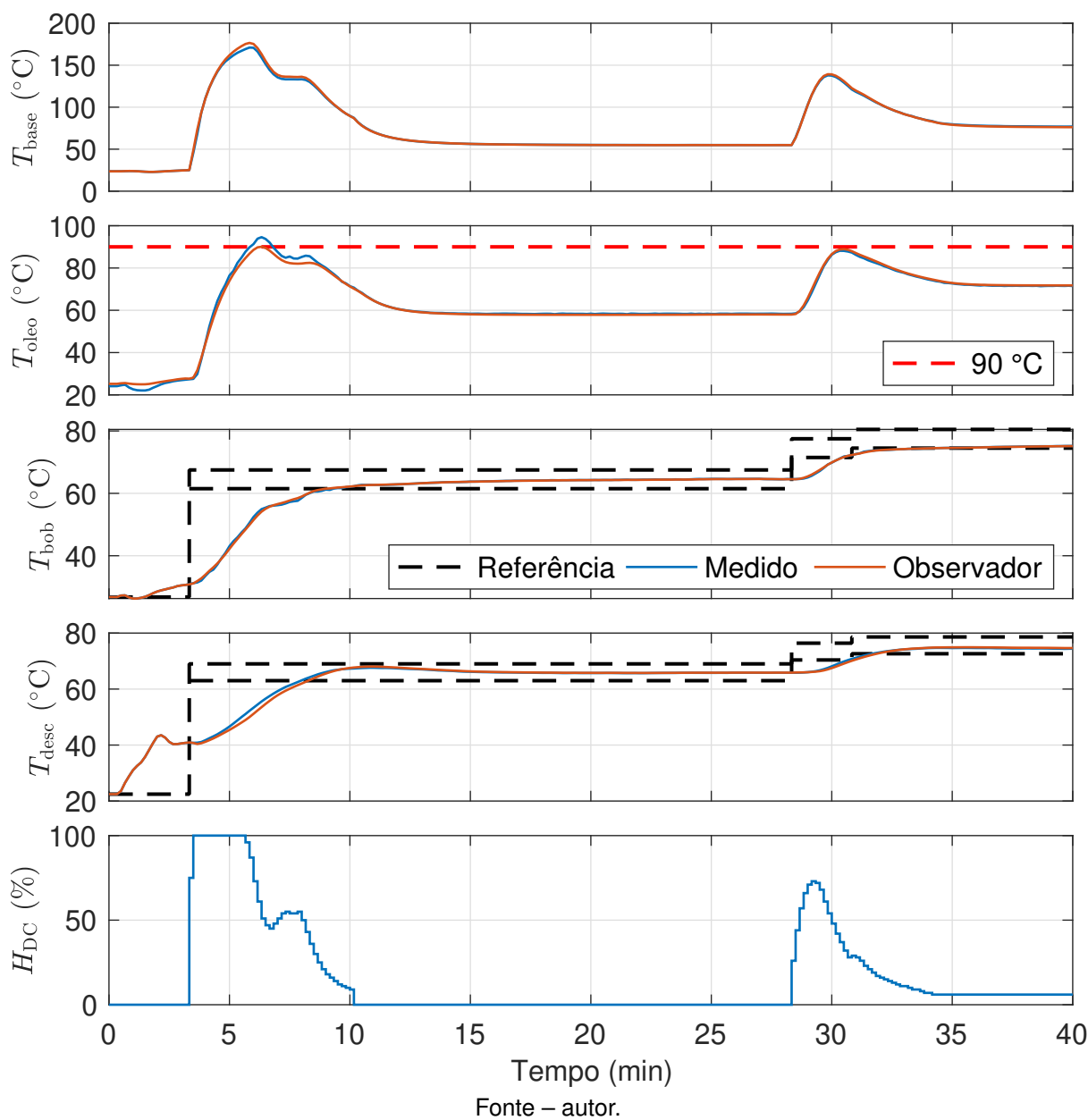
Por último, foi testado um ZMPC-K Estimando a temperatura do Óleo (ZMPC-KEO), ao invés de medi-la. A sintonia do controlador também foi feita com os parâmetros da tabela 9 e o filtro de Kalman foi projetado usando as matrizes em (29). Como pode ser visto na figura 31 e na última linha da tabela 10, o t_{DCS} , o $t_{3^{\circ}C}$ e o t_z da primeira referência foram praticamente iguais aos do ZMPC-K, com menos de 1 min de diferença.

Assim como no caso do CVMPC-B, estimando a temperatura do óleo o sinal de controle oscilou menos e o MVRT aumentou em 2,5 °C. O aumento da violação da restrição aconteceu porque entre no intervalo dos 5,8 min aos 7 min o valor estimado de T_{oleo} está abaixo do valor verdadeiro. Novamente, esse problema ocorreu somente quando a mudança de referência ocorreu com o compressor partindo da temperatura ambiente, visto que depois dos 28 min o erro absoluto médio de estimação para T_{oleo} ficou abaixo de 0,5 °C. Devido a um erro na segunda mudança de referência durante o ensaio, não foi possível medir devidamente o t_z da segunda referência com o ZMPC-KEO. Porém, esse controlador se mostrou capaz de levar e manter o processo na nova zona de operação.

4.4 COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo foram expostas técnicas de controle clássicas e avançadas para o perfil de temperatura de um compressor de refrigeração. Os ensaios foram feitos com o compressor em somente uma condição de operação, levando-o da temperatura ambiente para sua temperatura de equilíbrio natural. Depois das temperaturas assentarem também foi aplicado um degrau de +10 °C na referência. Para evitar possíveis danos ao compressor, foi imposta uma restrição de limite máximo em 90 °C para a temperatura do óleo em todos os controladores. Todos os controladores foram sintonizados usando o modelo (18) e foram aplicados na planta simulada (19) antes de serem testados na bancada de ensaios.

Figura 31 – Bancada de ensaios em malha fechada usando ZMPC-KEO.



A tabela 11 reúne os indicadores de desempenho de todos os controladores na bancada de ensaios e do compressor só com aquecimento natural (sem nenhum controlador). Constatou-se que a sintonia do PIAW-B não está totalmente adequada, porque a resposta em malha fechada apresentou um sobressinal muito maior que o esperado para a primeira mudança de referência, o que afetou seu $t_{5\%}$ da primeira referência e possivelmente seu t_{DCS} e $t_{3^{\circ}C}$. Tirando os dois ZMPC, todos eles são praticamente iguais em termos do $t_{5\%}$ da segunda referência e (com exceção do PIAW-B) parecidos em seus $t_{5\%}$ da primeira referência, que teve uma diferença de apenas 1,5 min entre o maior e o menor valor.

Quando empregada uma técnica de controle na qual somente uma das tempera-

Tabela 11 – Indicadores de desempenho de todos os controladores na bancada de ensaios ("Nenhum" representa o processo somente com o aquecimento natural).

Controlador	$t_{5\%}$ (min)		t_{DCS} (min)	$t_{3^{\circ}C}$ (min)	MVRT ($^{\circ}C$)	VMUR ($^{\circ}C$)
	1 ^a ref.	2 ^a ref.				
Nenhum	76,7	–	0,0	70,5	0,00	0,00
CVMPC-BK	5,7	4,8	7,7	13,7	0,41	1,21
CVMPC-BKEO	5,0	4,7	7,0	14,7	2,85	5,16
CVMPC-DK	6,5	4,5	17,3	18,3	0,24	0,37
PIAW-B	25,0	4,8	10,8	17,8	2,35	3,45
PIAW-D	6,3	4,3	19,3	19,7	1,96	4,54
ZMPC-K	–	–	7,3	10,8	0,66	1,31
ZMPC-KEO	–	–	6,8	10,2	3,10	4,59

Fonte – autor.

turas segue referência, constatou-se que usar a temperatura da bobina como variável controlada resulta em um t_{DCS} e um $t_{3^{\circ}C}$ menor do que escolhendo a temperatura da descarga. No início do ensaio o compressor inicia na temperatura ambiente, mas a temperatura na descarga aumenta rapidamente para 40 $^{\circ}C$ ao elevar a pressão desse ponto para a sua referência. Por esse motivo, quando a descarga chega à TEN, a bobina ainda está cerca de 5 $^{\circ}C$ abaixo da TEN, o que faz o aquecedor permanecer ligado por mais um tempo. Conseqüentemente, o $t_{3^{\circ}C}$ também acaba aumentando, uma vez que a temperatura da base só fica dentro da tolerância se o aquecedor permanecer desligado.

Por fim, os MPCs são superiores aos PIs com relação à violação da restrição na temperatura do óleo. Como os MPCs predizem o comportamento da temperatura do óleo, eles conseguem agir antecipadamente e operar o sistema próximo da restrição com um MVRT mais baixo. Por outro lado, os PIAW só são capazes de reagir depois que o óleo ultrapassou sua temperatura máxima, que em conjunto com a inércia térmica do sistema faz seus MVRT serem pelo menos três vezes maiores.

Vale ressaltar que apesar de os dois controladores testados que estimam a temperatura do óleo (CVMPC-BKEO e ZMPC-KEO) terem os maiores MVRT, essa piora no desempenho não é culpa da estratégia de controle ou da sintonia utilizada. Apesar de a variável estimada não violar a restrição, seu valor real ultrapassa os 90 $^{\circ}C$ porque o modelo usado na estimação e predição não representa bem a sua dinâmica nesse intervalo se o compressor iniciou na temperatura ambiente. Contudo, isso não inviabiliza a utilização dessas duas técnicas propostas, visto que VMUR ainda é abaixo de 6 $^{\circ}C$ e o limite real é por volta de VMUR igual a 30 $^{\circ}C$. Além disso, pode-se reduzir ainda mais a temperatura na restrição se desejar ter uma maior segurança.

Pela tabela 11, concluiu-se que o ZMPC é a melhor estratégia de controle para aplicação prática em bancadas de avaliação de desempenho de compressores de refrigeração na indústria, pois foi o que obteve os melhores t_{DCS} , $t_{3^{\circ}C}$ e MVRT, que são os indicadores mais relevantes nesse contexto. Com ele é possível levar o perfil de temperatura do compressor dentro da tolerância de 3 °C da TEN (conforme exigido pelas normas dos ensaios de desempenho) em menos de 11 min, obedecendo bem a restrição da temperatura do óleo. Isso representa uma redução de 84% do tempo de espera para a realização de ensaios de desempenho para o compressor estudado, com o aquecedor ligado por menos de 8 min. Além disso, o ZMPC também apresenta a vantagem de dispensar o conhecimento do ponto exato da TEN do perfil de temperatura do compressor.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões finais acerca desta dissertação, juntamente com sugestões de melhorias e avanços para trabalhos futuros.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este último capítulo está dividido em duas partes. A seção 5.1 apresenta as conclusões gerais do trabalho. Por fim, a seção 5.2 traz algumas sugestões de trabalhos futuros, na linha de pesquisa do estudo de caso escolhido.

5.1 CONCLUSÕES

Esta dissertação detalha um estudo de caso em que controle preditivo baseado em modelo (MPC) é empregado no controle de temperatura, usando um sistema de aquecimento por indução eletromagnética como atuador. Durante a execução do projeto, foi publicado um artigo em congresso na área de MPC, foi redigido um segundo artigo na mesma área do primeiro (está em fase de revisão e será submetido a um periódico em breve) e foi iniciado um terceiro artigo com os resultados experimentais desta dissertação.

Além do estudo de caso com resultados experimentais e das publicações, uma outra contribuição relevante para a literatura que este trabalho traz é a revisão da literatura apresentada sobre dois temas: o primeiro acerca do controle de temperatura em malha fechada usando aquecimento por indução; e o segundo a respeito do aquecimento de compressores de refrigeração em bancadas de ensaio. Como uma revisão não foi encontrada a respeito do primeiro tema, foi feito um levantamento do histórico dos principais artigos encontrados. Quanto ao segundo tema, apesar de alguns dos trabalhos da área citados também conterem uma revisão similar, o diferencial é que aqui foram trazidos detalhes a sobre as técnicas de controle usadas.

O desenvolvimento do trabalho consistiu em três macro etapas: construção da bancada de ensaios para o estudo de caso; modelagem do perfil de temperatura do compressor; e teste de diferentes arquiteturas de controlador para a malha da temperatura da peça de trabalho. Devido ao alto custo de uma bancada de desempenho para o estudo de caso, foi montada uma bancada de ensaios capaz de controlar variáveis importantes do processo. Apesar de vários trabalhos que empregam aquecimento por indução relatarem uma dinâmica não-linear no perfil de temperatura da peça de trabalho, foi possível obter bons modelos lineares no espaço de estados com bom desempenho para a aplicação deste projeto. Para o projeto dos MPCs e controladores proporcional integral (PI) na malha de temperatura, focou-se em obter um modelo com um baixo número de estados e priorizando a inclusão de estados mensuráveis na prática (já que o compressor usado no projeto era um especialmente instrumentado).

A respeito dos controladores testados, todos foram capazes de manter a temperatura máxima do óleo próxima do limite estipulado, dentro de um nível aceitável. Como essa temperatura não está acessível na prática, este trabalho propôs usar um filtro de Kalman para estimá-la, a partir das demais temperaturas do modelo (que têm como

serem medidas). Concluiu-se que o MPC com controle por zona tem melhor desempenho, por atingir as exigências estipuladas na indústria em menor tempo. Todavia, até mesmo os controladores PI propostos (que tiveram os piores desempenho em todos os quesitos) se mostram uma alternativa viável, tendo em vista que seus tempos de acomodação (para ± 3 °C) ainda são mais rápidos que a maioria dos métodos citados na revisão da literatura.

5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Dentro do estudo de caso deste documento, é possível encontrar espaço para diversos trabalhos a serem realizados no futuro. Primeiramente, sugere-se avaliar a qualidade de uma modelagem por espaço de estados e controle medindo a temperatura da bobina com um medidor de resistência ôhmica (mencionado na página 57, seção 3.2) ao invés de termopares. Esse equipamento permite uma medição não invasiva dessa variável, pois a instrumentação com termopares nesse ponto do compressor é inviável na indústria. Em Silveira (2010) é possível ver que há uma diferença entre as temperaturas obtidas por medidor de resistência ôhmica e por termopar, mas ainda é necessário saber se isso pode inviabilizar o uso dessa temperatura no controle, ou se ajustes no projeto do controlador são capazes de contornar esse problema. Caso a medição com um medidor de resistência ôhmica se mostre inviável para esse propósito, ainda pode ser possível estimar a temperatura da bobina juntamente com a temperatura do óleo. Em último dos casos, ainda se pode usar a temperatura na descarga como variável controlada (junto com mais alguma outra, se for utilizar o controle por zona), ao custo de um aumento no tempo para desligamento completo do aquecedor indutivo e do transitório do processo.

Outra linha de pesquisa é a de identificar modelos do perfil térmico de múltiplos compressores, de diferentes modelos e famílias, pertencentes ao mesmo fabricante. Isso permitiria descobrir se um único modelo pode ser usado para um mesmo grupo de compressores e se isso independe ou não da família, tipo de óleo lubrificante e fluido refrigerante usados no aparelho. Isso também já foi feito em Silveira (2010), mas usando injeção de corrente contínua ao invés de um aquecedor indutivo e modelando somente temperatura na bobina. Pode ser interessante também investigar o uso de um controlador robusto ou adaptativo, capaz de atender os requisitos de projeto (acomodação do perfil de temperatura em seu ponto de equilíbrio natural e limites máximos de temperatura) para compressores com diferentes dinâmicas térmicas.

O estudo de caso deste projeto considerou apenas uma condição de operação para o compressor, com as referências para as temperaturas de evaporação e de condensação em -5 °C e $+45$ °C, respectivamente. Para avaliar o desempenho de seus produtos, normalmente as empresas fabricantes de compressores de refrigeração necessitam executar ensaios de avaliação de desempenho em mais de uma condição

de operação. Logo, é importante que em trabalhos futuros essas duas variáveis sejam incluídas na modelagem e controle das temperaturas do compressor, uma vez que sua variação no mínimo acarreta uma variação nas temperaturas de equilíbrio natural. Caso a dinâmica do processo não mude significativamente com a condição de operação, um mapeamento entre essas condições e a temperatura de equilíbrio natural do compressor seria suficiente para que o controle funcionasse em diferentes temperaturas de evaporação e de condensação. Esse mapeamento seria então usado apenas para definir a referência do controlador.

Por fim, algo que também já foi sugerido por Hardt (2016) e Dangui (2019) é o uso de injeção de corrente contínua na bobina, junto com aquecimento indutivo na carcaça para o controle de temperatura do compressor de refrigeração. Após obter um modelo no espaço de estados com duas entradas (uma para cada atuador), as técnicas de controle com MPC apresentadas nas seções 2.2, 4.1 e 4.3 podem ser facilmente adaptadas para o novo processo. Vale ressaltar que nesse caso será necessário reavaliar quais temperaturas devem ser escolhidas para seguir referência, de modo a minimizar o tempo até a tolerância de ± 3 °C da temperatura de equilíbrio natural ($t_{3^\circ\text{C}}$) e o tempo para desligamento completo do sistema de aquecimento por indução (t_{DCS}).

REFERÊNCIAS

ACERO, J.; BURDIO, J. M.; BARRAGAN, L. A.; NAVARRO, D.; ALONSO, R. *et al.* The domestic induction heating appliance: An overview of recent research. *In: 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Austin, EUA: IEEE, 2008. P. 651–657.

ALMUTAIRI, Naif B.; ZRIBI, Mohamed. Sliding mode controllers for a tempered glass furnace. **ISA Transactions**, v. 60, p. 21–37, jan. 2016. DOI: 10.1016/j.isatra.2015.11.005.

ASHRAE. **ANSI/ASHRAE Standard 23: Methods of testing for rating positive displacement refrigerant compressors and condensing units**. 11 p, 2005.

BAKER, R. M. Induction Heating of Moving Magnetic Strip. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 64, n. 4, p. 184–189, 1940.

BASTOS, J. P. A. **Eletromagnetismo para engenharia: estática e quase-estática**. Florianópolis, Brasil: Ed. UFSC, 2008.

BELLMANN, M. P.; LINDHOLM, D.; SØRHEIM, E. A.; MORTENSEN, D.; M'HAMDI, M. 3D dynamic simulation of heat transfer and melt flow in an inductively heated crystallization furnace for mc-silicon with PID temperature control. **Journal of Crystal Growth**, v. 383, p. 119–125, nov. 2013.

BIANCHI, Federico; FORMENTIN, Simone; PIRODDI, Luigi. Process noise covariance estimation via stochastic approximation. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, v. 34, n. 1, p. 63–76, 2020. ISSN 1099-1115. DOI: 10.1002/acs.3068.

BYUN, Jin-Kyu; JUNG, Hyun-Kyo; HAHN, Song-Yop; CHOI, Kyung; PARK, Il-Han. Optimal temperature control for induction heating devices using physical and geometrical design sensitivity. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 34, n. 5, p. 3114–3117, set. 1998. DOI: 10.1109/20.717729.

CABEZA-GIL, I.; CALVO, B.; GRASA, J.; FRANCO, C.; LLORENTE, S. *et al.* Thermal analysis of a cooking pan with a power control induction system. **Applied Thermal Engineering**, v. 180, nov. 2020. DOI: 10.1016/j.applthermaleng.2020.115789.

- CAMACHO, E.F.; BOURDONS, C. **Model Predictive Control**. 2. ed. Londres, Inglaterra: Springer-Verlag, 2013. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing).
- CEN. **EN Standard 13771-1: Compressor and condensing units for refrigeration – Performance testing and test methods. Refrigerant compressors**. 42 p, 2016.
- CHAKRABORTY, Avijit; SADHU, Pradip Kumar; BHAUMIK, Kallol; PAL, Palash; PAL, Nitai. Behaviour of a High Frequency Parallel Quasi Resonant Inverter Fitted Induction Heater with Different Switching Frequencies. **International Journal of Electrical & Computer Engineering (2088-8708)**, v. 6, n. 2, 2016.
- CHANG, Ho; TSAI, Ming-Hsun. Synthesis of Nanosized ZnO by High Frequency Induction Method. **Journal of Nanoscience and Nanotechnology**, v. 8, n. 2, p. 828–833, fev. 2008. DOI: 10.1166/jnn.2008.A232.
- CHEN, W.; YU, R. Control of intermediate frequency induction heating power supply based on fuzzy PID. *In*: 2017 Chinese Automation Congress (CAC). Jinan, China: IEEE, out. 2017. P. 7174–7177. DOI: 10.1109/CAC.2017.8244072.
- CHENG, C. Design of fuzzy controller for induction heating using DSP. *In*: 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Taichung, Taiwan: IEEE, jun. 2010. P. 2276–2280. DOI: 10.1109/ICIEA.2010.5516680.
- CLAMER, G. H. The development of the coreless induction furnace. **Metals and Alloys**, n. 6, p. 119, 1935.
- CORAL, Rodrigo; FLESCH, Carlos Alberto; FLESCH, Rodolfo César Costa. Measurement of Refrigeration Capacity of Compressors With Metrological Reliability Using Artificial Neural Networks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 12, p. 9928–9936, dez. 2019. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2019.2898613.
- CORTÉS, P; KAZMIERKOWSKI, M. P.; KENNEL, R. M.; QUEVEDO, D. E.; RODRÍGUEZ, J. Predictive Control in Power Electronics and Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008.
- DANFOSS. **Danfoss Compressor Business: An Industrial Heritage**. Dinamarca: Danfoss A/S, out. 2008. Disponível em: https://www.secop.com/fileadmin/user_

upload/files/danfoss_compressor_business_book_english.pdf. Acesso em: 10 dez. 2020.

DANGUI, Hiago A. S.; FLESCH, Rodolfo C. C.; SCHWEDERSKY, Bernardo B. Practical Guidelines for Tuning Model-Based Predictive Controllers for Refrigeration Compressor Test Rigs. **International Compressor Engineering Conference**, jan. 2018.

DANGUI, Hiago Antonio Sirino. **Desenvolvimento de sistema de aquecimento por indução eletromagnética para controle de temperatura de compressores**. 2019. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

DAVIES, E. J.; SIMPSON, P. G. Induction heating for industry. **Electronics and Power-IET**, v. 25, n. 7, p. 508–515, 1979.

DONG, Zhidong; LI, Yuling; ZHANG, Shiyao; SHANG, Fei. Fuzzy temperature control of induction cooker. *In*: IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Pequim, China: IEEE, out. 2017. P. 3051–3056.

EKKARAVARODOME, Chainarin; CHAROENWIANGNUEA, Patipong; JIRASEREEAMORNKUL, Kamon. The simple temperature control for induction cooker based on class-E resonant inverter. *In*: 2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Krabi, Tailândia: IEEE, mai. 2013. P. 1–6. DOI: 10.1109/ECTIcon.2013.6559634.

FRACZYK, Andrzej; KUCHARSKI, Jacek. Surface temperature control of a rotating cylinder heated by moving inductors. **Applied Thermal Engineering**, v. 125, p. 767–779, out. 2017.

FRANCO, Carlos; ACERO, Jesús; ALONSO, Rafael; SAGUES, Carlos; PAESA, David. Inductive sensor for temperature measurement in induction heating applications. **IEEE Sensors Journal**, IEEE, v. 12, n. 5, p. 996–1003, 2011.

FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. David; EMAMI-NAEINI, Abbas. **Sistemas de Controle para Engenharia**. 6. ed. Porto Alegre, Brasil: Bookman, jul. 2013.

- FRIEDLAND, Bernard. **Control System Design: An Introduction to State-Space Methods**. Mineola, EUA: Dover Publications, mar. 2005.
- GONZÁLEZ, A. H.; ADAM, E. J.; MARCHETTI, J. L. Conditions for offset elimination in state space receding horizon controllers: A tutorial analysis. **Chemical Engineering and Processing: Process Intensification**, v. 47, n. 12, p. 2184–2194, nov. 2008. ISSN 0255-2701.
- GONZÁLEZ, Alejandro H.; ODLOAK, Darci. A stable MPC with zone control. **Journal of Process Control**, v. 19, n. 1, p. 110–122, jan. 2009. ISSN 09591524. DOI: 10.1016/j.jprocont.2008.01.003.
- GOODWIN, G. C.; MIDDLETON, R. H.; SERON, M. M.; CAMPOS, B. Application of nonlinear model predictive control to an industrial induction heating furnace. **Annual Reviews in Control**, v. 37, n. 2, p. 271–277, dez. 2013.
- HAIJZADEH, I.; RASHID, M.; TURKSOY, K.; SAMADI, S.; FENG, J. *et al.* Multivariable Recursive Subspace Identification with Application to Artificial Pancreas Systems. **IFAC-PapersOnLine**, v. 50, n. 1, p. 886–891, jul. 2017. ISSN 2405-8963. DOI: 10.1016/j.ifacol.2017.08.268.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentals of Physics**. 9. ed. EUA: John Wiley & Sons, 2010. P. 1328.
- HARDT, Rubens Junior. **Concepção de um Sistema de Aquecimento de Compressores para Bancadas Automatizadas de Ensaio**. 2016. Monografia (Graduação) – Graduação em Engenharia de Controle e Automação – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.
- HENKEL, Charles; MULEY, Pranjali D.; ABDOLLAHI, Kamran K.; MARCULESCU, Cosmin; BOLDOR, Dorin. Pyrolysis of energy cane bagasse and invasive Chinese tallow tree (*Triadica sebifera* L.) biomass in an inductively heated reactor. **Energy Conversion and Management**, v. 109, p. 175–183, fev. 2016.
- HIROTA, I.; OMORI, H.; CHANDRA, K.A.; NAKAOKA, M. Practical evaluations of single-ended load-resonant inverter using application-specific IGBT and driver IC for induction-heating appliance. *In*: PROCEEDINGS of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95. Singapura, Singapura: IEEE, fev. 1995. P. 531–537. DOI: 10.1109/PEDS.1995.404866.

HO, W. K.; HANG, C. C.; ZHOU, J. H. Performance and gain and phase margins of well-known PI tuning formulas. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 3, n. 2, p. 245–248, jun. 1995. DOI: 10.1109/87.388135.

HOU, Xue Gang; WANG, Cheng Long. Induction Heating Furnace Temperature Control Based on the Fuzzy PID. **Applied Mechanics and Materials**, 217–219, p. 2463–2466, nov. 2012. DOI: 10.4028/www.scientific.net/AMM.217-219.2463.

KLEE, Harold; ALLEN, Randal. **Simulation of Dynamic Systems with MATLAB® and Simulink®**. 3. ed. Boca Raton, EUA: CRC Press, nov. 2017. P. 51–53.

KRANPRAKON, Piyasak; SANGSWANG, Anawach; NAETILADDANON, Sumate. Model predictive control of LLC resonant inverter for induction furnace. *In*: 2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON). Pattaya, Tailândia: IEEE, mar. 2017. P. 1–4. DOI: 10.1109/IEECON.2017.8075783.

KUMAR, Anand; SADHU, Moumita; DAS, Niladri; SADHU, Pradip Kumar; ROY, Debabrata *et al.* A Survey on High-Frequency Inverter and Their Power Control Techniques for Induction Heating Applications, p. 13, 2017.

KUSTERS, Arend; DITZHUIJZEN, Gustaaf A. J. M. van. MIMO system identification of a slab reheating furnace. *In*: PROCEEDINGS of IEEE International Conference on Control and Applications. Glasgow, Reino Unido: IEEE, 1994. P. 1557–1563. DOI: 10.1109/CCA.1994.381484.

KWAK, In-Gu; HAHN, Song-Yop. Design sensitivity of transient electro-thermal problems for the specific temperature distribution. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 36, n. 4, p. 1148–1152, jul. 2000. DOI: 10.1109/20.877644.

LIMA, Lúnia Coelho de Almeida de. **Controle da alimentação elétrica para redução do tempo demandado por ensaios de desempenho de compressores e avaliação da influência da qualidade da energia elétrica nos resultados dos ensaios**. 2010. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

LJUNG, Lennart. **System Identification: Theory for the User**. 2. ed. Nova Jérσία, EUA: Pearson, dez. 1998.

- LÖBBE, Christian; HOPPE, Christoph; BECKER, Christoph; TEKKAYA, A. Erman. Closed loop springback control in progressive die bending by induction heating. **International Journal of Precision Engineering and Manufacturing**, v. 16, n. 12, p. 2441–2449, nov. 2015.
- LOZINSKII, M. G. The continuous progressive surface hardening of steel using high-frequency current. **Vestnik Metalloprom**, n. 3, p. 50–60, 1940.
- LUCIA, Oscar; MAUSSION, Pascal; DEDE, Enrique J.; BURDIO, Jose M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 5, p. 2509–2520, mai. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2281162.
- MACIEJOWSKI, Jan. **Predictive Control with Constraints**. Harlow, Inglaterra: Prentice Hall, jul. 2000.
- MEZIANE, B.; ZEROUG, H.; ATTAB, A.; TADRIST, N. Proportional-Integral Profile Temperature Controller Combined to a PLL Scheme for Metal Surface Induction Treating. *In*: 2016. 8TH IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Glasgow, Reino Unido: IET, 2016.
- MILLER, Keith; RAMANI, Karthik. Development of an Inductively Heated Compression Molding Process and Die. *In*: 55TH Annual Technical Conference of the Society-of-Plastics-Engineers. Toronto, Canadá: SOCIETY OF PLASTICS ENGINEERS INC, 1997. P. 960–964.
- MORELAND, W. C. The Induction Range: Its Performance and its Development Problems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 9, n. 1, p. 81–85, 1973.
- MUHAMMAD, Z.; YUSOFF, Z. M.; RAHIMAN, M. H. F.; TAIB, M. N. Steam temperature control for steam distillation pot using model predictive control. *In*: 2012 IEEE 8th International Colloquium on Signal Processing and its Applications. Malaca, Malásia: IEEE, 2012. P. 474–479.
- MUHAMMAD, Z.; YUSOFF, Z. M.; RAHIMAN, M. H. F.; TAIB, M. N. The self-tuning fuzzy PID to regulate the steam temperature in real-time process. *In*: 2015 IEEE Conference on Systems, Process and Control (ICSPC). Malásia: IEEE, dez. 2015. P. 28–33. DOI: 10.1109/SPC.2015.7473554.

NAM, I. Analysis and design method for parallel quasi resonant inverter in induction heating applications. *In: 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. San Antonio, EUA: IEEE, mar. 2018. P. 1959–1967. DOI: 10.1109/APEC.2018.8341286.

NELLES, Oliver. **Nonlinear System Identification**. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2001.

NUGROHO, K. A.; SEPTIAWAN, B. R.; HERSANTO, G.; HARIADI, F. I. Development of ARM Microcontroller-based Quasi-Resonant inverter Induction Heater. *In: 2016 3rd Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*. Yogyakarta, Indonésia: IEEE, nov. 2016. P. 201–208. DOI: 10.1109/ICPERE.2016.7904868.

OMORI, H.; YAMASHITA, H.; NAKAOKA, M.; MARUHASHI, T. A novel type induction-heating single-ended resonant inverter using new bipolar Darlington-Transistor. *In: 1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Toulouse, França: IEEE, jun. 1985. P. 590–599. DOI: 10.1109/PESC.1985.7070998.

PACHECO, Antonio Luiz Schalata. **Desenvolvimento de sistema para medir a resistência de enrolamento em motores de compressores energizados**. 2007. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

PAESA, David; FRANCO, Carlos; LLORENTE, Sergio; LOPEZ-NICOLAS, Gonzalo; SAGUES, Carlos. Adaptive Simmering Control for Domestic Induction Cookers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 5, p. 2257–2267, set. 2011. DOI: 10.1109/TIA.2011.2161629.

PAESA, David; FRANCO, Carlos; LLORENTE, Sergio; LOPEZ-NICOLAS, Gonzalo; SAGUES, Carlos. QFT-Based Robust Simmering Control for Domestic Induction Cookers Using an Infrared Sensor. *In: 2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Houston, EUA: IEEE, out. 2010. P. 1–6. DOI: 10.1109/IAS.2010.5615684.

PAESA, David; LLORENTE, Sergio; SAGÜÉS, Carlos; ALDANA, Óscar. Adaptive Observers Applied to Pan Temperature Control of Induction Hobs. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 3, p. 1116–1125, mai. 2009. DOI: 10.1109/TIA.2009.2020189.

- PAL, Debjani; VENKATARAMAN, V. A portable battery-operated chip thermocycler based on induction heating. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 102, n. 1, p. 151–156, dez. 2002. DOI: 10.1016/S0924-4247(02)00300-X.
- PANNOCCHIA, Gabriele. Offset-free tracking MPC: A tutorial review and comparison of different formulations. *In*: 2015 European Control Conference (ECC). Linz, Austria: IEEE, jul. 2015. P. 527–532. DOI: 10.1109/ECC.2015.7330597.
- PENZ, Cesar A.; FLESCH, Carlos A.; NASSAR, Silvia M.; FLESCH, Rodolfo C. C.; OLIVEIRA, Marco A. Fuzzy-Bayesian network for refrigeration compressor performance prediction and test time reduction. **Expert Systems with Applications**, v. 39, n. 4, p. 4268–4273, mar. 2012. ISSN 0957-4174. DOI: 10.1016/j.eswa.2011.09.107.
- PRETT, David M.; GARCÍA, Carlos E. **Fundamental process control**. Boston, EUA: Butterworths, 1988. (Butterworths series in chemical engineering).
- PRIST, M.; CICONI, P.; FERRACUTI, F.; RUSSO, A. C.; MONTERIÙ, A. *et al.* Temperature control of an innovative aluminium-steel molds induction preheat process placed on automated laser guided vehicles. *In*: 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe). Milão, Itália: IEEE, jun. 2017. P. 1–5. DOI: 10.1109/EEEIC.2017.7977661.
- PRIST, M.; PALLOTTA, E.; CICONI, P.; RUSSO, A. C.; MONTERIÙ, A. *et al.* An automatic temperature control for induction cooktops to reduce energy consumption. *In*: 2018 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE). Las Vegas, EUA: IEEE, jan. 2018. P. 1–6. DOI: 10.1109/ICCE.2018.8326313.
- RIGOLA, J.; PÉREZ-SEGARRA, C. D.; OLIVA, A. Modeling and Numerical Simulation of the Thermal and Fluid Dynamic Behavior of Hermetic Reciprocating Compressors—Part 2: Experimental Investigation. **HVAC&R Research**, Taylor & Francis, v. 9, n. 2, p. 237–249, abr. 2003. ISSN 1078-9669. DOI: 10.1080/10789669.2003.10391067.
- RUDNEV, V.; LOVELESS, D.; COOK, R. L. **Handbook of induction heating**. 2. ed. Nova Iorque, EUA: CRC Press, 2017.

SAOUDI, Magdy; PUYAL, Diego; BERNAL, Carlos; ANTÓN, Daniel; MEDIANO, Arturo. Induction cooking systems with single switch inverter using new driving techniques. *In: 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Bari, Itália: IEEE, jul. 2010. P. 878–883. DOI: 10.1109/ISIE.2010.5637246.

SCHON, T.; GERDIN, M.; GLAD, T.; GUSTAFSSON, F. A modeling and filtering framework for linear differential-algebraic equations. *In: 42ND IEEE International Conference on Decision and Control (IEEE Cat. No.03CH37475)*. Maui, EUA: IEEE, dez. 2003. P. 892–897. DOI: 10.1109/CDC.2003.1272679.

SCUSSEL, Julio Nelson. **Propostas de ações para reduzir o tempo demandado por ensaio de desempenho de compressores heméticos**. 2006. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

SHARMA, Gourav K; PANT, Piyush; JAIN, Prashant K; KANKAR, Pavan K; TANDON, Puneet. On the suitability of induction heating system for metal additive manufacturing. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B: Journal of Engineering Manufacture**, IMECHE, v. 235, 1–2, p. 219–229, jan. 2021. DOI: 10.1177/0954405420937854.

SILVEIRA, Arthur Nunes. **Diminuição do tempo de transitório em ensaios de desempenho de compressores utilizando injeção de corrente contínua**. 2010. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

SMOLYANOV, Ivan Alexandrovich; KOTLAN, Václav; DOLEŽEL, Ivo. Optimal heat induction treatment of titanium alloys. **COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Emerald Publishing Limited, v. 39, n. 1, p. 53–65, jan. 2020. DOI: 10.1108/COMPEL-05-2019-0212.

TATJEWSKI, Piotr. Disturbance Modeling and State Estimation for Predictive Control with Different State-Space Process Models. **IFAC Proceedings Volumes**, v. 44, n. 1, p. 5326–5331, jan. 2011. ISSN 1474-6670. DOI: 10.3182/20110828-6-IT-1002.00440.

TENG, N.; ZHANG, J. Vacuum induction heating furnace temperature control system based on smith fuzzy-PID. *In: 2014 International Conference on Mechatronics and*

Control (ICMC). Jinzhou, China: IEEE, jul. 2014. P. 2207–2210. DOI: 10.1109/ICMC.2014.7231961.

TOSCANO, R. A simple robust PI/PID controller design via numerical optimization approach. **Journal of Process Control**, v. 15, n. 1, p. 81–88, fev. 2005. DOI: 10.1016/j.jprocont.2004.03.005.

UCHIHORI, Y.; KAWAMURA, Y.; MORITA, S.; YASUTUNE, H.; NAKAOKA, M. The state-of-the art electromagnetic induction flow-through pipeline package type fluid heating appliance using series resonant PWM inverter with self-tuning PID controller-based feedback implementation. *In*: PROCEEDINGS IEEE Conference on Industrial Automation and Control Emerging Technology Applications. Taipé, Taiwan: IEEE, mai. 1995. P. 14–21. DOI: 10.1109/IACET.1995.527533.

WAINDOK, A.; ŻUŻAŁEK, M. Investigations of an Original Small Power Induction Heater. *In*: 2020 International Conference Mechatronic Systems and Materials (MSM). Białystok, Polônia: IEEE, jul. 2020. P. 1–6. DOI: 10.1109/MSM49833.2020.9202385.

WANG, Liuping. **Model predictive control system design and implementation using MATLAB®**. Londres, Inglaterra: Springer, 2009. (Advances in Industrial Control).

WANG, Wei-Cheng; TAI, Cheng-Chi. Magnetic induction of hyperthermia by a modified self-learning fuzzy temperature controller. **Review of Scientific Instruments**, v. 88, n. 7, p. 074702, jul. 2017.

WANG, Y.; CAO, F. Induction Heating Power Supply Temperature Control Based on a Novel Fuzzy Controller. *In*: 2008 International Conference on Computer and Electrical Engineering. Phuket, Tailândia: IEEE, dez. 2008. P. 615–618. DOI: 10.1109/ICCEE.2008.64.

WANG, Yuzhong; WEI, Min; HU, Xue; JIANG, Minghong; ZHANG, Lixin. Research on Variable Universe Fuzzy PID Control Strategy of Pipe Lining Induction Heating System. **Modelling and Simulation in Engineering**, Hindawi, v. 2020, dez. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1155/2020/8852943>.

WANG, Zequn; CHEN, Yuxiang; LI, Yong. Development of RC model for thermal dynamic analysis of buildings through model structure simplification. **Energy and**

Buildings, Elsevier, v. 195, p. 51–67, jul. 2019. DOI:

10.1016/j.enbuild.2019.04.042.

XU, Chuqiao; LIU, Xin; WANG, Junliang; ZHANG, Jie; CAO, Jin *et al.* An Improved GA-KRR Nested Learning Approach for Refrigeration Compressor Performance Forecasting*. *In: 2019 IEEE 15th International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*. Vancouver, Canadá: IEEE, ago. 2019. P. 622–627. DOI:

10.1109/COASE.2019.8843001.

YANG, Y.; TAN, S.; HUI, S. Adaptive Reference Model Predictive Control for Power Electronics. *In: 2016. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Long Beach, EUA: IEEE, 2016.

ZHE, X.; SANQIANG, P. Temperature optimal control of the casting billet induction heating process based on the BP prediction model. *In: 2013 IEEE Symposium on Computational Intelligence in Control and Automation (CICA)*. Singapura: IEEE, abr. 2013. P. 163–167. DOI: 10.1109/CICA.2013.6611678.