

RODOLFO CÉSAR COSTA FLESCH

***ESTUDO E PROJETO DE ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE PARA APLICAÇÃO EM UMA
BANCADA DE ENSAIO QUE APRESENTA
ATRASO DE TRANSPORTE***

FLORIANÓPOLIS - SC

NOVEMBRO DE 2008

RODOLFO CÉSAR COSTA FLESCH

***ESTUDO E PROJETO DE ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE PARA APLICAÇÃO EM UMA
BANCADA DE ENSAIO QUE APRESENTA
ATRASO DE TRANSPORTE***

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas

ORIENTADOR: PROF. JULIO ELÍAS NORMEY RICO, Dr.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS

FLORIANÓPOLIS - SC

NOVEMBRO DE 2008

RODOLFO CÉSAR COSTA FLESCH

**ESTUDO E PROJETO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA APLICAÇÃO EM
UMA BANCADA DE ENSAIO QUE APRESENTA ATRASO DE TRANSPORTE**

Esta Dissertação foi julgada adequada e aprovada para obtenção do Título de **Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas**, Área de concentração em **Controle, Automação e Sistemas**, e aprovada em sua forma final pelo **Programa de Pós-Graduação em Automação e Sistemas**.

Florianópolis, 27 de novembro de 2008.

Prof. Julio Elías Normey Rico, Dr.
Orientador

Prof. Eugênio de Bona Castelan Neto, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Automação e Sistemas

Banca examinadora:

Prof. Julio Elías Normey Rico, Dr.
Presidente — DAS – UFSC

Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr.
Examinador — DAS – UFSC

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.
Examinador — EMC – UFSC

Maikon Ronsani Borges, M.Eng.
Examinador — Whirlpool S.A.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Carlos e Natália, e ao meu irmão, Filipe, pelos ensinamentos, pelo exemplo de amor e dedicação e por todo o incentivo e apoio.

À minha namorada, Lúcia, pelo amor, pelo carinho, pela companhia e pela compreensão nos momentos de ausência.

Ao meu orientador, Professor Julio, pela amizade, pela confiança e pelo apoio durante a realização deste trabalho.

A Whirlpool S.A. – Unidade Embraco de Compressores e Soluções de Refrigeração (Embraco) pela confiança depositada durante os anos de pesquisa conjunta.

Aos funcionários da Embraco Maikon Ronsani Borges, Marco Aurélio de Oliveira, André Paz Rosa, João Paulo Rossetto e Idalécio Borba da Silva pelo direto envolvimento com o trabalho, pelo exemplo de competência profissional e pela preciosa ajuda.

Ao Labmetro por ter oferecido os materiais e equipamentos necessários para realização dos ensaios e por ter proposto este tema de pesquisa.

Aos meus colegas integrantes do grupo de pesquisa em Instrumentação e Automação Aplicados a Ensaios de Refrigeração da UFSC pela ajuda e companheirismo.

A todos que contribuíram direta ou indiretamente para realização deste trabalho e que não foram explicitamente citados nas linhas acima.

RESUMO

ESTUDO E PROJETO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA APLICAÇÃO EM UMA BANCADA DE ENSAIO QUE APRESENTA ATRASO DE TRANSPORTE

RODOLFO CÉSAR COSTA FLESCH

Novembro/2008

Orientador: Prof. Julio Elías Normey Rico, Dr.

Área de concentração: Controle, Automação e Sistemas

Número de páginas: 96 + 1

Ensaio é um procedimento experimental de avaliação de características de um produto ou processo. No caso de compressores de refrigeração, uma grande variedade de ensaios é realizada, tanto para desenvolvimento quanto para controle de qualidade. Dentre esses, merece especial atenção o ensaio de desempenho energético, que tem como objetivo determinar capacidade de refrigeração, potência ativa consumida, eficiência isentrópica e coeficiente de performance do compressor. Tais grandezas são as principais informações requeridas por clientes e servem como indicadores fundamentais para o desenvolvimento de novos produtos. Apesar de envolverem uma infra-estrutura de custo bastante elevado, tais ensaios são demorados e geralmente não apresentam alto grau de automação. Este trabalho é parte de um projeto maior, que tem três grandes objetivos: reduzir os tempos de ensaios de compressores, aumentar o nível de automação das bancadas de ensaio e reduzir as incertezas de medição. Sua grande contribuição foi criar ferramentas para melhorar o controle de variáveis críticas, o que contribui de forma direta para as três linhas principais do projeto. Tratou-se mais especificamente de um problema bastante crítico sob os aspectos de tempo demandado para acomodação e de relevância na incerteza de medição do ensaio, que é o controle da temperatura de saída do calorímetro empregado pela bancada de ensaio. Além de ser essencial sob o ponto de vista de aplicação no meio industrial, o estudo realizado apresenta resultados experimentais da aplicação de técnicas de controle preditivo que geralmente são analisadas somente através de simulação. No decorrer do trabalho são abordados aspectos de identificação do modelo, assim como projeto, implementação e análise de robustez dos controladores propostos. Os resultados experimentais de malha fechada foram bastante expressivos e demonstraram o bom desempenho dos controladores implementados, o que levou a ganhos no tempo do ensaio e na incerteza dos resultados medidos.

Palavras-chaves: controle de processos; compensação de atraso de transporte; robustez; refrigeração.

ABSTRACT

STUDY AND PROJECT OF CONTROL STRATEGIES FOR APPLICATION IN A TEST RIG WHICH PRESENTS DEAD TIME

RODOLFO CÉSAR COSTA FLESCH

November/2008

Advisor: Prof. Julio Elías Normey Rico, Dr.

Area of concentration: Control, Automation, and Systems

Number of pages: 96 + 1

Testing is an experimental procedure for evaluating characteristics of a product or process. Refrigerant compressors are relatively complex products that require a wide variety of tests to be performed for both product development and quality control. Among those tests, the electrical performance test stands out. Its goals are to measure refrigerating capacity, active power consumption, isentropic efficiency, and the coefficient of performance of the compressor. These quantities are the most important ones concerning comparison of different products, quality control, and development of new compressors. Although these tests require a heavy infrastructure and generate enormous costs, they generally take a long time and do not have a high degree of automation. This master's thesis is part of a project that aims at decreasing the time required by tests for performance evaluation of refrigerant compressor, as well as automating these tests and improving their uncertainties. The focus of this work is on controlling critical variables for the test, which directly contributes to improving the three main areas of the project. More specifically, the control of the outlet temperature of the calorimeter used for performance evaluation is analyzed. This is a critical variable for performance tests because it demands great effort to control and because it is one of the variables which has most influence in the overall test uncertainty. Besides being essential from the point of view of industrial application, this study presents experimental results for predictive control strategies which are generally analyzed just through simulation. This document presents the identification of the model used for control purposes, as well as it discusses tuning, implementation, and robustness analysis of the proposed controllers. The closed loop experimental results are very expressive and demonstrate the good performance of the implemented controllers. As a result, both the time demanded and result uncertainties have been reduced.

Keywords: process control; dead-time compensation; robustness; refrigeration.

SUMÁRIO

Lista de Abreviaturas

Lista de Símbolos

Lista de Figuras

1	Introdução	16
1.1	Problema de pesquisa	17
1.2	Justificativa	18
1.3	Objetivos	19
1.4	Estrutura do trabalho	20
2	Descrição, modelagem e identificação da planta	22
2.1	Descrição do sistema	22
2.1.1	Princípios de termodinâmica	22
2.1.2	Princípios de refrigeração	25
2.1.3	Ensaio de desempenho de compressores	28
2.2	Modelagem fenomenológica	35
2.3	Identificação dos parâmetros do modelo	40
2.3.1	Abordagem gráfica	42
2.3.2	Abordagem numérica	43
2.3.3	Validação dos modelos	46
3	Controle de processos	48

3.1	Controle de sistemas de refrigeração	48
3.2	Controle de processos com atraso de transporte	49
3.2.1	Preditor de Smith	49
3.2.2	Modificações do preditor de Smith para plantas integradoras	53
3.2.3	Preditor de Smith filtrado	59
4	Implementação dos controladores	63
4.1	Sistemas discretos e amostrados	63
4.2	Interconexão de sistemas contínuos e discretos	64
4.3	Discretização dos controladores	66
4.3.1	Discretização do preditor de Smith modificado	69
4.3.2	Discretização do preditor de Smith filtrado	69
4.4	Implementação e ajuste dos controladores	71
4.4.1	Implementação e ajuste do preditor de Smith modificado	72
4.4.2	Implementação e ajuste do preditor de Smith filtrado	74
5	Resultados experimentais e análise	76
5.1	Preditor de Smith modificado	76
5.1.1	Sistema operando com R134a	76
5.1.2	Sistema operando com R600a	78
5.2	Preditor de Smith filtrado	80
5.3	Análise dos resultados experimentais	82
6	Considerações finais	86
6.1	Conclusões	86
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	89
	Referências	92

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ARX	auto-regressivo com entrada exógena – do inglês <i>autoregressive with exogenous input</i>
ASHRAE	<i>American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers</i>
A/D	analógico para digital
CEN	<i>European Committee for Standardization</i>
COP	coeficiente de performance
DTC	compensador de atraso de transporte – do inglês <i>dead-time compensator</i>
D/A	digital para analógico
Embraco	Whirlpool S.A. – Unidade Embraco de Compressores e Soluções de Refrigeração
GPC	controlador preditivo generalizado – do inglês <i>generalized predictive controller</i>
GPIB	<i>general purpose interface bus</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
Labmetro	Laboratório de Metrologia e Automatização
MPC	controle preditivo baseado em modelo – do inglês <i>model predictive controller</i>
PCI	<i>peripheral component interconnect</i>
PID	proporcional-integral-derivativo
PRBS	seqüência binária pseudo-aleatória – do inglês <i>pseudo-random binary sequence</i>
PS	preditor de Smith
PSF	preditor de Smith filtrado
PXI	<i>PCI extension for instrumentation</i>

R134a	refrigerante tetrafluoretano
R600a	refrigerante isobutano
SCXI	<i>signal conditioning extension for instrumentation</i>
SI	sistema internacional de unidades
SISO	uma entrada e uma saída – do inglês <i>single input, single output</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZOH	sustentador de ordem zero – do inglês <i>zero-order hold</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$A(z^{-1})$	polinômio associado com a dinâmica dos pólos da planta
$B(z^{-1})$	polinômio associado com a dinâmica dos zeros da planta
$B_0(s)$	sustentador de ordem zero
COP	coeficiente de performance
$C(s)$	controlador primário
$C_{eq}(s)$	controlador equivalente
d	atraso de transporte discretizado
dH	diferencial de entalpia
dQ	diferencial de calor
dS	diferencial de entropia
dU	diferencial de energia interna
$D(s)$	denominador da função de transferência da saída para a referência
$e_p(t)$	erro entre a predição e a saída do processo
$e(t)$	ruído branco
E	energia do sistema
f	freqüência elétrica de alimentação especificada
f_a	freqüência elétrica real de alimentação
F_l	fator de perdas do calorímetro
$G_n(s)$	modelo nominal da planta sem atraso de transporte
h_{g1}	entalpia específica do vapor de refrigerante na entrada do compressor nas condições especificadas para o ensaio

h_{g1a}	entalpia específica do vapor de refrigerante na entrada do compressor
h_{g2}	entalpia específica do vapor superaquecido de refrigerante na saída do calorímetro
h_{f1}	entalpia específica do refrigerante no estado líquido saturado referente à pressão especificada de saída do compressor
h_{f2}	entalpia específica do refrigerante no estado líquido sub-resfriado na entrada da válvula de expansão
h_{ga}	entalpia específica teórica do refrigerante na entrada do compressor nas condições especificadas para o ensaio
h_{gt}	entalpia específica teórica do vapor de refrigerante à pressão de descarga tendo a mesma entropia que o vapor de refrigerante na entrada do compressor
$J(s)$	filtro anti-aliasing
K_v	ganho de velocidade
L	atraso de transporte
n_a	ordem do polinômio $A(z^{-1})$
n_b	ordem do polinômio $B(z^{-1})$
$N(s)$	numerador da função de transferência da saída para a referência
p	pressão absoluta
P	potência real entregue ao compressor corrigida para a condição de ensaio
P_a	potência real entregue ao compressor medida
$P(s)$	planta real
$P_n(s)$	modelo nominal da planta
q_{mf}	vazão mássica de refrigerante
$q(t)$	sinal de perturbação de carga
$r(t)$	sinal de referência
t	instante de tempo

t_2	temperatura de saída do calorímetro
t_a	temperatura média do ambiente do calorímetro
t_c	temperatura média da superfície interna do calorímetro
t_e	temperatura do fluido deixando a válvula de expansão (temperatura de evaporação)
T	temperatura absoluta
T_u	constante de tempo equivalente das dinâmicas não modeladas
T_s	período de amostragem
$T(s)$	transformada de Laplace de t_2
$u(t)$	resposta temporal da variável manipulada ou sinal de controle ($\Delta\phi$)
V	volume
V_{ga}	volume específico real do vapor de refrigerante na sucção do compressor
V_{g1}	volume específico do vapor de refrigerante na sucção do compressor nas condições especificadas para ensaio
$y(t)$	resposta temporal da variável controlada (t_2)
$\hat{y}(m t)$	predição do valor de saída no instante m feito no instante t
δ	ponderação do erro de seguimento
δQ	diferencial de calor
δW	diferencial de trabalho
$\Delta\phi$	potência de aquecimento efetivamente empregada para aquecimento, depois de descontadas a parcela removida com a evaporação do refrigerante e com as perdas para o ambiente
$\Delta\phi(s)$	transformada de Laplace de $\Delta\phi$
η_l	eficiência isentrópica
λ	ponderação do esforço do incremento de controle
μ	massa específica

ϕ_0	capacidade de refrigeração do compressor
ϕ_h	potência externa fornecida ao interior do calorímetro
ϕ_r	potência removida devido à evaporação do fluido refrigerante e às perdas com o ambiente
\mathcal{L}	transformada de Laplace
\mathcal{Z}	transformada Z

LISTA DE FIGURAS

1	Diagrama de um circuito de refrigeração	26
2	Representação do circuito de refrigeração em um diagrama p-h	27
3	Método C estabelecido na norma ISO 917	32
4	Esquema construtivo do calorímetro a seco	35
5	Temperatura de evaporação do R134a em função da pressão de sucção	36
6	Massa específica do R134a em função da pressão de sucção	37
7	Massa específica do R134a em função da temperatura de sucção	37
8	Variação de entalpia em função da variação da pressão	38
9	Variação de entalpia em função da variação da temperatura	38
10	Identificação gráfica do modelo	43
11	Identificação do atraso através de mínimos quadrados	44
12	Identificação da dinâmica de primeira ordem através de mínimos quadrados	45
13	Identificação através de mínimos quadrados	46
14	Validação do modelo identificado	47
15	Preditor de Smith	50
16	Preditor de Smith com filtro de referência	51
17	Preditor de Smith representado na forma de um controlador equivalente	52
18	Preditor de Smith modificado proposto por Mataušek e Micić	54
19	Reorganização do diagrama de blocos do preditor de Smith modificado	55
20	Simplificação do diagrama de blocos do preditor de Smith modificado	56
21	Diagrama de blocos do preditor de Smith modificado para referência nula	56
22	$ dP_n(\omega_n) $ para o DTC de Mataušek e Micić para diferentes valores de T_r'	57

23	DTC incluindo saturação e um filtro de referência	59
24	Estrutura do preditor de Smith filtrado	59
25	Exemplo de <i>aliasing</i> em sinal amostrado com frequência insuficiente	64
26	Representação discreta do comportamento da planta amostrada	65
27	Exemplo de sinal quantizado em uma conversão A/D	66
28	Mapeamento do plano s no plano z para o método <i>backward</i>	67
29	Mapeamento do plano s no plano z para o método <i>forward</i>	67
30	Mapeamento do plano s no plano z para o método de Tustin	68
31	Versão discreta do preditor de Smith modificado	69
32	Versão discreta do preditor de Smith filtrado	71
33	Esquema do sistema empregado para controle	72
34	Fotografia da bancada utilizada	73
35	Aplicação do PS modificado a um sistema com R134a	77
36	PS modificado em sistema com R134a e modelo diferente de compressor	77
37	PS modificado em sistema com R134a e condição diferente de ensaio	78
38	PS modificado em sistema com R600a	79
39	PS filtrado em sistema com R600a (redução de capacidade)	80
40	PS filtrado em sistema com R600a (elevação de capacidade)	81
41	PS filtrado em sistema com R600a e baixa capacidade	82
42	Controlador PID em sistema com R600a	83

1 INTRODUÇÃO

Sistemas de refrigeração estão presentes no cotidiano do homem moderno. Exemplos práticos de aplicação na vida de um homem comum vão desde o refrigerador que conserva o alimento até o condicionador de ar que fornece conforto térmico nos dias quentes de verão, seja em casa, no escritório ou em veículos. Na indústria também é comum o emprego de sistemas de refrigeração, como, por exemplo, para manter condições de fabricação e ensaio (1). Existem diversas alternativas construtivas para sistemas de refrigeração, mas a mais comumente empregada é a de compressão de vapor (2). Tal alternativa é baseada no emprego de compressores, que são a motivação principal para realização deste trabalho.

Exigências atuais fazem com que se busque cada vez mais aumentar a produtividade e a qualidade nos diversos tipos de processos. Para que uma organização assuma posição de liderança no mercado não basta apenas inovar e evoluir, mas é necessário, também, que essa evolução seja mais rápida que a dos concorrentes e que esteja em sintonia com as exigências do mercado. Nesse sentido, pesquisa e desenvolvimento ganham relevante importância no cenário competitivo atual. Na fabricação de compressores não é diferente. É sempre necessário investir na pesquisa de novas tecnologias e no aprimoramento dos produtos já existentes. Além do desenvolvimento de novas alternativas, deve ser destacada a importância da manutenção da qualidade na linha atual de produtos, de forma que atenda às especificações informadas aos clientes.

A capacidade de mensurar os reais ganhos advindos de modificações em produtos é uma tarefa bastante complicada, porém essencial. Nesse sentido, apresentam-se como ferramentas os ensaios com amostras desenvolvidas. Dentre esses ensaios, merecem destaque os ensaios de desempenho. Além da função de mensurar os efeitos de modificações nos produtos, tais ensaios são importantes ferramentas para a adoção de uma política de garantia da qualidade dos produtos oferecidos ao mercado (3). O atendimento às exigências normativas não mais é suficiente para atender a todas as necessidades dos ensaios de compressores. Os ganhos advindos de modificações em produtos geralmente são da mesma ordem de grandeza da incerteza oferecida pelo ensaio, o que faz com que seja necessária a realização de diversos ensaios para determinar

o resultado com a exatidão necessária. A tendência é que, conforme o rendimento do circuito se aproxima do limite teórico, os incrementos de desempenho sejam cada vez menores. Assim, cada vez mais são exigidas bancadas para ensaios que ofereçam incertezas menores.

Além da redução da incerteza é essencial a redução dos tempos demandados para realização dos ensaios. Atualmente, a duração média de um ensaio de desempenho na indústria está entre quatro e cinco horas (4). Quanto menor for o tempo de ensaio, maior será a produtividade. Nesse sentido, a automatização se faz bastante interessante, além de contribuir para a minimização das influências do operador humano sobre o processo. Em contrapartida à redução do tempo de ensaio, deve-se ter um sistema robusto capaz de ensaiar de forma satisfatória uma ampla gama de compressores (5).

1.1 Problema de pesquisa

O ensaio de desempenho é uma atividade experimental que visa determinar características fundamentais do compressor e é um dos principais ensaios realizados por fabricantes de compressores em todo o mundo. Tais ensaios tipicamente são realizados em bancadas especiais devido à necessidade de medição, controle e monitoramento de diversas variáveis. No Laboratório de Metrologia e Automatização (Labmetro) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) existe uma bancada experimental para realização de ensaios de desempenho de compressores. Tal bancada foi fornecida pela Whirlpool S.A. – Unidade Embraco de Compressores e Soluções de Refrigeração (Embraco) e serve como objeto de estudos conjuntos entre a empresa e a universidade. Depois de ter sido alvo de vários trabalhos, a bancada conta atualmente com arquitetura e instrumentação que são o estado-da-arte em bancadas para ensaios de desempenho de compressores (3, 5, 6, 7, 8, 9).

Por exigência normativa, bancadas de desempenho de compressores devem realizar a medição da capacidade de refrigeração do compressor (uma das variáveis de interesse) por dois métodos simultâneos. A bancada localizada no Labmetro emprega o método da medição de vazão mássica na fase líquida (método F) e o método do calorímetro a seco (método C), ambos indicados pela norma ISO 917 (10). Os dois métodos empregados apresentam uma série de vantagens e limitações. De forma geral, as limitações se refletem nas três linhas de trabalho previamente apresentadas: incertezas de medição, tempo de realização do ensaio e robustez.

No método F o tempo de realização do ensaio não é crítico, visto que o transitório do sistema de medição é muito inferior ao tempo necessário para acomodação das demais variáveis do processo. A robustez é inerente ao método, desde que respeitada a faixa de operação definida

pelos fabricantes dos instrumentos empregados. A incerteza de medição deste método já foi e vem sendo analisada por outros trabalhos de mestrado (3, 9).

No método C, por outro lado, são críticos o tempo, a incerteza e a robustez. Existem diversas malhas de controle associadas à medição pelo método C, principalmente para o controle de temperaturas e pressões. Dentre essas malhas, merece especial destaque o controle da temperatura de saída do calorímetro, que tipicamente se caracteriza como um processo integrador com atraso de transporte significativo¹. O tempo de ensaio foi drasticamente reduzido com a adoção de um controlador automático para a temperatura de saída do calorímetro projetado durante a realização do projeto de fim de curso do autor (5). Todavia, o controlador proposto naquela situação somente foi analisado para ensaio de compressores com vazões mássicas compreendidas dentro de uma estreita faixa, com fluido refrigerante R134a e não foi analisado para rejeição de perturbação e nem para garantia de comportamento robusto.

A rejeição das perturbações tem especial importância para o sistema, visto que a oscilação do valor em regime permanente influencia diretamente na incerteza da medição realizada (3). Além disso, a análise de robustez do sistema de controle a ser adotado é essencial para garantir que diferentes modelos de compressores possam ser ensaiados em diferentes condições de forma satisfatória e sem oferecer riscos durante a operação.

O problema de estudo é a obtenção de soluções para controlar a temperatura de saída do calorímetro que ofereçam comportamento robusto e ao mesmo tempo velocidade de resposta satisfatória tanto para seguimento de referência quanto para rejeição de perturbações. Isso é realizado com o emprego de técnicas de controle capazes de compensar o atraso de transporte.

1.2 Justificativa

Os ensaios de desempenho de compressores produzem resultados que são empregados, principalmente, para pesquisa, desenvolvimento e controle de qualidade. Na fase de pesquisa e desenvolvimento de compressores é interessante a realização de ensaios para mensurar quanto determinada modificação realizada afeta o comportamento do compressor. Transposta a fase de desenvolvimento, são determinadas características importantes do compressor, que compõem as especificações que constarão em catálogo. Na fase de produção, tais ensaios possibilitam a avaliação de lotes produzidos no tocante à compatibilidade com as especificações. Dessa forma, esses ensaios apresentam uma grande demanda nas empresas que produzem compressores.

¹Este trabalho considera que o atraso de transporte é significativo quando seu valor é igual ou superior a um quinto da constante de tempo desejada para a resposta em malha fechada.

Os ensaios demandam grande tempo e a ampliação do número de bancadas requer investimentos de grande monta. Além disso, incertezas de medição elevadas fazem com que sejam necessárias diversas repetições do ensaio para que o efeito dos componentes aleatórios seja minimizado. Assim sendo, desde que garantida a robustez para diversos modelos de compressor e diversas condições de ensaio, é desejável que sejam minimizados o tempo demandado pelos ensaios e a incerteza de medição envolvida. A composição de ambos os fatores provocará aumento da produtividade das bancadas e possibilitará avaliação de um número maior de peças diferentes por período de tempo.

Para que os ganhos sejam significativos, os métodos devem possuir harmonia tanto em relação ao tempo demandado pelo ensaio quanto em relação aos níveis de incerteza apresentados. Caso um método seja muito mais rápido que o outro, haverá necessidade de aguardar pelo mais lento. Caso a incerteza de medição de um método seja muito maior que a do outro, a contribuição daquele na redução da incerteza do resultado do ensaio será desprezível.

Estudos preliminares mostraram que o método mais demorado e que apresenta maior incerteza de medição é o método C, que emprega um calorímetro (3, 9). A variável exclusiva a esse método que demanda mais tempo até sua acomodação é a temperatura de saída do calorímetro. Além disso, essa variável é crítica sob o ponto de vista de incerteza e pode sofrer grande influência do operador (5). Tais fatores justificam o esforço investido na determinação de técnicas automáticas de controle capazes de levar o sistema em malha fechada a uma acomodação mais rápida e com menor variação em regime. Apenas dessa forma a produtividade das bancadas de ensaio será maximizada sem prejuízo da segurança durante a operação.

1.3 Objetivos

O objetivo geral da dissertação é explorar técnicas que permitam automatizar, com garantia de robustez, o controle da temperatura de saída do calorímetro em bancadas para ensaio de desempenho de compressores de refrigeração.

Como forma de associar o objetivo geral às atividades operacionais foram elencados objetivos específicos para o trabalho. Esses objetivos são:

- levantar na bibliografia estruturas de controle de sistemas com atraso e ajustes adequados para implementação e uso na indústria;
- levantar na bibliografia informações acerca do funcionamento de circuitos de refrigeração e de requisitos impostos pelas normas;

- estudar o estado atual dos métodos de ensaio disponíveis na bancada de ensaio de compressores, buscando identificar as principais fontes de demora para realização do ensaio e de incerteza de medição;
- identificar o modelo matemático que descreve o comportamento da planta;
- explorar a implementação digital de controladores para sistemas com atraso de transporte;
- estudar, realizar procedimentos experimentais e propor estruturas de controle mais adequadas para sistemas com atraso de transporte, levando em consideração a resposta dinâmica e a análise de robustez.

1.4 Estrutura do trabalho

O capítulo 2 é iniciado com uma descrição do ensaio de desempenho de compressores e das bancadas típicas para realização de tal ensaio. Para facilitar o entendimento, são, também apresentados os conceitos fundamentais de termodinâmica e de refrigeração. O capítulo segue com a modelagem fenomenológica da dinâmica da grandeza de interesse e finaliza com a apresentação dos procedimentos empregados para e dos resultados obtidos com a identificação dos parâmetros do modelo final.

O capítulo 3 apresenta os conceitos de controle empregados no trabalho. Inicialmente são explorados os aspectos fundamentais de controle clássico, seguidos por uma breve revisão da literatura acerca da aplicação de controle a sistemas de refrigeração. O foco do capítulo é a apresentação de técnicas de controle para aplicação em plantas com atraso de transporte dominante ou significativo quando comparado com a dinâmica desejada de malha fechada. Nesse sentido, são apresentados o preditor de Smith (PS), modificações do PS para plantas integradoras e o preditor de Smith filtrado (PSF).

O capítulo 4 traz os fundamentos necessários para realizar a implementação de controladores em computadores ou outros dispositivos digitais. O capítulo é iniciado com uma revisão sobre sistemas discretos e sobre formas de conexão de sistemas contínuos e discretos. São tratados pontos fundamentais da discretização dos controladores empregados e, no final do capítulo, são ilustrados detalhes sobre a implementação e o ajuste dos controladores.

O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais da aplicação dos controladores propostos, focando em seguimento de referência, rejeição de perturbação e robustez. São ilustrados resultados para a bancada operando com os dois fluidos refrigerantes mais empregados pela

indústria de refrigeração: R134a e R600a. Por fim, é apresentada uma análise do desempenho dos controladores para o tipo de problema tratado.

O capítulo 6 apresenta as considerações finais e conclusões obtidas com o trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

2 DESCRIÇÃO, MODELAGEM E IDENTIFICAÇÃO DA PLANTA

Este capítulo apresenta a descrição do processo, além de uma modelagem fenomenológica e de detalhes acerca dos procedimentos empregados para identificação do modelo e dos resultados obtidos com a identificação. Inicialmente são apresentados os princípios de termodinâmica e refrigeração necessários para o entendimento do processo. Na seqüência é desenvolvido um modelo fenomenológico do comportamento dinâmico da planta para operação em uma região próxima a um ponto desejado. O sistema apresenta um comportamento não linear, mas, como em muitos casos na indústria, as variáveis manipulada e controlada são mantidas na vizinhança de um ponto de operação. Dessa forma, para fim de projeto dos controladores, buscou-se a identificação de um modelo linear simples para pequenas variações em torno de um ponto de operação.

2.1 Descrição do sistema

O entendimento do processo a ser controlado é um dos requisitos fundamentais para um projeto de controle ser bem-sucedido. Esta seção é dividida em três subseções que apresentam os conceitos básicos de termodinâmica, refrigeração e ensaios de desempenho de compressores herméticos.

2.1.1 Princípios de termodinâmica

Termodinâmica pode ser entendida como o estudo das relações entre os sistemas térmicos e os sistemas mecânicos, ou seja, o estudo das relações existentes entre calor, trabalho mecânico e outras formas de energia (11). O estudo pode ser realizado sob o ponto de vista microscópico (estudo do comportamento das moléculas e da interação entre as mesmas) ou sob o ponto de vista macroscópico (no qual o objetivo de estudo é o comportamento do conjunto). Devido ao interesse do presente trabalho no tema, será apresentada apenas a abordagem macroscópica da

termodinâmica, também denominada termodinâmica clássica (11).

Existe uma série de propriedades que são essenciais para o estudo do comportamento macroscópico da matéria em termodinâmica. Essas propriedades termodinâmicas dependem apenas do estado instantâneo do sistema e não do comportamento do sistema até atingir tal estado. As grandezas envolvidas podem ser divididas nas que apresentam dependência da massa, ou seja, da dimensão do sistema (propriedade extensiva) e das que são independentes da massa (propriedade intensiva). Exemplos de propriedades extensivas são volume e energia e exemplos de propriedades intensivas são pressão e temperatura (12).

O estudo da termodinâmica clássica é feito com base em três leis fundamentais. Além das três leis, existe um postulado, muitas vezes denominado de “lei zero da termodinâmica”. Esse postulado afirma que se dois corpos apresentam a mesma temperatura e um deles tem a mesma temperatura de um terceiro corpo, o outro também terá a mesma temperatura do terceiro corpo (12, 13).

A primeira lei da termodinâmica enuncia que o calor recebido por um sistema é inteiramente transformado em trabalho ou em aumento da energia do sistema (seja na forma de energia cinética, gravitacional ou interna). Dessa forma, o somatório do calor transferido entre os estados inicial e final é igual à diferença de energia entre os estados final e o inicial, adicionada ao trabalho realizado pelo sistema entre os estados inicial e final. Como decorrência da primeira lei, pode-se afirmar que se um sistema opera em um ciclo, ou seja, se o estado inicial é igual ao estado final, o trabalho realizado pelo sistema é numericamente igual ao calor recebido pelo mesmo (11). Matematicamente, a primeira lei da termodinâmica é apresentada na equação 2.1.

$$\int_1^2 \delta Q + \int_1^2 \delta W = E_2 - E_1 \quad (2.1)$$

Onde

δQ diferencial de calor

δW diferencial de trabalho

E_1 energia do sistema no estado inicial

E_2 energia do sistema no estado final

A segunda lei da termodinâmica estabelece que em sistemas irreversíveis (reais), a entropia de um sistema termodinamicamente isolado tende a crescer ao longo do tempo. Usa-se com muita frequência entropia definida como o grau de desordem de um sistema. De modo mais

formal, é definida através de um diferencial de entropia, que é o quociente entre o diferencial de calor e a temperatura absoluta, como apresentado na equação 2.2.

$$dS = \frac{dQ}{T} \quad (2.2)$$

Onde

dS diferencial de entropia

dQ diferencial de calor

T temperatura absoluta

Há duas implicações imediatas da segunda lei da termodinâmica que interessam bastante para o presente trabalho. A primeira é que o calor não se transfere de forma natural de um corpo mais frio para um corpo mais quente, ou seja, é impossível transferir calor de um corpo frio para um corpo quente sem ao mesmo tempo transformar certa porção de trabalho em calor. A segunda é que para uma máquina que opera em ciclos poder transformar parte do calor em trabalho ela precisa ao mesmo tempo transferir o calor de um reservatório quente para um reservatório frio (11, 12, 13).

A terceira lei da termodinâmica estabelece que conforme um sistema se aproxima do zero absoluto de temperatura, todos os processos cessam e a entropia tende a seu valor mínimo. Em termos práticos, pode-se afirmar que é impossível, por qualquer método que seja, atingir o zero absoluto de temperatura em um número finito de operações. A grande contribuição dessa lei para os estudos desenvolvidos neste trabalho é o fato de poder estabelecer um ponto ideal no qual a entropia torna-se mínima. A esse ponto pode ser atribuído valor zero e ele pode ser usado como referência para determinação de um valor absoluto de entropia. Todavia, tipicamente são empregadas diferenças de entropia para caracterização de processos termodinâmicos.

Um dos conceitos fundamentais de termodinâmica para o entendimento dos ensaios de compressores é o de entalpia. Entalpia é uma grandeza física associada a um estado de um determinado sistema. Pode ser definida como a soma da energia interna de um sistema termodinâmico com o trabalho realizado pelo sistema sobre a atmosfera. O trabalho realizado é numericamente igual ao produto da pressão pelo volume. Matematicamente, a definição é apresentada na equação 2.3.

$$dH = dU + d(pV) \quad (2.3)$$

Onde

dH diferencial de entalpia

dU diferencial de energia interna

$d(pV)$ diferencial do produto da pressão pelo volume

Assim como tipicamente ocorre na entropia, a entalpia é uma grandeza que isolada não traz informação sobre o sistema, uma vez que é definida de forma diferencial. Todavia, variações de entalpia revelam muitas informações sobre a mudança ocorrida com o sistema e facilitam a análise do problema (11).

2.1.2 Princípios de refrigeração

O’Neal, Cooper e Hickman (1) definem refrigeração como “o uso de máquinas mecanicamente ou termicamente ativadas com objetivo de reduzir a temperatura de um ambiente” (p. 1879). Tais máquinas são constituídas por equipamentos que operam de forma integrada para transferir calor de um ambiente a uma baixa temperatura para um ambiente submetido a uma temperatura maior. Como foi enunciado na segunda lei da termodinâmica, esse processo não ocorre de forma natural. Assim, todo sistema de refrigeração necessita de uma fonte externa de energia para ser capaz de realizar a troca de calor (1).

As aplicações para circuitos de refrigeração são bastante diversificadas. Tais tipos de circuito são aplicados no condicionamento de ar, no armazenamento de alimentos, no armazenamento de medicamentos, na conservação de sangue e outros tecidos de seres vivos e na fabricação de equipamentos, por exemplo. Dessa forma, é de se esperar que existam diversas configurações de circuitos de refrigeração, cada uma mais indicada para certa aplicação (2). Para o presente trabalho interessam os circuitos de compressão de vapor, ou seja, aqueles que utilizam compressores.

Nos circuitos de compressão de vapor, um fluido, que é denominado refrigerante, sucessivamente evapora e condensa a pressões definidas para a correta operação do sistema. Enquanto evapora, o refrigerante retira calor do ambiente a ser resfriado e na condensação entrega esse calor à fonte quente (tipicamente o ambiente externo). Para que o processo possa acontecer, de acordo com as leis da termodinâmica, é necessário que exista uma fonte de energia para o sistema. Essa fonte, denominada compressor, realiza trabalho sobre o gás ao comprimi-lo. A estrutura básica de um circuito de refrigeração desse tipo é apresentada na figura 1.

Para explicar o funcionamento de um circuito de refrigeração de compressão de vapor, será analisado o caminho do refrigerante ao longo do circuito. A análise será feita partindo do ponto identificado como 1 na figura 1 e terá fim nesse mesmo ponto. No ponto 1 o refrigerante

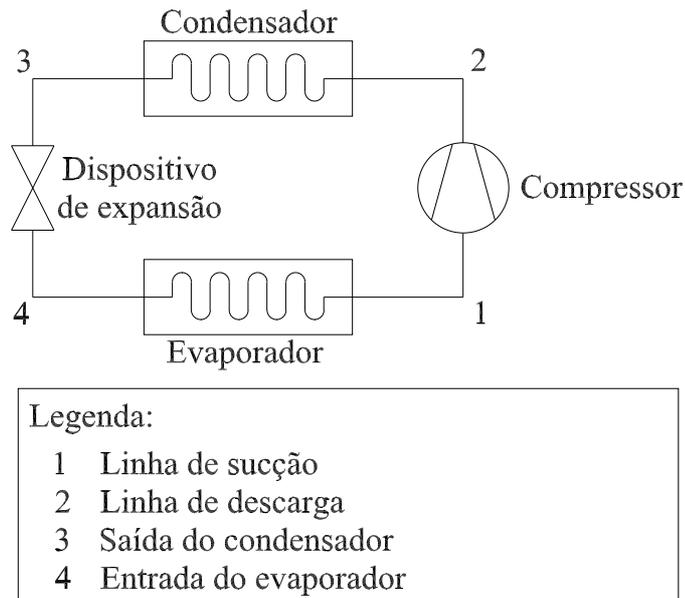


Figura 1: Diagrama de um circuito de refrigeração

encontra-se vaporizado, superaquecido e a baixa pressão. O compressor é responsável por elevar a pressão do vapor de refrigerante (ponto 2), que passa, em seguida, pelo condensador. No condensador o refrigerante cede calor ao meio (que está mais frio do que o vapor superaquecido) e com isso condensa. Dessa forma, no ponto 3 tem-se refrigerante líquido, sub-resfriado e em alta pressão. Na seqüência, o líquido passa por um dispositivo de expansão (tipicamente um capilar ou uma válvula com algum tipo de ajuste), o que faz com que sua pressão caia bruscamente. Com essa queda de pressão, qualquer calor absorvido do meio externo fará com que o refrigerante localizado no ponto 4 evapore. Esse calor é obtido no evaporador, retirando calor do meio a ser resfriado. Com isso, o refrigerante retorna ao ponto inicial de análise vaporizado e em baixa pressão. O ciclo é continuamente repetido, retirando calor do meio frio e entregando calor ao meio quente (1, 14).

O comportamento de um circuito de refrigeração pode, também, ser explicado com emprego de um diagrama que relaciona pressão e entalpia do fluido refrigerante (diagrama p-h). O diagrama p-h (figura 2) é dividido em três áreas que são separadas umas das outras pelas linhas de líquido e vapor saturados. Na área à esquerda da linha de líquido saturado, o refrigerante encontra-se totalmente na fase líquida e é dito sub-resfriado. Na área à direita da linha de vapor saturado, o refrigerante encontra-se totalmente na fase de vapor e é dito superaquecido. A região compreendida entre as duas linhas representa a mudança de fase do refrigerante de líquido para vapor (caminhando-se para a direita) ou de vapor para líquido (caminhando-se para a esquerda) (12).

A figura 2 apresenta um diagrama p-h simplificado, no qual as perdas de carga no interior

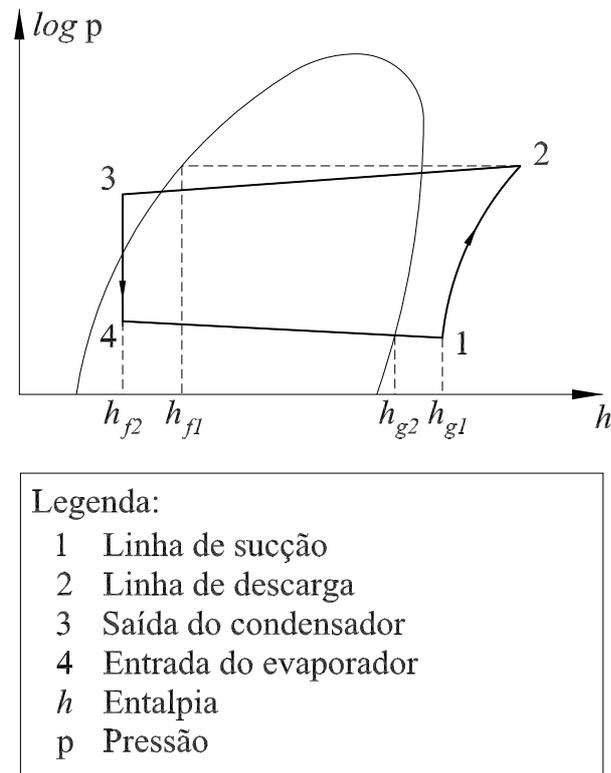


Figura 2: Representação do circuito de refrigeração em um diagrama p-h

do compressor não são representadas. A análise será feita partindo do ponto identificado como 1 na figura 2 e terá fim nesse mesmo ponto, em analogia com o que foi feito na análise da figura 1. No ponto 1 o fluido refrigerante está superaquecido e em baixa pressão e, após o trabalho de compressão, chega ao ponto 2. Nesse processo ocorre realização de trabalho sobre o refrigerante e isso provoca um aumento da entalpia do mesmo. No ponto 2 o refrigerante encontra-se em alta pressão e superaquecido. Antes que o vapor seja condensado (para chegar ao ponto 3) é necessário eliminar o superaquecimento do refrigerante reduzindo sua temperatura até que o estado esteja sobre a linha de saturação. Tipicamente esse processo ocorre no condensador, antes da ocorrência da condensação propriamente dita. Durante o processo de condensação o vapor cede calor ao meio e tem sua entalpia reduzida, chegando sob a forma de líquido sub-resfriado ao dispositivo de expansão (ponto 3). Entre os pontos 3 e 4 ocorre a expansão. A entalpia do refrigerante não é alterada durante o processo de expansão, o que faz com que o ponto 4 seja localizado seguindo-se a linha de entalpia constante do ponto 3. O processo 3-4 é uma expansão adiabática irreversível durante a qual o refrigerante passa por uma série de estados nos quais não há uma distribuição uniforme das propriedades. Por esse motivo, a linha que liga os pontos 3 e 4 não indica o caminho seguido pelo refrigerante no diagrama p-h, mas apenas que o processo tem início no ponto 3 e termina no ponto 4. A partir do ponto 4, o refrigerante passa pelo evaporador e chega ao ponto inicial de análise vaporizado e em baixa

pressão.

Os circuitos de refrigeração empregados na prática geralmente apresentam elementos adicionais aos quatro principais (compressor, condensador, evaporador e dispositivo de expansão). Esses elementos geralmente são empregados para melhorar o desempenho do sistema de refrigeração ou por questão de segurança. Exemplos de dispositivos para segurança são válvulas de alívio de pressão e indicadores da fase do refrigerante. Exemplos de dispositivos para melhorar o desempenho do sistema são filtro secador de refrigerante e separador de óleo de lubrificação do compressor.

2.1.3 Ensaios de desempenho de compressores

O ensaio de desempenho é uma atividade experimental que visa determinar quatro características fundamentais do compressor: capacidade de refrigeração, potência elétrica ativa consumida (consumo), eficiência isentrópica e coeficiente de performance (COP). É aplicado tanto para atividades de pesquisa e desenvolvimento quanto para estabelecimento de dados para catálogo (testes para venda) e para controle de qualidade. Tais ensaios tipicamente são realizados em bancadas especiais, devido à necessidade de medição, controle e monitoramento de diversas variáveis (3, 5).

Esses ensaios são regulados por normas internacionais que definem características tanto do processo de medição quanto do sistema de refrigeração empregado e de suas variáveis. As que merecem maior destaque neste trabalho são a norma internacional da *International Organization for Standardization* (ISO) ISO 917 (10), a norma estadunidense da *American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers* (ASHRAE) ANSI/ASHRAE 23 (15), a norma européia do *European Committee for Standardization* (CEN) EN 13771 (16) e a norma brasileira da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) NBR 11947 (17). Além dessas, existem outras normas acessórias que especificam condições de ensaio (18, 19, 20), regulamentam métodos de medição (21, 22) e definem requisitos para circuitos de refrigeração com refrigerantes específicos (23). As normas mencionadas são bastante coerentes, principalmente no que diz respeito às definições e requisitos. Por questão de organização do trabalho e devido à maior abrangência territorial da norma, procurou-se adotar o exposto na norma ISO 917 (10) como padrão para este trabalho.

Esta seção foi dividida em duas partes para facilitar o entendimento dos ensaios de desempenho de compressores. Inicialmente são apresentadas as definições normativas para as grandezas envolvidas no ensaio e posteriormente são apresentados os principais requisitos metrológicos e operacionais estabelecidos em normas.

Definições normativas das grandezas

Capacidade de refrigeração é uma quantidade expressa em watts que é obtida pelo produto da vazão mássica de refrigerante que circula pelo sistema de refrigeração por uma diferença de entalpias. Em refrigeração, tipicamente se está interessado na avaliação da capacidade de refrigeração de um sistema como um todo (refrigerador, congelador ou câmara fria, por exemplo) e as entalpias empregadas para fazer a diferença que multiplica a vazão mássica são tomadas na saída e na entrada do evaporador (2). Dessa forma, a capacidade de um sistema de refrigeração é “a taxa à qual o sistema removerá calor da câmara de refrigeração” (24, p. 179).

A definição anterior, apesar de bem aceita no meio industrial, não é perfeitamente adequada para avaliação de compressores. Em sua definição usual, capacidade de refrigeração é afetada por características do circuito como um todo, como perdas de carga e graus de subresfriamento e de superaquecimento. Para contornar esse problema e permitir a obtenção de um dado relativo ao compressor propriamente dito e não ao sistema formado pelo compressor e por seu sistema de ensaio, as normas definem o que é chamado de capacidade de refrigeração do compressor (10, 16, 17). Apesar de essa definição ser uma abstração, visto que o compressor isolado não é capaz de ter uma capacidade de refrigeração, ela é bastante útil para avaliação das características do compressor de forma independente do sistema de ensaio que está sendo empregado. A norma ASHRAE 23 (15) emprega a definição tradicional de capacidade de refrigeração (entalpias na entrada do compressor e na entrada do dispositivo de expansão), porém determina que os graus de superaquecimento e subresfriamento devem ser medidos em cada ensaio.

Para definirem capacidade de refrigeração do compressor, as normas (10, 16, 17) tomam as entalpias das condições especificadas para o ensaio na entrada do compressor e no ponto de saturação correspondente a líquido saturado à pressão de descarga do compressor. A interpretação física dessa capacidade é a capacidade de refrigeração que seria obtida quando o compressor sob ensaio fosse utilizado em um circuito ideal, sem perdas de carga, com um subresfriamento nulo na saída do condensador e com o superaquecimento do fluido refrigerante antes de entrar no compressor sendo todo realizado no interior do evaporador. Além disso, como são tomadas as condições especificadas para ensaio para realização do cálculo, é feita a correção da frequência rotacional do motor e do volume específico do refrigerante. A norma ASHRAE 23 (15) não prevê qualquer correção no valor da capacidade medida e a norma NBR 11947 (17) prevê apenas a correção da parcela relativa à variação do volume específico. Dessa forma, a definição de capacidade de refrigeração adotada no trabalho é a de capacidade de refrigeração do compressor, como definida na norma ISO 917 (10). A equação da capacidade de refrigeração do

compressor (ϕ_0) é apresentada em 2.4.

$$\phi_0 = q_{mf} \frac{V_{ga}}{V_{g1}} \frac{f}{f_a} (h_{g1} - h_{f1}) \quad (2.4)$$

Onde

ϕ_0	capacidade de refrigeração do compressor
q_{mf}	vazão mássica de refrigerante
V_{ga}	volume específico real do vapor de refrigerante na sucção do compressor
V_{g1}	volume específico do vapor de refrigerante na sucção do compressor nas condições especificadas para ensaio
f	freqüência elétrica de alimentação especificada
f_a	freqüência elétrica real de alimentação
h_{g1}	entalpia específica do vapor de refrigerante na entrada do compressor nas condições especificadas para o ensaio
h_{f1}	entalpia específica do refrigerante no estado líquido saturado referente à pressão especificada de saída do compressor

Potência elétrica ativa consumida (doravante denominada apenas de consumo e denotada por P) é uma grandeza expressa em watts que representa a potência elétrica real entregue ao compressor para que este seja capaz de transferir calor da fonte fria para a fonte quente. Para o caso de compressores abertos, a norma estabelece que trata-se da potência disponibilizada no eixo (10). O consumo deve também considerar todos os possíveis instrumentos e equipamentos que, em condições normais, operam em conjunto com o compressor, como dispositivos de partida e inversores de freqüência, por exemplo. Assim como a capacidade de refrigeração, a potência também deve ser corrigida para corresponder à condição especificada de ensaio através da multiplicação pela relação entre volumes específicos e entre freqüências rotacionais, como apresentado na equação 2.5. Em oposição à norma ISO 917 (10), a norma EN 13771 (16) não inclui o termo do volume específico na correção do valor de potência, apenas a relação de freqüências. A norma NBR 11947 (17), por sua vez, não prevê qualquer tipo de correção no valor de consumo, assim como a norma ANSI/ASHRAE 23 (15).

$$P = P_a \frac{V_{ga}}{V_{g1}} \frac{f}{f_a} \quad (2.5)$$

Onde

P potência real entregue ao compressor corrigida para a condição de ensaio

P_a potência real entregue ao compressor medida

Eficiência isentrópica (η_l) é a razão entre o produto da vazão mássica real e da variação na entalpia isentrópica através do compressor pelo consumo, como apresentado na equação 2.6. Trata-se, pois, de uma medida da relação entre a potência térmica de compressão caso o processo fosse isentrópico e da potência real consumida pelo compressor, para a definição de consumo adotada neste trabalho.

$$\eta_l = q_{mf} \frac{h_{gt} - h_{ga}}{P} \quad (2.6)$$

Onde

η_l eficiência isentrópica

h_{gt} entalpia específica teórica do vapor de refrigerante à pressão de descarga tendo a mesma entropia que o vapor de refrigerante na entrada do compressor

h_{ga} entalpia específica teórica do refrigerante na entrada do compressor nas condições especificadas para o ensaio

Coefficiente de performance (COP) é uma grandeza adimensional dada pelo quociente da capacidade de refrigeração pelo consumo (equação 2.7). A interpretação mais comum é a razão do calor trocado pelo sistema de refrigeração pela energia utilizada para se fazer essa troca de calor. Todavia, a interpretação física depende dos conceitos adotados para capacidade de refrigeração e para consumo. Em refrigeração, COP tipicamente é definido como a relação entre o efeito refrigerante (diferença de entalpias tomada sobre o evaporador) e o calor de compressão. No caso das normas deve-se prestar atenção para as sutilezas na definição dos termos que definem COP para não recair em interpretações errôneas. Além disso, é importante ter em mente que a grandeza não representa o rendimento do compressor, logo é possível a existência de valores de COP maiores que um. Em suma, trata-se de uma medida da eficiência do compressor e é um dos valores mais empregados na indústria para comparação entre compressores de diferentes modelos e fabricantes.

$$\text{COP} = \frac{\phi_0}{P} \quad (2.7)$$

Principais aspectos metrológicos e operacionais estabelecidos em norma

As normas apresentam exigências que vão desde os pontos de medição até os limites de variação de cada variável para que seja considerado válido o ensaio. Além disso, exigem que a

determinação da vazão mássica em um ensaio de desempenho seja realizada simultaneamente através de dois métodos diferentes e independentes. As próprias normas apresentam diferentes alternativas para realizar essa medição, mas elas podem ser agrupadas em dois grandes grupos: (i) métodos de medição direta de vazão; (ii) métodos de medição indireta através de balanço de energia.

Os métodos empregados no sistema em questão são **C** (calorímetro de sistema de refrigeração a seco) e **F** (medição direta de vazão mássica de refrigerante líquido). Para o método F, o equacionamento é direto e pode ser realizado com emprego da equação 2.4. Deve-se, entretanto, compensar os efeitos da circulação de óleo pelo circuito, como indicado em (10). Para o caso dos métodos nos quais a medição é feita através do balanço de energia, estima-se o valor da vazão mássica através de equações. Aqui será tratado apenas o equacionamento do método C, mas outros métodos baseados em calorímetro apresentam equacionamento semelhante.

A idéia básica do método é a determinação da vazão mássica pelo balanço de energia no interior de um calorímetro (que contém o evaporador). O refrigerante ingressa no calorímetro com temperatura e pressão controladas, evapora no interior do mesmo e sai com temperatura e pressão também controladas. Para fornecer calor para a evaporação do refrigerante, o calorímetro é aquecido por um dispositivo aquecedor (resistores ou trocador de calor com fluido aquecido). Esquematicamente, a configuração do sistema é apresentada na figura 3, onde t_a é a temperatura média do ambiente em que o calorímetro se encontra e t_c é a temperatura média da superfície interna do calorímetro. Os pontos g_1 , g_2 , f_1 e f_2 são os pontos indicados pela norma ISO 917 (10) para determinação das entalpias empregadas para cálculo da capacidade de refrigeração.

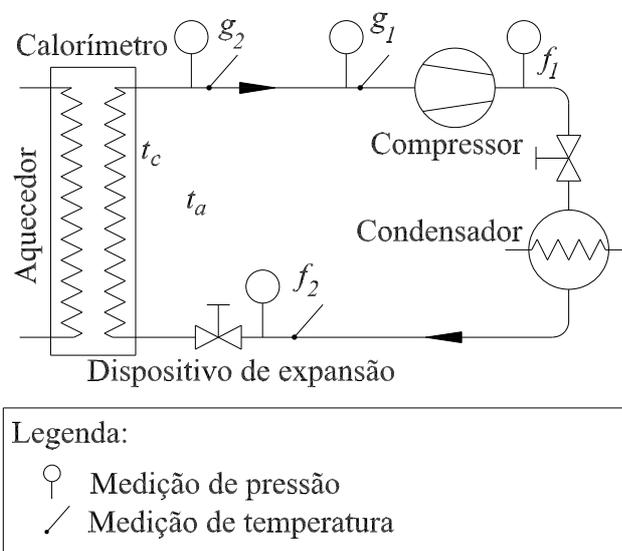


Figura 3: Método C estabelecido na norma ISO 917

Para determinação da vazão mássica leva-se em consideração a potência efetivamente retirada do calorímetro devido à evaporação do refrigerante e a diferença de entalpia entre o refrigerante na saída e na entrada do calorímetro. Para o caso de aquecimento por potência elétrica, a determinação da vazão mássica é feita com emprego da equação 2.8 (10).

$$q_{mf} = \frac{\phi_h + F_l(t_a - t_c)}{h_{g2} - h_{f2}} \quad (2.8)$$

Onde

q_{mf}	vazão mássica de refrigerante
ϕ_h	potência externa fornecida ao interior do calorímetro
F_l	fator de perdas do calorímetro
t_a	temperatura média do ambiente do calorímetro
t_c	temperatura média da superfície interna do calorímetro
h_{g2}	entalpia específica do vapor superaquecido de refrigerante na saída do calorímetro
h_{f2}	entalpia específica do refrigerante no estado líquido sub-resfriado na entrada da válvula de expansão

No tocante às incertezas de medição, as normas estabelecem a incerteza máxima aceitável para cada tipo de medição. A norma ISO 917 (10), por exemplo, define essas incertezas em termos de desvio-padrão das medições. Já a norma ANSI/ASHRAE 23 (15) define a característica dos sistemas de medição com base em erros máximos. Essas exigências estão relacionadas com a veracidade do valor medido, ou seja, buscam estabelecer uma incerteza máxima para o processo de medição de forma que os resultados do ensaio não sejam comprometidos pela existência de grandes erros de medição.

Além dos limites de incerteza, as normas definem limites de variação aceitáveis em cada grandeza para realização do ensaio. As normas utilizadas desconsideram as condições transitórias do compressor sob ensaio e estabelecem que os parâmetros de interesse devem ser determinados em condições de regime (10, 15, 16, 17). Para que o estado do sistema seja considerado regime permanente, e não mais transitório, todas as variáveis devem ficar dentro dos limites de variação definidos durante um período determinado. A título de exemplo, os principais limites de variação impostos pela norma ISO 917 (10) para que o sistema seja considerado como operando em regime permanente são apresentados na tabela 1. Os valores definidos em

norma geralmente são tomados pelos fabricantes como valores máximos de variação estabelecidos para os ensaios. É bastante comum a adoção de faixas mais estreitas de variação nos ensaios realizados, o que impõe requisitos de controle mais exigentes.

Tabela 1: Limites de variação estabelecidos pela norma ISO 917

Grandeza	Limite de variação
Pressões	$\pm 1\%$ do valor de <i>setpoint</i>
Temperaturas	$\pm 3\text{ K}$
Tensão de alimentação	$\pm 3\%$ do valor de <i>setpoint</i>
Frequência de alimentação	$\pm 1\%$ do valor de <i>setpoint</i>
Volume específico do refrigerante	$\pm 2\%$ do valor médio das últimas medições
Capacidade de refrigeração	$\pm 1\%$ do valor médio das últimas medições

O emprego de controladores é extremamente importante para garantir dois comportamentos nas variáveis medidas durante o ensaio: (i) levá-las ao valor de referência desejado no menor tempo possível; (ii) mantê-las dentro dos limites de variação permitidos pelas normas ou exigidos para o ensaio. Como o ensaio é realizado apenas depois de o sistema como um todo atingir regime permanente, a redução do período demandado pelo transitório reduz significativamente o período de ensaio como um todo. Além disso, para o ensaio ser considerado válido, todas as variáveis devem permanecer dentro dos limites de variação permitidos durante um período igual a meia hora (16) ou a uma hora (10, 17). Caso ocorram perturbações no sistema e elas não sejam rejeitadas, a contagem do tempo de ensaio só é iniciada depois de o sistema voltar às condições de operação.

Um mesmo painel de ensaio é empregado para realização de ensaios de diversos modelos de compressor, os quais podem ser ensaiados em diferentes condições. Essas condições estão estabelecidas em normas e servem para possibilitar a comparação de compressores similares de diferentes fabricantes. A alteração da condição modifica significativamente o valor da capacidade de refrigeração, o que exige um comportamento robusto dos controladores. Tipicamente os compressores são ensaiados na condição chamada de *check-point*, que corresponde a uma temperatura de evaporação de $-23,3$ (-10°F) e a uma temperatura de condensação de $+54,4^\circ\text{C}$ ($+130^\circ\text{F}$) (19, 20).

Apesar de a exigência normativa ser de $\pm 3\text{ K}$ para as temperaturas (10), é típico a empresa fixar uma faixa de $\pm 0,3\text{ K}$ de variação para a temperatura de saída do calorímetro. Essa variável está intimamente relacionada com a capacidade de refrigeração, visto que uma das variáveis que mais influencia no valor da capacidade de refrigeração do compressor é a potência empregada como ação de controle para a temperatura de saída do calorímetro. Além da criticidade para o ensaio, o controle dessa temperatura é um problema bastante interessante de controle, visto

que a planta tipicamente apresenta um comportamento integrador e um atraso de transporte significativo quando comparado com a dinâmica desejada de malha fechada.

2.2 Modelagem fenomenológica

O calorímetro utilizado no estudo é um calorímetro do tipo a seco e consiste em um ambiente termicamente isolado do ambiente externo. Em seu interior, o calorímetro contém uma tubulação de cobre em formato de serpentina com um resistor enrolado. Além disso, está contida no interior do calorímetro a válvula de expansão, que provoca a evaporação do fluido refrigerante. O ponto de medição de temperatura está localizado na parte externa da tubulação de saída do calorímetro, como indicado na figura 4.

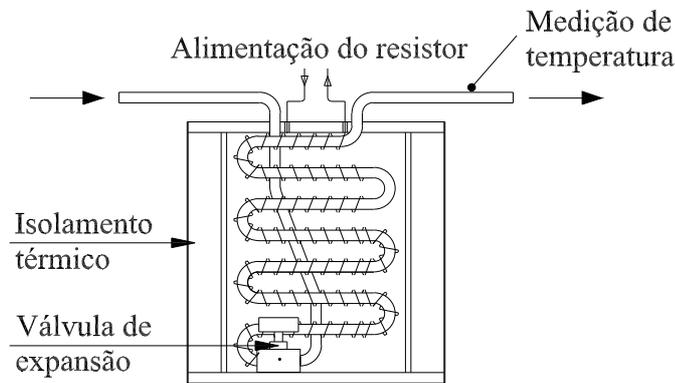


Figura 4: Esquema construtivo do calorímetro a seco

Para fins de modelagem para projeto da lei de controle, o calorímetro pode ser aproximado por um trocador de calor ideal. A temperatura de saída do calorímetro (t_2) em um dado instante é função da temperatura inicial de saída do calorímetro, da temperatura média da superfície do calorímetro (t_c), da temperatura média do ambiente do calorímetro (t_a), do fator de perdas de calor (F_l), da vazão mássica de refrigerante (q_{mf}), da entalpia do refrigerante na entrada (h_{f2}) e na saída (h_{g1a}) do calorímetro e do calor fornecido ao calorímetro (ϕ_h). Devido à transferência de massa, o efeito de uma entrada no sinal de controle (potência) só é sentido na temperatura de saída depois de passado um certo intervalo de tempo. Assim, um modelo simplificado para a temperatura de saída do calorímetro pode ser representado pela equação 2.9.

$$\frac{dt_2(t+L)}{dt} = K_v \{ \phi_h(t) + F_l [t_a(t) - t_c(t)] - q_{mf}(t) [h_{g1a}(t) - h_{f2}(t)] \} \quad (2.9)$$

Onde

t instante de tempo

L atraso de transporte

K_v ganho de velocidade

Da equação 2.9 observa-se que existem outras variáveis que não só a potência de alimentação do calorímetro que influenciam o comportamento da variável de saída. Essas variáveis são tratadas como perturbações e serão detalhadas a seguir.

A temperatura média do ambiente do calorímetro (t_a) influencia na dinâmica, porém sua variação é bastante lenta quando comparada com as outras dinâmicas envolvidas e, além disso, sua influência é ponderada pelo fator de perdas F_l , que tipicamente é inferior a um. Dessa forma, é razoável considerar nula a influência da variação da temperatura ambiente do calorímetro na variação da temperatura de saída do calorímetro.

A ponderação do fator de perdas também se aplica à temperatura média da superfície do calorímetro. É razoável considerar que a temperatura média da superfície do calorímetro é a média da temperatura do refrigerante na saída da válvula de expansão (t_e) e da temperatura de saída do calorímetro ($t_c = \frac{t_e + t_2}{2}$). A temperatura t_e pode ser modelada como a temperatura do fluido refrigerante saturado correspondente à pressão de sucção, visto que na saída da válvula de expansão o fluido refrigerante encontra-se bifásico e que a atuação na pressão de sucção é realizada justamente por esta válvula. Sendo assim, existe uma correlação direta entre a temperatura do refrigerante na saída da válvula de expansão e a pressão de sucção. Para a faixa de pressões correspondida entre 0,7 bar e 1,5 bar, a variação da temperatura de saturação é apresentada na figura 5. Observa-se que, apesar de a temperatura de evaporação não apresentar uma variação linear frente à pressão de sucção, a taxa de variação entre as variáveis é bastante acentuada, apresentando uma inclinação média de cerca de 20 K/bar para a faixa considerada.

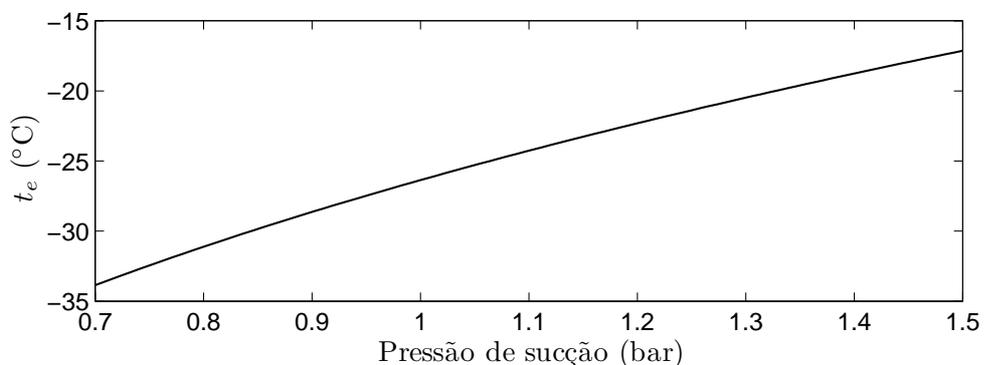


Figura 5: Temperatura de evaporação do R134a em função da pressão de sucção

A vazão mássica é uma variável que está diretamente relacionada com as condições de operação do compressor. O compressor pode ser entendido como uma bomba de vazão volumétrica

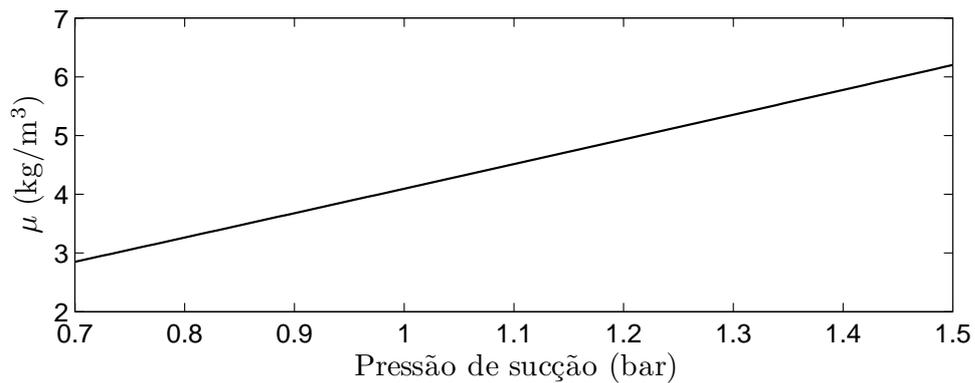


Figura 6: Massa específica do R134a em função da pressão de sucção

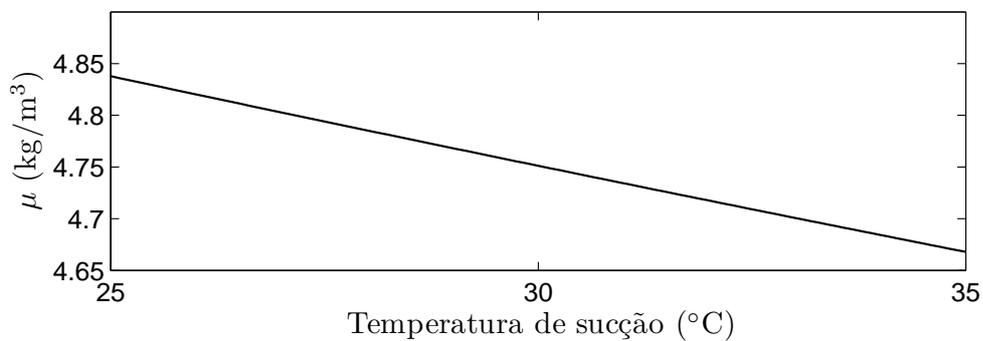


Figura 7: Massa específica do R134a em função da temperatura de sucção

de refrigerante, visto que a vazão imposta pelo mesmo é dada pelo produto do volume do pistão, descontados o volume morto e outras perdas, pela frequência rotacional do compressor. Dessa forma, como é impossível a alteração do volume do pistão, uma alternativa para variação da vazão mássica é a alteração da frequência rotacional do compressor através da modificação da frequência de alimentação. Outra alternativa é a manutenção da mesma frequência volumétrica com alteração da vazão mássica pela variação da massa específica do refrigerante. A alteração da massa específica pode ser obtida com variação da pressão ou da temperatura na entrada do compressor. Como pode ser observado nas figuras 6 e 7, essa variação é bastante acentuada para alterações na pressão de sucção (inclinação de $4 \text{ kg/m}^3\text{bar}$) e praticamente nula para variação da temperatura de sucção (inclinação de $-0,017 \text{ kg/m}^3\text{K}$).

As entalpias na entrada e saída do evaporador também são influenciadas por variações no estado do fluido refrigerante. A entalpia do fluido refrigerante na entrada do evaporador é a mesma que o refrigerante apresenta na entrada da válvula de expansão (ver figura 2), logo a entalpia da entrada é definida pelas condições no reservatório de líquido, que por sua vez são dependentes da carga de refrigerante no sistema e da condição de temperatura à qual o reservatório está submetido. Como essas condições tipicamente não variam durante a realização

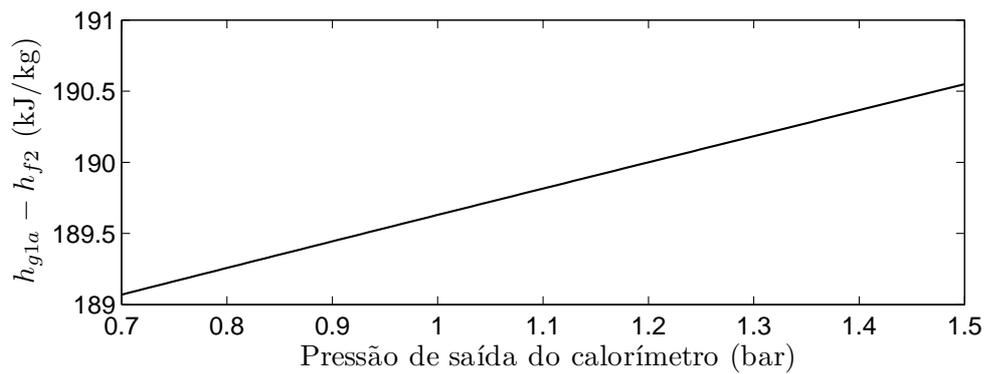


Figura 8: Variação de entalpia em função da variação da pressão

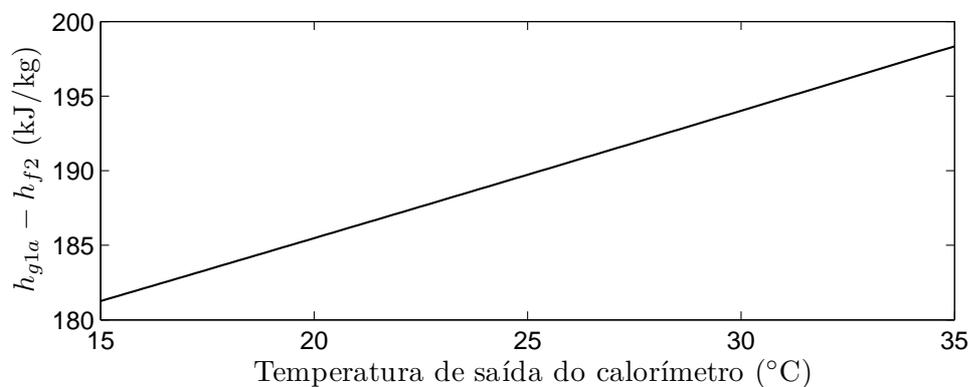


Figura 9: Variação de entalpia em função da variação da temperatura

do ensaio, pode-se considerar que a entalpia do fluido refrigerante na entrada do calorímetro é constante. A entalpia na saída do calorímetro pode ser determinada em função da temperatura e pressão de saída do calorímetro. A pressão de saída do calorímetro é a mesma encontrada na sucção do compressor, a menos da perda de carga encontrada na tubulação, que possui valores típicos de dezenas de milibar. A variação da diferença de entalpias em função da variação de pressão possui inclinação de cerca de 1,75, como apresentado na figura 8 para uma temperatura constante de 25 °C na saída do calorímetro, temperatura de 25 °C e pressão de 8 bar no reservatório de líquido e fluido refrigerante R134a. A temperatura de saída do calorímetro é a variável de saída do sistema de controle e observa-se na figura 9 que existe uma relação entre a variação da temperatura de saída e a variação da entalpia no evaporador. A inclinação da curva é de cerca de 0,85 para o caso apresentado na figura 9, com pressão de saída fixada em 1,148 bar e as mesmas condições no reservatório de líquido observadas na figura 8. Apesar de serem evidentes as variações na diferença de entalpias decorrentes de variações na temperatura e pressão de saída do calorímetro, a influência da temperatura será desconsiderada para desenvolvimento do modelo. Essa variação é pequenas quando comparada com as variações de entalpia envolvidas na mudança de fase do fluido refrigerante e, além disso, não existem modelos matemáticos ana-

líticos bem definidos para determinação de entalpias. É, pois, necessário que sejam realizadas aproximações em torno de cada ponto de operação, o que torna o projeto do controlador mais demorado. Optou-se por uma abordagem mais simples neste trabalho, que é o primeiro sobre o assunto.

Nos parágrafos anteriores fica bastante evidente que existe correlação entre a temperatura de saída do calorímetro e a pressão de sucção. As variações provocadas pela pressão apresentam dinâmica muito mais rápida que as dinâmicas envolvidas no ensaio e são consideradas instantâneas. Pode-se, então, calcular os novos valores de t_e , q_{mf} e h_{g1a} numericamente para variações na pressão de sucção, porém esses valores não são expressos de forma explícita no modelo. Além disso, pode-se modelar uma alteração do tipo degrau na pressão de sucção como uma alteração do tipo degrau no sinal de controle, visto que o produto da vazão mássica pela diferença de entalpias representa uma potência, assim como o produto da temperatura de evaporação pelo fator de perdas F_l .

Para fins de linearização, consideraram-se constantes a temperatura do ambiente no qual o calorímetro está localizado, as entalpias do refrigerante na entrada e na saída do evaporador, a vazão mássica e a pressão de sucção. Com a inserção dessas modificações na equação 2.9 e o agrupamento das constantes, o modelo pode ser reescrito como apresentado na equação 2.10. Deve-se notar que a alteração da pressão de sucção fará com que a parte constante agrupada seja também alterada, porém seu valor pode ser estimado numericamente com os dados medidos no sistema.

$$\frac{dt_2(t+L)}{dt} + \frac{K_v F_l}{2} t_2(t) = K_v \phi_h(t) - \left\{ K_v \left[\frac{F_l}{2} t_e + q_{mf}(h_{g1a} - h_{f2}) - F_l t_a \right] \right\} \quad (2.10)$$

A parcela constante, excetuando o ganho de velocidade, tem unidade de potência e pode ser interpretada como uma remoção de energia térmica causada pela evaporação e pelas trocas térmicas com o ambiente. Para simplificar a notação, esse termo será identificado como ϕ_r . Deslocando o modelo L unidades de tempo e integrando a equação 2.10, obtém-se a equação 2.11.

$$t_2(t) + \frac{K_v F_l}{2} \int_0^t t_2(\tau - L) d\tau = K_v \int_0^t [\phi_h(\tau - L) - \phi_r] d\tau \quad (2.11)$$

Aplicando transformada de Laplace na equação 2.11 e considerando condições iniciais nulas e $\Delta\phi(t)$ como sendo $\phi_h(t) - \phi_r$, resulta na equação 2.12, que é a função de transferência do modelo ($T(s)$ e $\Delta\phi(s)$ são as transformadas de Laplace de $t_2(t)$ e $\Delta\phi(t)$, respectivamente).

$$P(s) = \frac{T(s)}{\Delta\phi(s)} = \frac{2K_v e^{-Ls}}{2s + K_v F_l e^{-Ls}} \quad (2.12)$$

A modelagem realizada até este momento considera um calorímetro ideal, com capacidade térmica nula. Apesar de os calorímetros empregados para ensaios de desempenho possuírem uma baixa capacidade térmica, às vezes essa característica não pode ser desprezada. Isso significa que um certo tempo e uma quantidade de calor são necessários para elevar a temperatura do calorímetro em uma certa quantidade. É comum modelar tais dinâmicas empregando sistemas de baixa ordem em série com o modelo proposto (equação 2.13).

$$P_m(s) = P(s) \frac{1}{T_u s + 1} \quad (2.13)$$

Além disso, devido a propriedades de transferência de calor, tanto o ganho de velocidade quanto essas dinâmicas adicionais podem ter comportamentos diferentes para temperaturas crescentes ou decrescentes na saída do calorímetro. O comportamento para valores crescentes de temperatura geralmente é mais rápido que para valores decrescentes, levando a maiores valores para ganho de velocidade para temperaturas crescentes.

É interessante notar que para valores desprezíveis de fator de perdas, o sistema torna-se integrador puro. Quando o fator de perdas é expressivo, o sistema passa a possuir uma estrutura muito parecida com a de um sistema de primeira ordem com atraso, a menos do atraso também aparecer no termo independente de s no denominador. O aparecimento do atraso de transporte no denominador é fruto da consideração feita de que o aquecimento se dá de forma concentrada e que todo o atraso observado é um atraso efetivo. Na realidade, o aquecimento ocorre de forma distribuída ao longo de toda a tubulação do evaporador e o atraso pode ser dividido em uma parcela de atraso efetivo causada pelo tempo necessário para o fluido atingir o sistema de medição e em uma parcela aparente, que na realidade é uma simplificação de um modelo de mais alta ordem. Dessa forma, por questão da simplicidade de se trabalhar com um sistema linear, pode-se também representar a dinâmica de aquecimento por uma dinâmica de primeira ordem com atraso apenas no numerador, desde que esse atraso seja composto pelas parcelas do atraso efetivo e do atraso aparente.

2.3 Identificação dos parâmetros do modelo

Para os ensaios experimentais foram empregados dois calorímetros diferentes. O primeiro deles opera com fluido refrigerante R134a e foi instalado em uma bancada capaz de controlar a temperatura do ambiente. O outro opera com fluido refrigerante R600a e não possui controle de temperatura do ambiente implementado. Nesta seção é apresentado o desenvolvimento numérico para os dois calorímetros, inseridos em circuitos operando com compressores também

distintos.

Foram adotadas duas abordagens para o levantamento dos parâmetros do modelo. A primeira delas é baseada em uma análise gráfica da resposta do sistema em malha aberta a pulsos de entrada e a segunda é baseada no algoritmo de mínimos quadrados. Em ambos os casos trata-se de uma modelagem do tipo caixa cinza, visto que trabalha-se em conjunto tanto com informações prévias sobre o modelo quanto com dados experimentais (25). Somente os valores dos parâmetros são identificados e não a estrutura em si do modelo.

A aquisição dos dados experimentais para identificação foi realizada com emprego do mesmo sistema de aquisição utilizado para os ensaios. Trata-se de um sistema com interface *PCI extension for instrumentation* (PXI) em conjunto com um barramento *signal conditioning extension for instrumentation* (SCXI). A controladora do PXI é responsável pela execução do algoritmo de identificação que foi desenvolvido em ambiente LabVIEW (26) para este fim. A variável de saída é medida com emprego de um termorresistor do tipo Pt100 ligado a 4 fios em um multímetro $7\frac{1}{2}$ dígitos. Entre o termorresistor e o multímetro há um estágio de multiplexação do sinal analógico no módulo SCXI, o que permite a aquisição dos sinais de diversos Pt100 com emprego de apenas um multímetro. A atuação é realizada por uma fonte de tensão contínua comandada pelo PXI diretamente através de uma interface de comunicação *general purpose interface bus* (GPIB). Mais detalhes sobre o sistema de aquisição são apresentados na seção 4.4. O sistema utilizado garante uma excelente relação entre sinal e ruído, bem como oferece condições de realizar as aquisições em intervalos adequados. As maiores dificuldades do processo de identificação concentram-se nas variações impostas pelo próprio processo, nas não linearidades apresentadas e na dinâmica bastante lenta do processo.

Com base na modelagem analítica, parâmetros foram identificados para determinar o modelo a ser empregado para desenvolvimento do controlador. O primeiro parâmetro a ser identificado foi o fator de perdas térmicas. Os experimentos foram realizados de acordo com o método descrito em (10). A temperatura do ambiente do calorímetro foi mantida constante dentro do limite ± 1 K e potência foi fornecida ao resistor de aquecimento do calorímetro para manter a temperatura superficial média 15 K acima da temperatura do ambiente. A potência elétrica foi mantida dentro do limite de $\pm 1\%$ e, depois de atingido o regime permanente, leituras sucessivas foram realizadas tanto das temperaturas do ambiente e do calorímetro quanto da potência elétrica. O fator de perdas foi determinado utilizando valores experimentais e a equação 2.14.

$$F_l = \frac{\phi_h}{t_c - t_a} \quad (2.14)$$

O fator de perdas estimado para o calorímetro que opera com R134a vale 0,52 W/K. Logo,

se considerado o modelo proposto $P(s)$, ele possui um ganho estático de aproximadamente quatro. Todavia, durante os experimentos, a temperatura do ambiente do calorímetro é controlada e mantida dentro do limite ± 3 K da temperatura média da superfície do calorímetro. Considerando o pior caso, desvio de 3 K, a perda para o ambiente é de 1,56 W, que é menos de 1% da potência normalmente utilizada para aquecimento. Além disso, K_v geralmente assume valores pequenos (menos de 0,01), o que resulta em um sistema com um pólo próximo à origem. Se comparada com a dinâmica desejada de malha fechada, a dinâmica do sistema em malha aberta pode ser perfeitamente aproximada por um integrador para este caso. O uso dessa informação permite suprimir o termo $K_v F_l e^{-Ls}$ na equação 2.12 e a planta passa a ser um integrador puro com um atraso de transporte dado por L e ganho de velocidade dados por K_v , como mostrado na equação 2.15. Além disso, podem ser consideradas as dinâmicas que modelam outros fenômenos térmicos, como ilustrado na equação 2.13.

$$P(s) = \frac{K_v e^{-Ls}}{s} \quad (2.15)$$

Para o calorímetro que opera com R600a não foi realizado o levantamento do fator de perdas, por se tratar de um painel novo e que ainda não possui o sistema de atuação para controle da temperatura do ambiente do calorímetro. Apesar disso, ensaios preliminares mostraram que o fator de perdas apresenta a mesma ordem de grandeza daquele observado no calorímetro para R134a. Todavia, a diferença entre as temperaturas interna e externa do calorímetro é bem superior ao caso de R134a, o que faz com que a parcela das perdas não seja tão insignificante quanto no caso anterior. Dessa forma, foram identificados modelos contendo um integrador na estrutura e modelos sem forçar a dinâmica integradora.

2.3.1 Abordagem gráfica

Para utilização da abordagem gráfica empregou-se apenas o modelo com estrutura de integrador puro com atraso. Levou-se o sistema a um ponto de operação e, a partir desse ponto, aplicou-se um pulso de potência no resistor do calorímetro. O experimento foi repetido no mesmo ponto e em pontos diferentes de operação. Os dados de um dos ensaios são apresentados na figura 10, juntamente com a forma como os parâmetros L e K_v foram obtidos. Empregando os diversos experimentos realizados próximos ao *check-point*, com R134a, chegou-se a um modelo nominal médio ($P_n(s)$), com $L_n = 200$ e $K_v = 2,4 \cdot 10^{-4}$, como apresentado na equação 2.16.

$$P_n(s) = \frac{T(s)}{\Delta\phi(s)} = \frac{2,4 \cdot 10^{-4} e^{-200s}}{s} \quad (2.16)$$

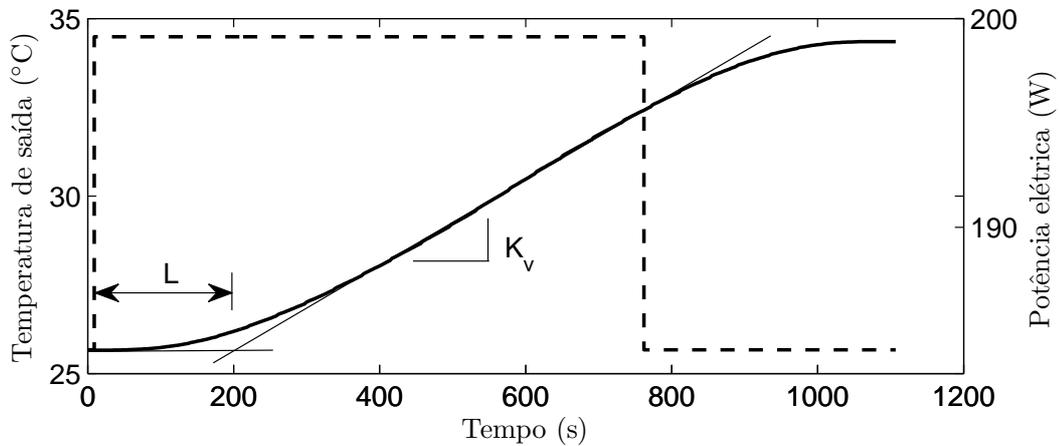


Figura 10: Identificação gráfica do modelo

O mesmo ensaio foi realizado com o fluido refrigerante R600a. Os resultados foram bastante semelhantes em ordem de grandeza, apesar de o sistema que opera com R600a não oferecer controle da temperatura do ambiente onde se localiza o calorímetro. Considerando-se um modelo integrador puro, o atraso de transporte nominal passou a possuir magnitude de 220 segundos e o ganho de velocidade sofreu uma leve redução, passando a valer $2,1 \cdot 10^{-4}$.

2.3.2 Abordagem numérica

A outra abordagem consistiu na aplicação de uma seqüência binária pseudo-aleatória – do inglês *pseudo-random binary sequence* (PRBS) como sinal de entrada. Devido à disponibilidade de bancadas desse tipo para realização do ensaio, ele foi realizado somente no sistema com fluido refrigerante R600a. Uma seqüência foi aplicada durante 2 horas na tentativa de excitar diferentes freqüências da planta. Foi empregado um sinal com 15 W de amplitude gerado com uma ferramenta do software MATLAB própria para esse fim. Tal amplitude foi escolhida com base na variação típica do sinal de controle observada durante os ensaios.

Essa alternativa é bastante interessante por permitir a estimação das constantes de tempo das dinâmicas não modeladas no primeiro caso. Como são muitas variáveis envolvidas e a maioria delas tem que ser determinada de forma experimental, uma tentativa de modelagem analítica dessas dinâmicas levaria a resultados com incertezas muito maiores que aquelas obtidas através de uma estimação direta sobre a resposta do sistema. Para tanto, foi empregado um modelo com uma entrada e uma saída – do inglês *single input, single output* (SISO) e auto-regressivo com entrada exógena – do inglês *autoregressive with exogenous input* (ARX), descrito pela

equação 2.17, na qual A e B são polinômios do operador deslocamento para trás z^{-1} .

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + e(t) \quad (2.17)$$

Onde

d atraso de transporte discretizado

$y(t)$ variável controlada (t_2)

$u(t)$ variável manipulada ($\Delta\phi$)

$e(t)$ ruído branco

Como o valor do atraso de transporte não é bem conhecido, ele também foi levado em consideração no processo de otimização, junto com o algoritmo de mínimos quadrados. Para tanto, assumiu-se que o valor real do atraso de transporte estava compreendido dentro do intervalo que vai de d_{\min} a d_{\max} . O algoritmo de mínimos quadrados, então, foi aplicado $[d_{\max} - d_{\min} + 1]$ vezes variando o valor do atraso de transporte em uma unidade de d_{\min} a d_{\max} . O modelo escolhido como final foi aquele que apresentou o menor resíduo, determinando-se, assim, o valor do atraso de transporte nominal e dos polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$.

Para um modelo de segunda ordem dado por um integrador em série com um sistema de primeira ordem e um atraso de transporte, por exemplo, um gráfico ilustrando os resíduos da identificação é apresentado na figura 11. No eixo das abscissas mostra-se o atraso de transporte em unidades de tempo e no eixo das ordenadas o resíduo para cada caso, ou seja, uma estimativa do erro de modelagem cometido.

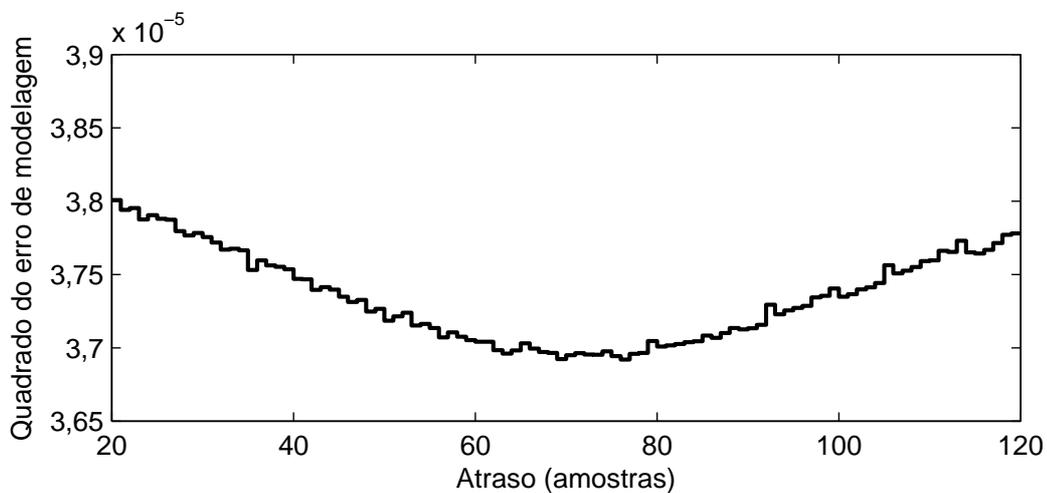


Figura 11: Identificação do atraso através de mínimos quadrados

Por se tratar de um método numérico, o método de mínimos quadrados apresenta requisitos de condicionamento das matrizes para que o resultado possa ser determinado. A imposição de um integrador na resposta leva a problemas de condicionamento, que tornam o problema insolúvel. Como forma de contornar a situação, pode-se determinar o sistema de ordem reduzida sem o integrador e posteriormente acrescentar a parcela integradora. Para tanto, a saída foi derivada pela diferença de primeira ordem e foi identificada apenas a parcela não integradora do modelo, como ilustrado na figura 12. Os valores identificados, quando transformados para o domínio contínuo, foram $L_n = 210$, $K_v = 1,9 \cdot 10^{-4}$ e uma constante de tempo $T_u = 17$ para o sistema de primeira ordem, com unidades do sistema internacional de unidades (SI). Apesar de a diferenciação do sinal de saída amplificar o ruído (isso pode ser claramente observado na figura 12), o método de mínimos quadrados trabalha com a média dos valores experimentais. A média dos dados impõe o comportamento de um filtro passa-baixas, que acaba por eliminar o efeito indesejável da amplificação do ruído causada no processo de identificação.

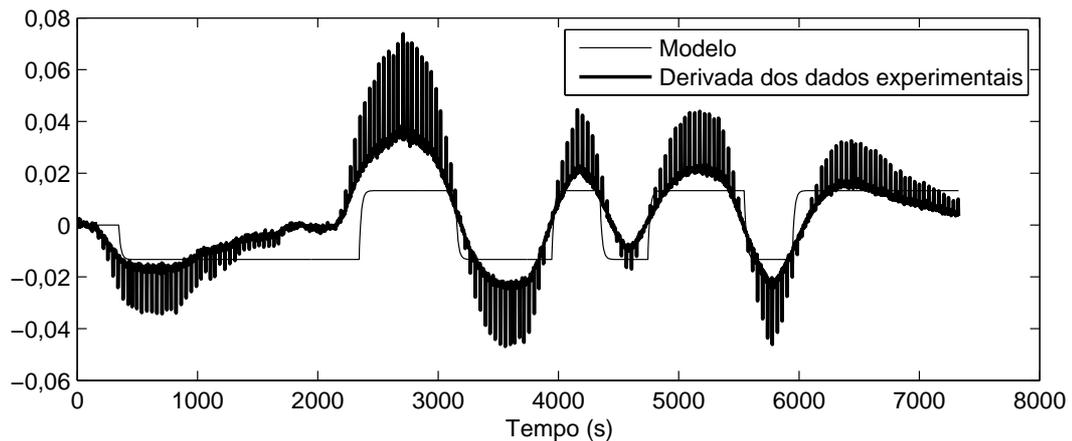


Figura 12: Identificação da dinâmica de primeira ordem através de mínimos quadrados

Empregando-se o método de mínimos quadrados para identificar diretamente um modelo de segunda ordem com atraso, chega-se aos polinômios $A(z^{-1}) = 1 - 1,127z^{-1} + 0,1289z^{-2}$ e $B(z^{-1}) = 0,001455z^{-1}$ e a um valor de atraso de 65 amostras ($d = 65$). A comparação entre o modelo de segunda ordem e os dados medidos durante a identificação é feita na figura 13.

Pode-se observar que um dos pólos identificados localiza-se no ponto $z = 0,998$ e é muito dominante em relação ao outro pólo. Dessa forma, é de se esperar que um modelo de primeira ordem seja suficiente para representar o comportamento da planta nessa condição. O modelo de primeira ordem obtido possui polinômios $A(z^{-1}) = 1 - 0,9982z^{-1}$ e $B(z^{-1}) = 0,001119z^{-1}$, além de um atraso de 8 amostras a mais que no caso anterior. Os resultados gráficos do sistema de primeira ordem são equivalentes aos do sistema de segunda ordem e seu modelo contínuo é

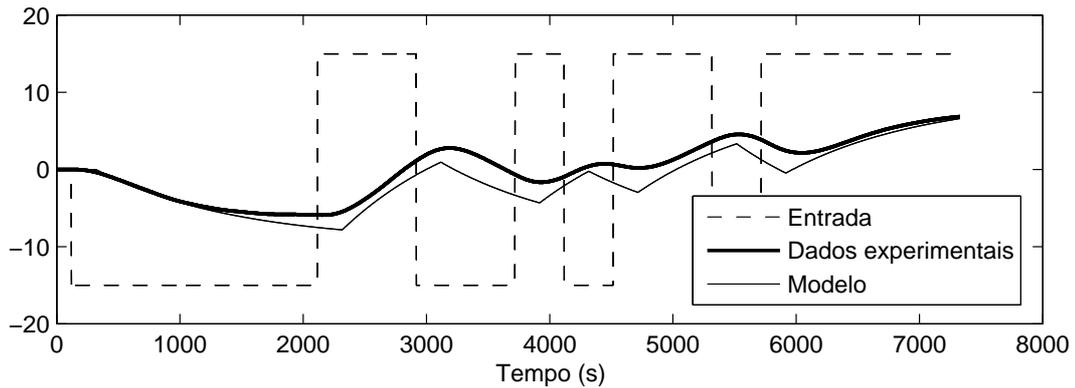


Figura 13: Identificação através de mínimos quadrados

dado pela equação 2.18.

$$P_n(s) = \frac{0,64}{1712s + 1} e^{-220s} \quad (2.18)$$

Apesar da proximidade existente entre o pólo dominante e o ponto $(1,0)$, que caracteriza o integrador no domínio discreto, não necessariamente o sistema pode ser aproximado por um integrador. Dependendo das frequências excitadas com a dinâmica imposta para malha fechada, o erro de modelagem decorrente da adoção de um modelo integrador pode ser relevante. Assim, tanto o modelo integrador quanto o modelo de primeira ordem foram considerados para cômputo da lei de controle.

2.3.3 Validação dos modelos

O modelo final empregado para realizar o projeto do controlador para o sistema que opera com R134a foi um integrador puro com atraso nominal $L_n = 200$ e ganho de velocidade $K_v = 2,4 \cdot 10^{-4}$, em unidades do SI. Para o sistema operando com R600a, como citado, foram considerados dois modelos. O primeiro é puramente integrador com $L_n = 220$ e $K_v = 2,0 \cdot 10^{-4}$, também em unidades do SI. O segundo é um modelo de primeira ordem, com constante de tempo $T_u = 1712$ e atraso de transporte $L_n = 220$, em segundos, bem como ganho $K = 0,64$ K/W (equação 2.18).

Como forma de validar os modelos identificados, foram empregados dados experimentais diferentes daqueles utilizados para identificação. Um exemplo de ensaio para validação do sistema que emprega R600a é apresentado na figura 14. Neste caso, o valor da potência empregada (que vale 135,8 W) não é ilustrado na figura por problemas de escala. Além disso, os valores de temperatura e potência são apresentados em relação aos pontos de operação de $16,8^\circ\text{C}$ e 174,7 W, respectivamente.

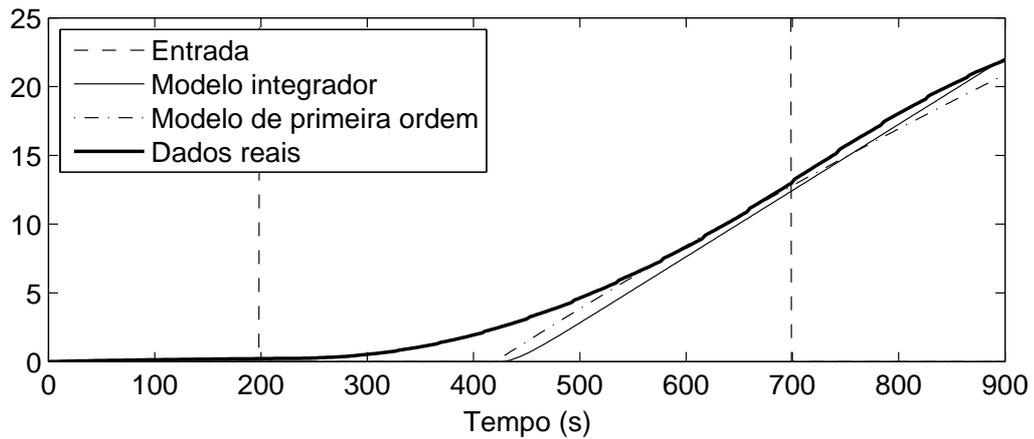


Figura 14: Validação do modelo identificado

Observa-se na figura 14 que tanto o sistema de primeira ordem quanto o integrador apresentam um comportamento dinâmico bastante semelhante na resposta ao degrau. Esse comportamento, todavia, tornar-se-á tão mais diferente quanto maior for o tempo que o degrau ficar aplicado. O integrador terá sua saída aumentada indefinidamente, enquanto que o sistema de primeira ordem acomodará-se em um valor dado pelo produto do ganho estático do sistema pela amplitude do degrau de excitação. A dinâmica também torna-se significativamente diferente depois de ser aplicado um degrau em direção à origem. Nesse caso, depois de passado o efeito do atraso de transporte, o sistema integrador cessará o crescimento, enquanto que o sistema de primeira ordem tenderá a retornar para a origem.

3 **CONTROLE DE PROCESSOS**

O controle em malha fechada de um sistema tem por objetivo fazer com que o sistema atinja certas metas. Geralmente essas metas estão relacionadas à melhoria do desempenho do sistema tanto em regime transitório (seguimento de certa referência em um tempo compatível com a aplicação) quanto em regime permanente (rejeição de perturbações e minimização do erro com relação à referência) (27).

3.1 **Controle de sistemas de refrigeração**

Apesar do desenvolvimento bastante acelerado das técnicas de controle, a aplicação de técnicas mais avançadas a sistemas de refrigeração ainda é incipiente. Os refrigeradores convencionais geralmente utilizam um termostato para controle da temperatura, o que impõe ciclos liga-desliga ao compressor (28). Bi *et al.* (29) e Wang *et al.* (30) apresentam algumas aplicações de controladores proporcional-integral-derivativo (PID) à refrigeração, incluindo controladores multivariáveis e controladores adaptativos. Nos últimos anos, controladores *fuzzy* e *neuro-fuzzy* ganharam popularidade em aplicações de refrigeração devido principalmente à facilidade de projeto e implementação (28, 31, 32). O trabalho de Sonntag *et al.* (33) explora a aplicação de um controle preditivo baseado em modelo – do inglês *model predictive controller* (MPC) híbrido a um modelo de simulação de um sistema de refrigeração para balcões expositores em supermercados.

No que diz respeito a estratégias de controle aplicadas a ensaios de desempenho, praticamente não há referências publicadas. Existem artigos nos quais seus autores afirmam dispor de bancadas automáticas para ensaio de desempenho, mas não colocam informações sobre o ajuste da estrutura de controle nem dados de desempenho (34). Esse tipo de bancada tipicamente apresenta melhor instrumentação e melhores atuadores que sistemas de refrigeração, o que permite uma melhor avaliação da estratégia de controle propriamente dita. Por outro lado, o fator de perdas térmicas de tais bancadas é tipicamente baixo, o que impõe uma parcela integradora na dinâmica do sistema em malha aberta. Isso, todavia, não impede que as estratégias de controle

utilizadas em bancadas de ensaio de desempenho sejam também empregadas para controle de sistemas de refrigeração, visto que tais bancadas possuem um circuito completo de refrigeração em sua estrutura.

3.2 Controle de processos com atraso de transporte

O emprego de técnicas clássicas de projeto de controladores geralmente não atinge um bom desempenho em plantas com atraso de transporte dominante¹ (35). Tais plantas são difíceis de controlar com emprego de controladores tradicionais principalmente devido a dois fatores: o efeito da perturbação não é sentido até que um tempo igual ao atraso de transporte tenha se passado e o efeito da ação de controle demora também um tempo igual ao atraso de transporte até poder ser percebido na variável controlada. Como o controlador tenta corrigir os efeitos de uma ação que ocorreu há certo tempo, seu ajuste tem que ser bastante conservador para se garantir a estabilidade do sistema e isso acaba se refletindo diretamente na velocidade de resposta do sistema em malha fechada (36).

Quando o processo apresenta um atraso de transporte considerável², o desempenho da resposta em malha fechada pode ser melhorado através do emprego de uma estrutura com compensação de atraso. Esse tipo de controlador baseado em predição é conhecido como compensador de atraso de transporte – do inglês *dead-time compensator* (DTC) e vem sendo aplicado a diversos ramos da engenharia (37, 38, 39).

3.2.1 Preditor de Smith

O primeiro sistema de controle a realizar compensação de atraso foi proposto em 1957 e é denominado preditor de Smith (PS) (40). Apesar de antiga, essa estrutura ainda é uma das técnicas DTC mais empregadas na indústria (35). Essa estrutura de controle utiliza um modelo sem atraso da planta ($G_n(s)$) para prever o comportamento esperado do sistema caso não existisse atraso de transporte ($e^{-L_n s}$). Com isso, consegue-se antecipar o provável comportamento que o sistema apresentará em um tempo igual ao atraso de transporte (41). Com base nessa previsão,

¹Plantas com atraso dominante são aquelas que apresentam atraso de transporte maior que o valor da constante de tempo equivalente.

²Diz-se que o atraso de transporte é considerável se seu efeito é percebido na dinâmica desejada de malha fechada. Não existe na literatura uma definição precisa de qual deve ser a relação entre o atraso de transporte e o tempo de acomodação de malha fechada para que o atraso seja considerável, porém quanto maior for essa relação maior será a influência do atraso na resposta do sistema. Este trabalho considera que o atraso de transporte é significativo quando seu valor é igual ou superior a um quinto da constante de tempo desejada para a resposta em malha fechada.

o controlador ($C(s)$) pode ser projetado para estabilizar a dinâmica do processo ($P(s)$), como se não existisse atraso. O comportamento ideal de um DTC é atingido para o caso de modelagem perfeita da planta ($P_n(s) = G_n(s)e^{-L_n s} = P(s)$) e no qual não existe perturbação de carga.

Todavia, é praticamente impossível a determinação de um modelo sem qualquer erro. Além disso, na prática é comum a existência de algum tipo de perturbação de carga. Para tratar desses problemas, o PS soma a seu sinal de controle uma parcela proporcional ao erro de estimação da planta. Na figura 15 é apresentada uma representação da estrutura do PS.

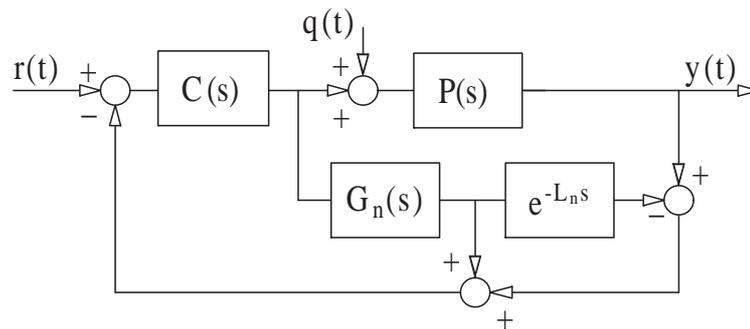


Figura 15: Preditor de Smith

A estrutura do PS pode ser dividida em duas partes: o controlador primário $C(s)$ e o preditor. O controlador primário tipicamente é um controlador PID, mas também pode assumir a estrutura de um controlador de ordem mais alta (35). O preditor é formado por um modelo da planta sem atraso de transporte ($G_n(s)$) e por um modelo do atraso de transporte ($e^{-L_n s}$).

Caso o atraso de transporte seja bem conhecido, o emprego do PS levará o sistema em malha fechada a apresentar desempenho dinâmico melhor que aquele que seria obtido com o emprego de um controlador sem estrutura de preditor, como um PID, por exemplo. Mesmo que o atraso de transporte seja pequeno se comparado com a dinâmica sem atraso do processo, melhores resultados são obtidos com emprego do PS. A estrutura de preditor garante uma melhor margem de fase ao sistema em malha fechada, o que permite acelerar a resposta de seguimento de referência tanto quanto seria possível se o sistema não tivesse atraso. Para o caso de um controlador PID, mesmo que o atraso de transporte seja pequeno quando comparado com as demais dinâmicas, chega-se a um ponto no qual a resposta de seguimento de referência não pode mais ser acelerada, visto que a dinâmica do atraso é excitada e o sistema torna-se instável.

Para o caso ideal ($P(s) = P_n(s)$), a equação característica é dada pela equação 3.1, na qual percebe-se que o atraso é compensado.

$$1 + C(s)G_n(s) = 0 \quad (3.1)$$

Ainda para o caso ideal, as funções de transferência em malha fechada entre saída e referência e entre saída e perturbação de carga são dadas pelas equações 3.2 e 3.3, respectivamente.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.2)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n(s) \left[\frac{1 + C(s)(G_n(s) - P_n(s))}{1 + C(s)G_n(s)} \right] \quad (3.3)$$

Da forma como foi proposto, o PS é uma estrutura de controle com um grau de liberdade. Assim, como os parâmetros de ajuste estão apenas no controlador primário $C(s)$, não é possível impor simultaneamente as dinâmicas de $\frac{Y(s)}{R(s)}$ e $\frac{Y(s)}{Q(s)}$. Para contornar esse problema, pode-se empregar um filtro de referência com ganho unitário para desacoplar as dinâmicas de seguimento de referência e rejeição de perturbação. Para esse caso, ilustrado sob a forma de diagrama de blocos na figura 16, a função de transferência entre saída e perturbação permanece inalterada e a função de transferência entre saída e referência passa a ser dada pela equação 3.4.

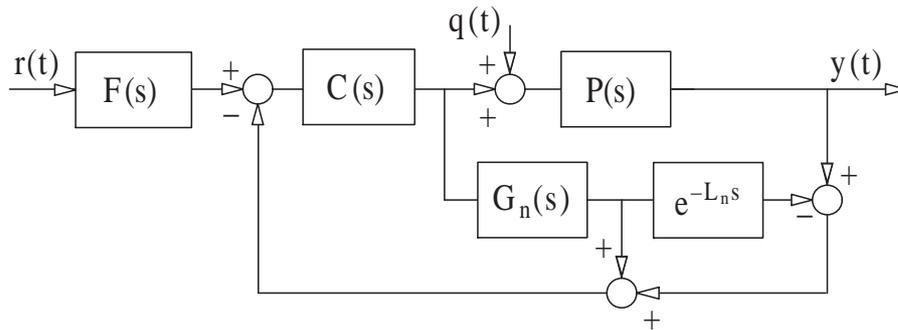


Figura 16: Preditor de Smith com filtro de referência

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{F(s)C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (3.4)$$

Outra observação relevante sobre o PS é que os pólos de $P(s)$ não podem ser eliminados da função de transferência de rejeição de perturbação, exceto para o caso de um pólo em $s = 0$ (este caso especial será tratado em detalhes nos parágrafos que seguem). Duas importantes conseqüências desse fato são: a rejeição de perturbação não pode ser mais rápida que a dinâmica de malha aberta da planta e o PS não pode ser utilizado com plantas instáveis em malha aberta (35).

Para o caso especial de plantas integradoras, como o pólo na origem é cancelado na função de transferência da rejeição de perturbação, perturbações de carga constantes não instabilizam o sistema em malha fechada. Todavia, perturbações de carga constantes resultam em um erro estático na saída (42). Considerando-se que $G_n(s)$ possui um pólo na origem e que $C(s)$ estabiliza o sistema e o faz seguir referência, a função de transferência em malha fechada tem ganho

estático unitário e seu denominador tem raízes com parte real negativa. Denotando o numerador da função de transferência da saída para a referência por $N(s)$ e o denominador por $D(s)$, a função de transferência da saída para perturbação pode ser escrita como na equação 3.5.

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n(s) \left[1 - \frac{N(s)}{D(s)} \right] \quad (3.5)$$

A partir da equação 3.5 verifica-se que a raiz em $s = 0$ no denominador de $P_n(s)$ é cancelada, pois

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left[1 - \frac{N(s)}{D(s)} \right] = 0$$

e esse termo multiplica o termo $P_n(s)$. Restam, pois, as dinâmicas dos demais pólos de $P_n(s)$.

A demonstração de que uma perturbação do tipo degrau não é rejeitada em regime permanente é equivalente à demonstração de que o controle equivalente à estrutura do PS não contém um integrador, ou seja, o ganho estático de $C_{eq}(s)$ não é infinito. O controlador equivalente é aquele que colocado à frente da planta apresentaria o mesmo comportamento da estrutura apresentada na figura 15. Esse conceito é ilustrado na figura 17.

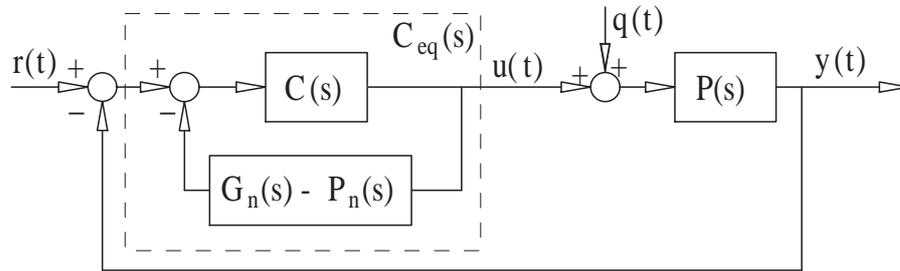


Figura 17: Preditor de Smith representado na forma de um controlador equivalente

A função de transferência do controlador equivalente é apresentada na equação 3.6.

$$C_{eq}(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)[G_n(s) - P_n(s)]} \quad (3.6)$$

O ganho estático do controlador equivalente pode ser dado pelo limite com s tendendo a zero de $C_{eq}(s)$. Reescrevendo a parcela não dependente do atraso da planta como $G_n = \frac{G_G(s)}{s}$, sendo $G_G(s)$ a parcela não integradora da planta e sendo K_G o ganho estático de $G_G(s)$ ($K_G = \lim_{s \rightarrow 0} G_G(s)$), pode afirmar que $\lim_{s \rightarrow 0} G_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{G_G(s)}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_G}{s}$. Assumindo que $C(s)$ é estável e não contém um integrador, seu ganho estático pode ser escrito como K_C e o limite do controle equivalente pode ser escrito como apresentado na equação 3.7.

$$\lim_{s \rightarrow 0} C_{eq}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_C}{1 + K_C G_G(s) \left[\frac{1 - e^{-L_n s}}{s} \right]} = \frac{K_C}{1 + K_C K_G L_n} \quad (3.7)$$

Assumindo o outro caso possível, ou seja, um controlador primário com ação integral, o ganho estático do controlador equivalente passa a ser escrito como apresentado na equação 3.8.

$$\lim_{s \rightarrow 0} C_{eq}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{K_C}{s}}{1 + \frac{K_C}{s} G_G(s) \left[\frac{1 - e^{-L_n s}}{s} \right]} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_C}{s + K_C G_G(s) L_n} = \frac{1}{K_G L_n} \quad (3.8)$$

Em ambos os casos verifica-se que o ganho estático do controlador equivalente é um valor finito. Logo, não haverá rejeição de perturbação de carga do tipo degrau. Como na quase totalidade das aplicações reais há algum tipo de perturbação que pode ser modelada na forma de um degrau, a aplicação do PS a plantas integradoras é inviável.

3.2.2 Modificações do preditor de Smith para plantas integradoras

Diversas soluções foram propostas na literatura como forma de contornar o problema da aplicação do PS tradicional a plantas integradoras. Watanabe e Ito (42) propuseram um PS modificado no qual os estados do modelo e o integrador não são observáveis na saída do modelo, mas esse comportamento somente pode ser atingido se o valor do atraso de transporte for perfeitamente conhecido. Åström, Hang e Lim (43) apresentaram um PS modificado para plantas integradoras que contorna esse problema e é capaz de desacoplar as respostas de rejeição de perturbação e seguimento de referência. Um DTC simples para plantas integradoras baseado na estimação da perturbação foi proposto em (44) e posteriormente estendido para considerar outras dinâmicas além do integrador em (45). Procedimentos para ajuste robusto dessa estrutura e resultados experimentais foram apresentados por Ingimundarson e Hägglund (46). Versões modificadas dessa estrutura foram apresentadas em diversos trabalhos, nos quais algoritmos mais complexos são apresentados (35, 47, 48, 49).

Um dos esquemas de controle que apresenta a melhor relação entre desempenho e simplicidade de ajuste é o de Mataušek e Micić (44). O esquema de controle pode ser visto na figura 18, onde $P_n(s)$ é o modelo do processo e $G_n(s)$ é o modelo livre de atraso de transporte. A idéia desse esquema é estimar o valor da amplitude de um degrau de perturbação em $q(t)$ através da comparação entre as saídas do modelo e do processo. Assim, utilizando $M(s)$, o valor estimado é introduzido no laço de controle para eliminar o efeito da perturbação. Como o parâmetro $M(s)$ age como um controlador de realimentação, ele deve ser ajustado para garantir estabilidade do sistema em malha fechada e também para garantir respostas adequadas para seguimento de referência e rejeição de perturbação. Além disso, o controlador primário $C(s)$ é empregado para definir a resposta de seguimento de referência.

A solução mais simples para esse problema é empregar o modelo $P_n(s) = \frac{K_v e^{-L_n s}}{s}$ e um

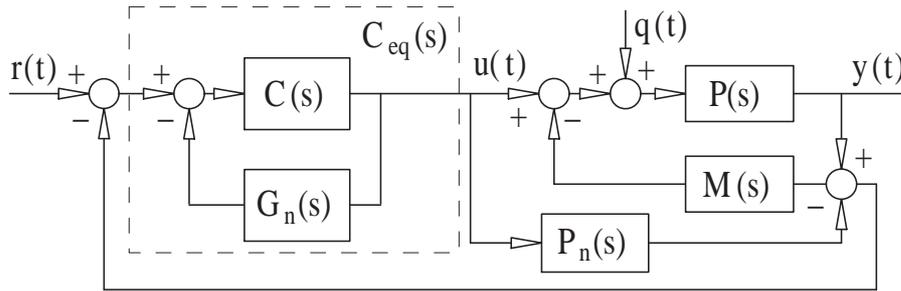


Figura 18: Preditor de Smith modificado proposto por Mataušek e Micić

ganho em cada controlador, como exposto em (44). Assim, tem-se $C(s) = K_c$ e $M(s) = K_0$. Nesse caso, considerando modelagem perfeita ($P(s) = P_n(s)$), a função de transferência em malha fechada é apresentada na equação 3.9.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{e^{-L_n s}}{1 + T_r s}, \quad T_r = \frac{1}{K_c K_v} \quad (3.9)$$

Assim, o parâmetro T_r pode ser usado para definir a velocidade da resposta de seguimento de referência e o ganho do controlador é $K_c = \frac{1}{T_r K_v}$. Para completar o ajuste do controlador, K_0 é calculado impondo uma margem de fase de aproximadamente $\phi_m = 60^\circ$ à malha interna, cuja equação característica é apresentada na equação 3.10, para o caso de modelagem ideal.

$$1 + M(s)P_n(s) = 1 + \frac{K_v K_0}{s} e^{-L_n s} = 1 + W(s) = 0 \quad (3.10)$$

Expressões para módulo e fase de $W(j\omega)$ são apresentadas nas equações 3.11 e 3.12, respectivamente. A margem de fase imposta à malha interna é calculada empregando-se a frequência para a qual o módulo é unitário $\omega_0 = K_v K_0$ na equação 3.13.

$$|W(j\omega)| = \left| \frac{K_v K_0}{j\omega} e^{-L_n j\omega} \right| = \frac{K_v K_0}{\omega} \quad \forall \omega > 0 \quad (3.11)$$

$$\arg W(j\omega) = \arg \left(\frac{1}{j\omega} \right) + \arg e^{-j\omega L_n} = -\frac{\pi}{2} - L_n \omega \quad \forall \omega > 0 \quad (3.12)$$

$$\phi_m = \pi + \arg W(j\omega_0) \quad (3.13)$$

A proposta de Mataušek e Micić (44) é empregar uma margem de fase dada por $\phi_m = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} = 61,35^\circ$ que simplifica os cálculos e apresenta bom comportamento tanto para seguimento de referência quanto para rejeição de perturbação. Empregando a margem de fase anteriormente

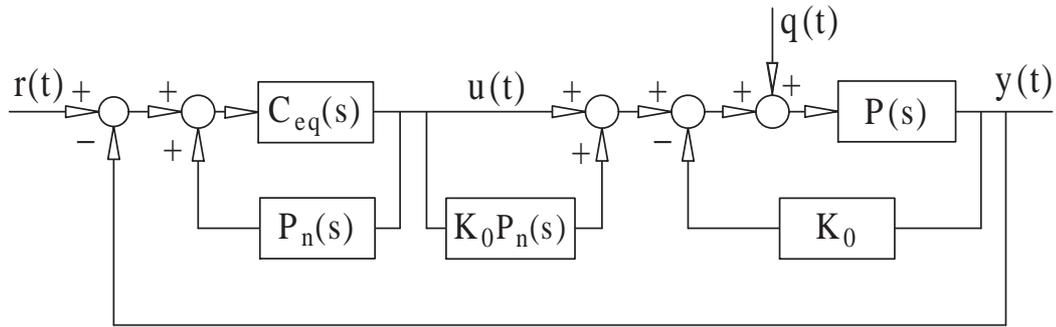


Figura 19: Reorganização do diagrama de blocos do preditor de Smith modificado

apresentada, o valor de K_0 é obtido com o cômputo da equação 3.14.

$$K_0 = \frac{1}{2K_v L_n} \quad (3.14)$$

Com estes parâmetros, no caso nominal, a função de transferência que relaciona a saída e a perturbação de carga é dada pela equação 3.15, que é, como esperado, uma função de transferência estável com ganho estático nulo. É fácil de verificar que a função de transferência é estável, pois todos os termos que a compõe são estáveis. Além disso, para mostrar que o ganho estático é nulo basta calcular o limite para s tendendo a zero e verificar que o primeiro termo da multiplicação será zero e que o segundo termo será uma constante não nula dada por $\frac{1}{K_0}$, resultando em um produto nulo.

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \left[1 - \frac{e^{-L_n s}}{1 + sT_r} \right] \left[\frac{K_v e^{-L_n s}}{s + K_0 K_v e^{-L_n s}} \right] \quad (3.15)$$

Para análise de robustez do controlador, considera-se que o modelo da planta difere do processo real. A dinâmica do processo é escrita como a do modelo adicionada de uma parcela multiplicativa de erro: $P(s) = P_n(s)[1 + \delta P(s)]$. Para realizar essa análise, faz-se, pois, necessária a determinação da equação característica do sistema em malha fechada sem considerar as simplificações oriundas da modelagem perfeita. A equação característica completa pode ser obtida a partir do denominador da função de transferência que relaciona saída e perturbação, por exemplo. Essa função de transferência pode ser obtida a partir da reorganização do diagrama de blocos apresentado na figura 18. A figura 19 é uma reorganização do diagrama de blocos da figura 18 e considera o controlador equivalente $C_{eq}(s)$ em sua representação, bem como o ganho K_0 como parâmetro $M(s)$. A figura 20 consiste na simplificação dos blocos da parte esquerda do diagrama e a figura 21 consiste na inclusão do termo K_0 na primeira parte do diagrama para o caso de referência nula.

Dessa forma, a função de transferência da saída para a perturbação pode ser obtida como

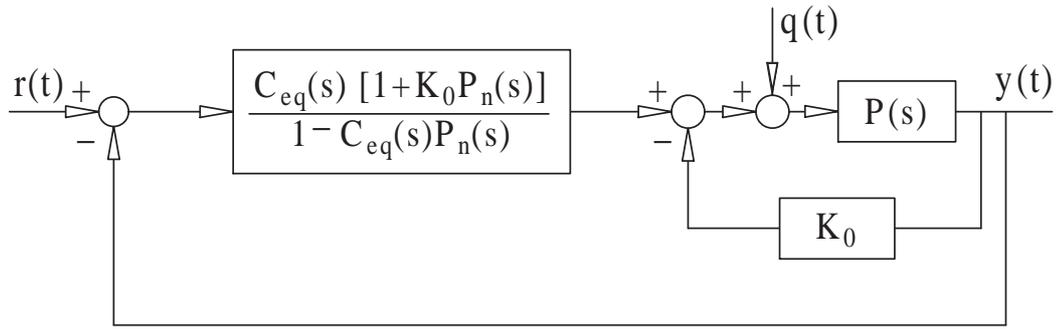


Figura 20: Simplificação do diagrama de blocos do preditor de Smith modificado

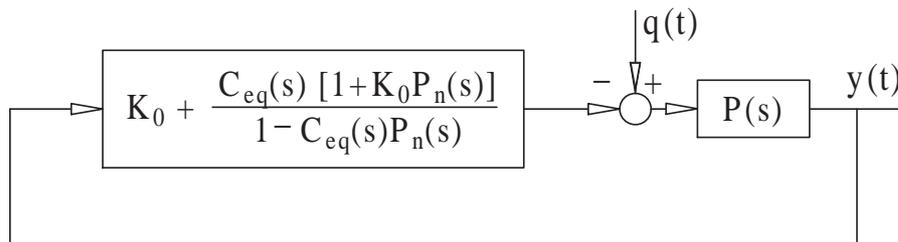


Figura 21: Diagrama de blocos do preditor de Smith modificado para referência nula

apresentado na equação 3.16, onde $H(s)$ é dado pelo conteúdo do bloco da esquerda da figura 21, ou seja, $H(s) = K_0 + \frac{C_{eq}(s)[1+K_0P_n(s)]}{1-C_{eq}(s)P_n(s)}$.

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{P(s)}{1 + P(s)H(s)} \quad (3.16)$$

A equação característica é dada pelo denominador da equação 3.16 igualado a zero, ou seja, $1 + P(s)H(s) = 0$. O desenvolvimento da equação característica é apresentado na equação 3.17.

$$\begin{aligned} 1 + P(s)H(s) &= 0 \\ 1 + P(s)K_0 + P(s)\frac{C_{eq}(s)[1+K_0P_n(s)]}{1-C_{eq}(s)P_n(s)} &= 0 \\ 1 - C_{eq}(s)P_n(s) + P(s)K_0[1 - C_{eq}(s)P_n(s)] + P(s)C_{eq}(s)[1 + K_0P_n(s)] &= 0 \\ 1 - C_{eq}(s)P_n(s) + C_{eq}(s)P(s) + P(s)K_0 &= 0 \\ 1 + P(s)K_0 + C_{eq}(s)[P(s) - P_n(s)] &= 0 \\ 1 + K_0P(s) + \frac{K_c s}{s + K_c K_v}[P(s) - P_n(s)] &= 0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Reescrevendo a planta como $P(s) = P_n(s)[1 + \delta P(s)]$ no resultado final da equação 3.17, chega-se à equação 3.18, que é empregada para análise de robustez da estrutura de controle (35).

$$1 + K_0P_n(s)[1 + \delta P(s)] + \frac{K_c s}{s + K_c K_v}P_n(s)\delta P(s) = 0 \quad (3.18)$$

A condição para estabilidade robusta é apresentada na equação 3.19 e define o valor máximo que o erro de modelagem pode assumir para a estabilidade robusta poder ser garantida. Valores superiores de erro de modelagem não significam que o sistema será instável em malha fechada, pois o critério de estabilidade robusta é conservador. Ele deriva de uma análise geométrica que emprega o Teorema de Nyquist e considera o pior caso (50).

$$|\delta P(j\omega)| < dP(\omega) = \frac{|j\omega(j\omega + K_c K_v)(2L_n j\omega + e^{-j\omega L_n})|}{|-(2L_n K_v K_c + 1)\omega^2 + j\omega K_v K_c|} \quad (3.19)$$

Definindo $dP_n(\omega) = \frac{dP(\omega)}{j\omega}$, uma frequência normalizada $\omega_n = L_n \omega$ e $T'_r = \frac{T_r}{L_n}$, a equação 3.19 pode ser reescrita como a equação 3.20.

$$dP_n(\omega_n) = \frac{|(j\omega_n T'_r + 1)(2j\omega_n + e^{-j\omega_n})|}{|-(2 + T'_r)\omega_n^2 + j\omega_n|} \quad \forall \omega_n \quad (3.20)$$

Para baixas frequências ($\omega \rightarrow 0$), $dP_n(\omega_n) \cong \frac{1}{\omega_n}$ e, para altas frequências ($\omega \rightarrow \infty$), $dP_n(\omega_n) \cong \frac{2T'_r}{2+T'_r}$. Dessa forma, T'_r define o formato de $dP_n(\omega_n)$, o qual é desenhado para diferentes casos na figura 22.

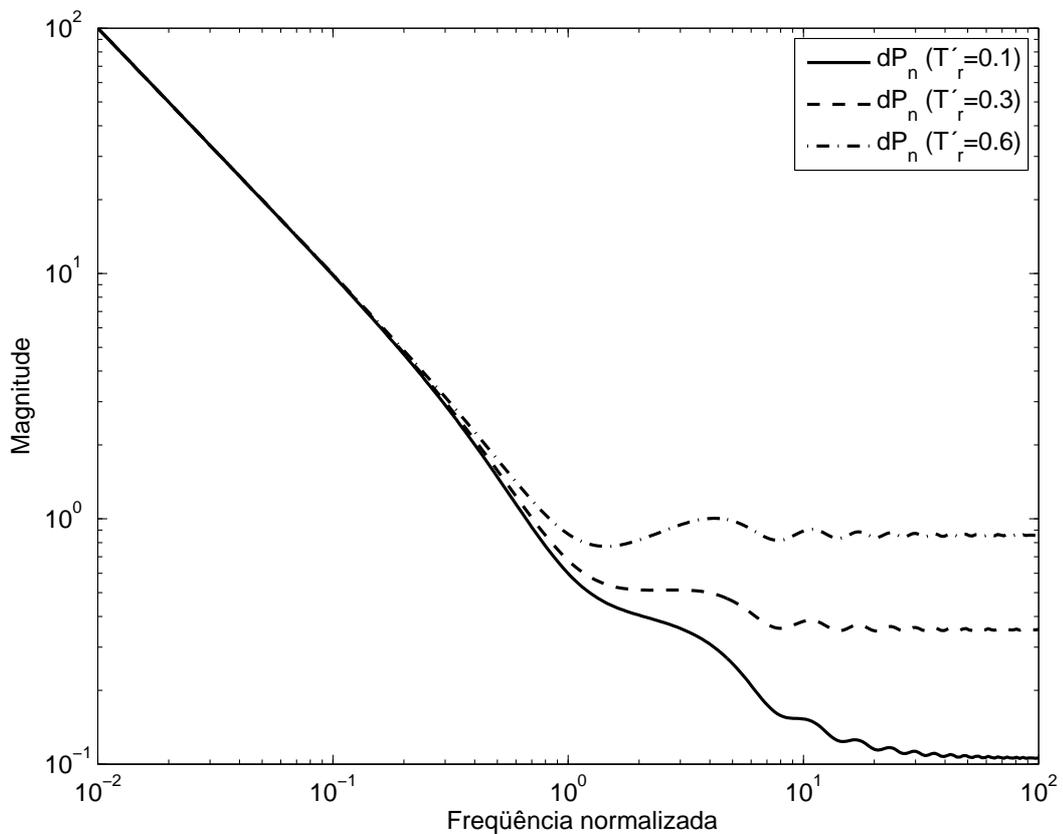


Figura 22: $|dP_n(\omega_n)|$ para o DTC de Mataušek e Micić para diferentes valores de T'_r

Este resultado mostra que é possível ajustar o parâmetro T_r empregando uma estimativa

das incertezas paramétricas. Como demonstrado por Normey-Rico e Camacho (51), o valor máximo do erro de modelagem normalizado (δP_{n0}) pode ser estimado empregando a equação 3.21.

$$\delta P_{n0} = \delta L + T_u' \quad (3.21)$$

Onde T_u é a constante de tempo equivalente das dinâmicas não modeladas, $T_u' = T_u/L_n$ e $\delta L = \frac{L-L_n}{L_n}$. Dessa forma, para estabilidade robusta, o parâmetro T_r pode ser escolhido empregando a equação 3.22.

$$\frac{2T_r'}{2+T_r'} > \delta L + T_u' \rightarrow \frac{2L_n T_r}{2L_n + T_r} > \Delta L + T_u \quad (3.22)$$

Um parâmetro β pode ser definido, a partir da equação 3.21, para garantir a estabilidade robusta como sendo $\beta = \Delta L_{\max} + T_u$. Caso seja desejado que além de robustez o sistema tenha certo desempenho dinâmico, o parâmetro tipicamente é definido como $\beta = 2(\Delta L_{\max} + T_u)$ (35). Com base no valor de β , o ajuste de T_r deve ser feito de acordo com a equação 3.23.

$$T_r > \frac{\beta}{1 - \frac{\beta}{2L_n}} \quad (3.23)$$

A principal vantagem desse controlador é que ele possui apenas três parâmetros de ajuste: K_v , T_r e L_n , como um controlador PID. Além disso, dois desses parâmetros (K_v e L_n) podem ser obtidos diretamente da resposta da planta em malha aberta. A desvantagem desse controlador, se comparado com DTC mais elaborados, é que o parâmetro T_r afeta simultaneamente a rejeição de perturbação e o seguimento de referência, impossibilitando o desacoplamento das duas respostas. Para resolver o problema sem acabar com a simplicidade do controlador, pode-se empregar um filtro de referência, como proposto na seção 3.2.1. Além disso, para levar em consideração saturações que existem em plantas reais, uma outra modificação é inserida na estrutura do DTC. A saturação é explicitamente incluída no modelo da planta, como pode ser observado na figura 23. Com essa modificação, a estrutura de preditor do controlador passará a representar muito melhor o comportamento da planta real, visto que também levará em consideração saturações nos atuadores.

Pode-se notar que no caso nominal (sem erros de modelagem e sem perturbações), duas propriedades fundamentais dos DTC são verificadas para essa estrutura: (i) o atraso de transporte é eliminado do laço principal de realimentação, (ii) a predição do sinal $y_p(t)$ coincide com a saída do sistema no instante $t + L$.

Os controladores $C(s)$ e $M(s)$ podem ser alterados para conterem estruturas mais complexas e não simplesmente ganhos, como foi analisado até o momento. Mataušek e Micić (45), por exemplo, propõem o emprego de um controlador PD em $M(s)$. Além disso, a estrutura de

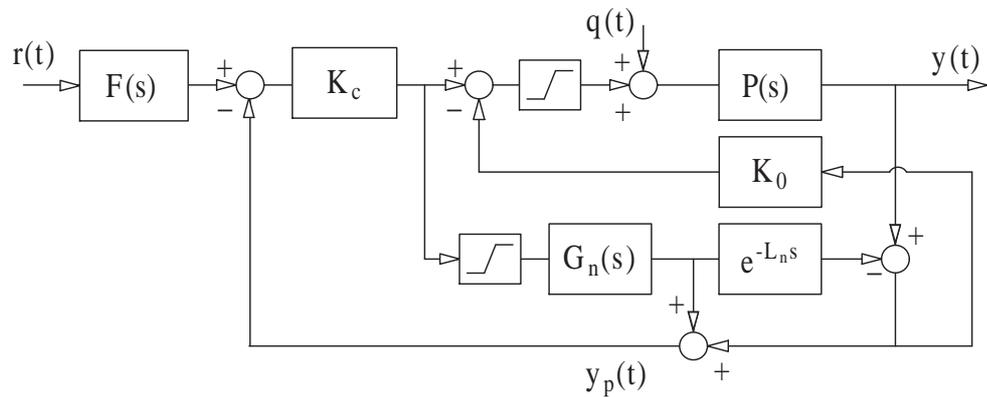


Figura 23: DTC incluindo saturação e um filtro de referência

controle pode ser alterada, como a solução alternativa apresentada na seção seguinte.

3.2.3 Preditor de Smith filtrado

Normey-Rico, Bordons e Camacho (52) propuseram a inserção de um filtro adicional na estrutura do PS para aumentar o índice de robustez do sistema em malha fechada, dando origem ao preditor de Smith filtrado (PSF). O filtro atua sobre o erro entre a predição e a saída do processo ($e_p(t)$), como apresentado na figura 24. O ganho estático de $R(s)$ deve ser unitário e o filtro deve ser capaz de atenuar oscilações na saída da planta nas frequências de interesse (tipicamente deve possuir característica passa-baixas) (35).

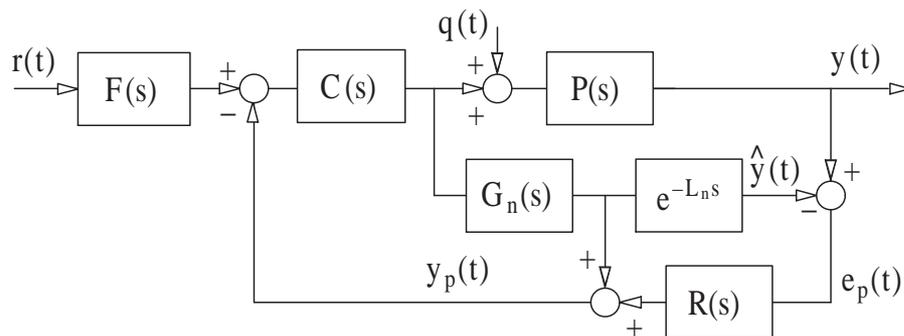


Figura 24: Estrutura do preditor de Smith filtrado

Para o caso nominal, a função de transferência da saída para a referência não é modificada pela inserção do filtro (equação 3.24). Todavia, a função de transferência da saída para a perturbação no caso nominal é modificada pela inserção de $R(s)$ (equação 3.25), permitindo um grau de liberdade adicional. Por outro lado, geralmente o filtro faz com que a rejeição de perturbação

ocorra de forma mais lenta que no caso no qual não existe o filtro.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{F(s)C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (3.24)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n(s) \left[1 - \frac{R(s)C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right] \quad (3.25)$$

O ajuste de $C(s)$ e $F(s)$ pode ser realizado para o caso nominal (sem erros de modelagem). O projeto do filtro $R(s)$ deve, então, ser realizado para garantir estabilidade robusta do sistema, através da equação 3.26. Caso exista um elevado erro de modelagem em frequências críticas, o filtro pode levar a uma resposta muito lenta para rejeição de perturbação. Para contornar o problema, o controlador primário $C(s)$ e o filtro $F(s)$ devem ser ajustados de forma um pouco mais conservadora, levando em consideração o compromisso entre robustez e velocidade de resposta.

$$|\delta P(j\omega)| < dP(\omega) = \frac{|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)|}{|C(j\omega)G_n(j\omega)R(j\omega)|} \quad (3.26)$$

Originalmente essa estrutura foi proposta para plantas estáveis, porém posteriormente foi proposta sua aplicação para plantas instáveis (35). Para tanto, emprega-se o filtro $R(s)$ para cancelar os pólos instáveis de $P_n(s)$ na função de transferência da saída em relação à perturbação (equação 3.25). Deve-se notar que não ocorre um cancelamento efetivo dos pólos instáveis da planta, apenas um cancelamento dos efeitos desses pólos na função de transferência de rejeição de perturbação. O filtro $R(s)$ é utilizado para eliminar os zeros do controlador equivalente do PS que cancelam os pólos instáveis da planta.

Ajuste para o caso integrador puro

Para o caso integrador puro, $P_n(s) = \frac{K_v e^{-L_n s}}{s}$, um ganho pode ser empregado como controlador primário ($C(s) = K_c$) para obter uma resposta de primeira ordem (para caso sem filtro de referência), assim como na proposta de Mataušek e Micić (44) apresentada na seção 3.2.2. A função de transferência em malha fechada para esse caso é apresentada na equação 3.27, já com a inserção do filtro de referência.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{F(s)e^{-L_n s}}{1 + T_r s}, \quad T_r = \frac{1}{K_c K_v} \quad (3.27)$$

A função de transferência que relaciona saída e perturbação é apresentada na equação 3.28. Como $P_n(s)$ possui um pólo em $s = 0$, o filtro $R(s)$ deve ser calculado para impor um zero

também em $s = 0$.

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = P(s) \left[1 - \frac{e^{-L_n s} R(s)}{1 + T_r s} \right] \quad (3.28)$$

Reescrevendo $R(s) = \frac{N_R(s)}{D_R(s)}$, a função de transferência passa a ser representada pela equação 3.29.

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{K_v e^{-L_n s}}{s} \left[\frac{(1 + T_r s) D_R(s) - e^{-L_n s} N_R(s)}{1 + T_r s} \right] \quad (3.29)$$

Dessa forma, para garantir um zero em $s = 0$, deve-se empregar a regra de L'Hôpital (35) e forçar a igualdade na equação 3.30.

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} [(1 + T_r s) D_R(s) - e^{-L_n s} N_R(s)] = 0 \quad (3.30)$$

A solução mais simples para o problema consiste em impor um numerador unitário para o filtro $R(s)$ ($N_R(s) = 1$) e escolher o denominador como um polinômio de primeira ordem de forma $D_R(s) = 1 + \alpha s$ para satisfazer à equação 3.30. O desenvolvimento da equação 3.30 leva à equação 3.31.

$$\lim_{s \rightarrow 0} T_r D_R(s) + (1 + T_r s) \frac{dD_R(s)}{ds} + L_n e^{-L_n s} N_R(s) - e^{-L_n s} \frac{dN_R(s)}{ds} = 0 \quad (3.31)$$

A substituição de $N_R(s)$ e $D_R(s)$ escolhidos na equação 3.31 e a resolução do limite leva à determinação de $\alpha = -T_r - L_n$. É interessante notar que a escolha de duas constantes para $N_R(s)$ e $D_R(s)$ não é uma solução factível, visto que é impossível garantir ao mesmo tempo ganho estático unitário para o filtro $R(s)$ e a condição da equação 3.30.

Como forma de eliminar o termo $1 + T_r s$ da equação 3.28 e conseqüentemente desacoplar as dinâmicas de rejeição de perturbação e de seguimento de referência, deve-se incluir tal termo explicitamente no numerador do filtro $R(s)$. Dessa forma, a solução mais simples para desacoplar as duas dinâmicas consiste em utilizar $N_R(s) = 1 + T_r s$ e resolver a equação 3.31 para encontrar um polinômio de primeira ordem e ganho unitário para o denominador de $R(s)$. Essa solução leva a $D_R(s) = 1 + \alpha s$, com $\alpha = L_n$.

Apesar de existirem soluções mais simples, a forma mais interessante para o filtro $R(s)$ é aquela que permite o desacoplamento das dinâmicas de seguimento de referência e rejeição de perturbação e que ao mesmo tempo oferece um grau de liberdade para ajuste da robustez. Essa forma pode ser obtida escolhendo-se $R(s)$ como proposto na equação 3.32, onde T_0 é o parâmetro livre de ajuste e a é calculado em função da equação 3.30 como sendo $a = 2T_0 + L_n$ (35).

$$R(s) = \frac{(T_r s + 1)(a s + 1)}{(T_0 s + 1)^2} \quad (3.32)$$

O parâmetro T_0 pode ser ajustado para determinar a velocidade de resposta do sistema para rejeição de perturbação, dado que a função de transferência da saída em relação à perturbação passa a ser escrita como na equação 3.33.

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{K_v e^{-L_n s}}{s} \left[1 - \frac{e^{-L_n s} [1 + (2T_0 + L_n)s]}{(1 + T_0 s)^2} \right] \quad (3.33)$$

É interessante notar que o termo $R(s)$ influencia na robustez (ver equação 3.26). Assim, o ajuste de T_0 deve ser realizado levando em consideração não só a dinâmica desejada para rejeição de perturbação como também a robustez. Normey-Rico e Camacho (35) sugerem o ajuste $T_0 = \beta \left[1 + \sqrt{1 + \frac{L_n}{\beta}} \right]$, $T_r = T_0$, $C(s) = \frac{1}{K_v T_0}$, sendo β um valor entre uma vez e meia e duas vezes $\Delta L_{\max} + T_u$. Cabe salientar que quando o atraso é dominante em relação às demais dinâmicas não é interessante acelerar muito a resposta, porque o ganho em termos de tempo será muito pequeno e a robustez será significativamente prejudicada.

Ajuste para o caso integrador mais primeira ordem

Para o caso integrador mais primeira ordem, $P_n(s) = \frac{K_v e^{-L_n s}}{s(1+T_u s)}$ com $T_u > 0$, pode-se obter melhor desempenho dinâmico se o controlador primário $C(s)$ não for implementado apenas como um ganho. Um controlador do tipo PD dado por $C_{PD}(s) = \frac{K_c(1+T_d s)}{1+\alpha T_d s}$, por exemplo, resulta em uma resposta de terceira ordem e permite a alocação dos pólos de malha fechada na posição desejada.

Observando-se a função de transferência entre perturbação e saída para o caso geral (equação 3.25) verifica-se que ambos os pólos de $P_n(s)$ estarão presentes na dinâmica de rejeição de perturbação caso não seja empregado um filtro $R(s)$ adequado. Assim, o filtro $R(s)$ deve ser projetado, da mesma forma que no caso integrador puro, para impor um zero em $s = 0$ na função de transferência entre perturbação e saída.

4 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES

Apesar de o PS ter sido proposto na década de 1950, quando ainda não existiam computadores para aplicação em grande escala, os DTC só ganharam espaço na indústria na década de 1980, com o avanço do controle digital (38). A implementação de DTC de forma analógica é bastante complexa e pode exigir cuidados especiais, principalmente quando aplicados a plantas instáveis (35).

Mesmo que a implementação digital seja largamente mais empregada, geralmente a análise e o projeto são realizados no domínio de tempo contínuo, como apresentado no capítulo 3. São poucos os trabalhos que tratam dos problemas e das peculiaridades da discretização de DTC (35, 53) ou do projeto desses diretamente no domínio discreto (35, 54).

4.1 Sistemas discretos e amostrados

Em um sistema discreto ou em um sistema amostrado, os sinais de entrada e saída são sinais discretos definidos somente em valores múltiplos do período característico do sistema (sistema discreto) ou do período de amostragem (sistema amostrado). Por simplificação de notação, esses períodos são tratados por T_s . Dessa forma, os sinais somente estão definidos para $t = kT_s$, com k inteiro e satisfazendo a $k \geq 0$. A dinâmica de um sistema desse tipo é representada através de uma equação a diferenças ou então como uma função de transferência da variável complexa z , sendo $z = e^{sT_s}$.

A maioria dos sistemas dinâmicos existentes na natureza apresenta comportamento contínuo ao longo do tempo. São exemplos o nível em um tanque, a temperatura em uma tubulação e a pressão em um poço de petróleo. Outros sistemas dinâmicos, todavia, podem ser vistos sob o ponto de vista discreto, possuindo valores apenas em períodos definidos. Exemplos são o número de peças produzidas por uma fábrica ao longo de cada mês de trabalho e o valor diário de fechamento da bolsa de valores.

O sistema sob estudo neste trabalho possui natureza contínua, porém os controladores em-

pregados são implementados de maneira discreta. Para possibilitar a interconexão desses dois tipos de sistema são necessários alguns cuidados especiais, que são discutidos na seção 4.2. Além disso, como os controladores preditivos possuem um modelo da planta, também é necessário saber como representar o comportamento da planta contínua quando observada sob o ponto de vista discreto.

4.2 Interconexão de sistemas contínuos e discretos

O primeiro elemento necessário para permitir a interconexão de sistemas contínuos e discretos é o amostrador, que é responsável por converter a informação analógica para uma informação digital. Essa amostragem deve ser realizada em intervalos de tempo definidos, que caracterizam o período de amostragem. A escolha do período de amostragem deve levar em consideração as características da planta e as características desejadas para o sistema em malha fechada, como discutido em (35) e (54). A amostragem pode levar ao surgimento de novas frequências não existentes no sistema contínuo, em um fenômeno conhecido como *aliasing*. Um exemplo ilustrativo de *aliasing* é apresentado na figura 25, na qual um sinal é amostrado (nos círculos) e a reconstrução desse sinal a partir dos dados amostrados perde completamente a informação de frequência (linha pontilhada). Mais detalhes sobre o fenômeno podem ser consultados em (55). Para evitar esse fenômeno indesejado, a frequência de aquisição deve ser pelo menos duas vezes superior à maior componente de frequência do sinal de interesse e, caso necessário, filtros analógicos devem ser empregados para limitar as frequências do sinal analógico adquirido à frequência de Nyquist associada com o período de amostragem definido.

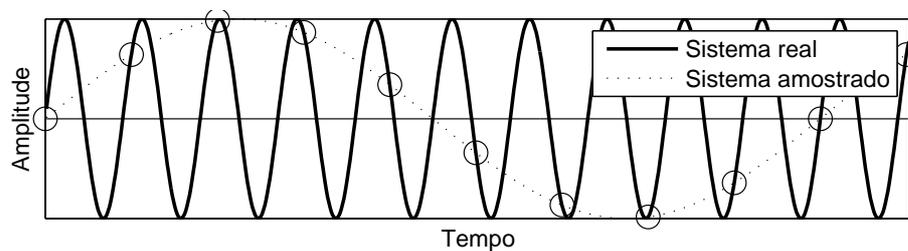


Figura 25: Exemplo de *aliasing* em sinal amostrado com frequência insuficiente

O outro elemento necessário para permitir a interconexão de sistemas contínuos e discretos é o sustentador, que promove a conversão digital para analógico (D/A). Esse elemento é essencial porque os sinais discretos só estão definidos em determinados instantes de tempo. No momento em que esses sinais são empregados como entrada para sistemas contínuos, todavia, eles necessitam ser definidos para todos os instantes de tempo. Quando os valores futuros do

sinal de saída não são conhecidos a priori o mais lógico é a utilização de um sustentador de ordem zero – do inglês *zero-order hold* (ZOH), que mantém o último sinal recebido como entrada até que um novo sinal seja fornecido na entrada: $u(t) = u(kT_s)$ para valores de t entre kT_s e $(k+1)T_s$. A função de transferência do ZOH é apresentada na equação 4.1.

$$B_0(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (4.1)$$

Para efeitos de análise de sistemas contínuos amostrados é bastante comum representá-los de forma discreta em conjunto com o amostrador, o filtro anti-aliasing e o sustentador de ordem zero (figura 26). Dessa forma, tem-se uma representação discreta do que ocorre na saída do sistema nos períodos de amostragem caso o sistema contínuo seja excitado com uma entrada constante entre os períodos de amostragem. Essa representação equivalente pode ser obtida através da transformada Z da inversa de Laplace do conjunto formado pelo sustentador, pela planta e pelo filtro anti-aliasing, como apresentado na equação 4.2.

$$\overline{B_0P}(z) = \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ B_0(s)P(s)J(s) \right\} \right\} = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{P(s)J(s)}{s} \right\} \right\} \quad (4.2)$$

Onde

- \mathcal{Z} transformada Z
- \mathcal{L} transformada de Laplace
- $P(s)$ dinâmica da planta
- $B_0(s)$ sustentador de ordem zero
- $J(s)$ filtro anti-aliasing

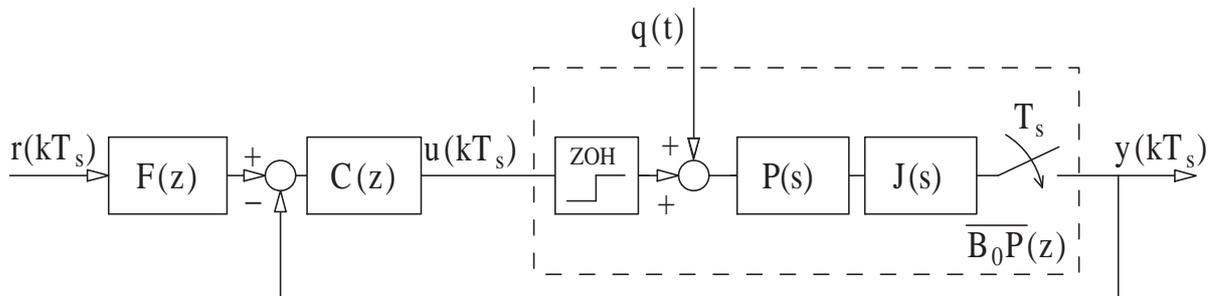


Figura 26: Representação discreta do comportamento da planta amostrada

Um problema que está associado tanto com o processo de conversão analógico para digital (A/D) quanto com o de conversão D/A é a quantização. Esse fenômeno consiste na necessidade de atribuição de valores discretos para sinais contínuos e está diretamente associado com

a resolução dos conversores A/D e D/A empregados (56). Em um sinal analógico podem ser representadas infinitas amplitudes diferentes e o incremento entre elas pode ser infinitesimalmente pequeno. Em sinais discretos há limitação da representação pelo número de bits empregados. Um conversor A/D com 12 bits, por exemplo, será capaz de converter um sinal analógico para uma representação com no máximo $2^{12} = 4096$ valores diferentes. Esse problema é ilustrado na figura 27 para um conversor A/D com 3 bits (2^3 valores possíveis, que na figura vão de 0 a 7). A implicação direta desse fenômeno é que a parte digital do sistema somente perceberá variações maiores que uma certa amplitude. O mesmo pode acontecer na conversão D/A devido a um número limitado de bits no conversor.

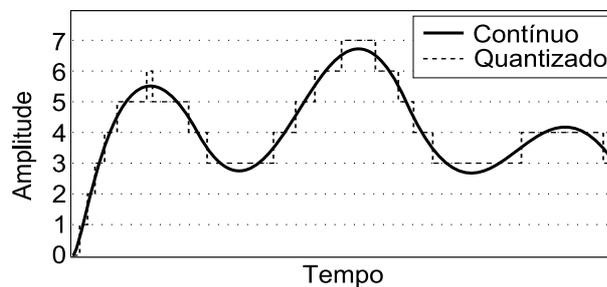


Figura 27: Exemplo de sinal quantizado em uma conversão A/D

4.3 Discretização dos controladores

Existem três estratégias principais de primeira ordem para realizar a discretização de um controlador contínuo: *backward*, *forward* e Tustin (54, 27). Além disso, existe a alternativa de realizar o mapeamento direto, fazendo $z = e^{sT_s}$. Outra possibilidade é realizar o projeto do controlador diretamente no domínio discreto (35).

No método *backward* a derivada é aproximada empregando a diferença de primeira ordem para trás, como apresentado na equação 4.3. Isso leva a uma relação entre as variáveis complexas dada pela equação 4.4, que pode ser substituída diretamente na função de transferência do controlador. Esse método mapeia o semiplano esquerdo do plano complexo contínuo em um círculo de raio 0,5 centrado no ponto $z = 0,5$, como ilustrado na figura 28. Dessa forma, um sistema estável em s será também estável em z , porém existem sistemas instáveis em s que são mapeados como sistemas estáveis em z . Assim, o mapeamento não mantém as características do sistema original no sistema mapeado (27).

$$\frac{dx}{dt} \cong D(kT_s) = \frac{x(kT_s) - x((k-1)T_s)}{T_s} \quad (4.3)$$

$$s = \frac{z-1}{zT_s} \quad (4.4)$$

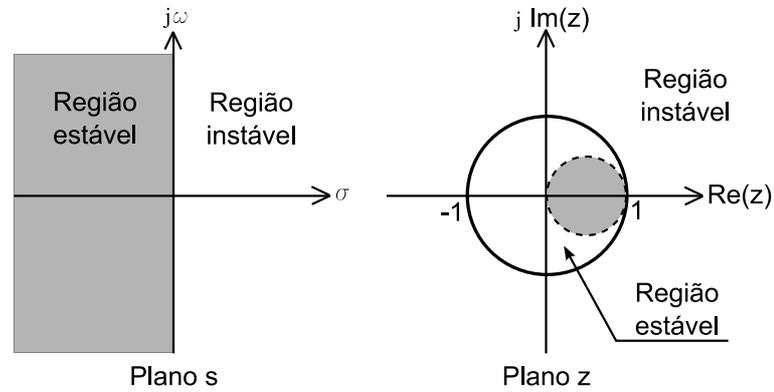


Figura 28: Mapeamento do plano s no plano z para o método *backward*

O método *forward* é análogo ao *backward*, porém a derivada é aproximada empregando a diferença de primeira ordem para frente, como apresentado na equação 4.5. A relação entre as variáveis complexas passa a ser dada pela equação 4.6. Esse método, todavia, não oferece garantia de estabilidade no plano z quando o sistema é estável no plano s , como pode ser verificado na figura 29.

$$\frac{dx}{dt} \cong D(kT_s) = \frac{x((k+1)T_s) - x(kT_s)}{T_s} \quad (4.5)$$

$$s = \frac{z-1}{T_s} \quad (4.6)$$

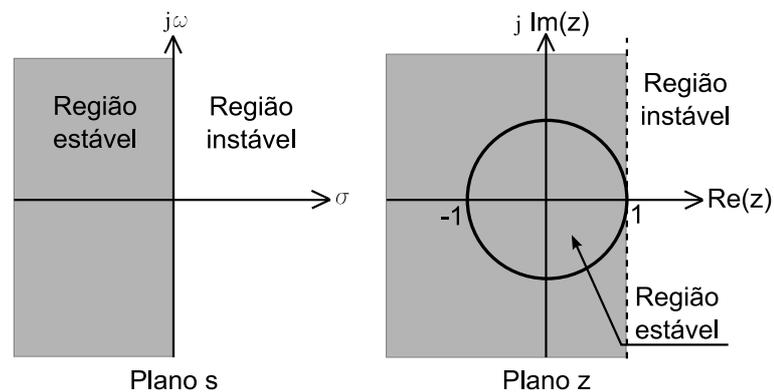


Figura 29: Mapeamento do plano s no plano z para o método *forward*

O método de Tustin ou bilinear aproxima a derivada de acordo com a equação 4.7 e a relação entre as variáveis complexas é dada pela equação 4.8. Esse método mapeia o semiplano esquerdo dentro do círculo unitário, ou seja, oferece garantia de estabilidade no plano z quando

o sistema é estável no plano s , como pode ser verificado na figura 30.

$$\frac{dx}{dt} \cong D(kT_s) = -D((k-1)T_s) + 2 \frac{x(kT_s) - x((k-1)T_s)}{T_s} \quad (4.7)$$

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.8)$$

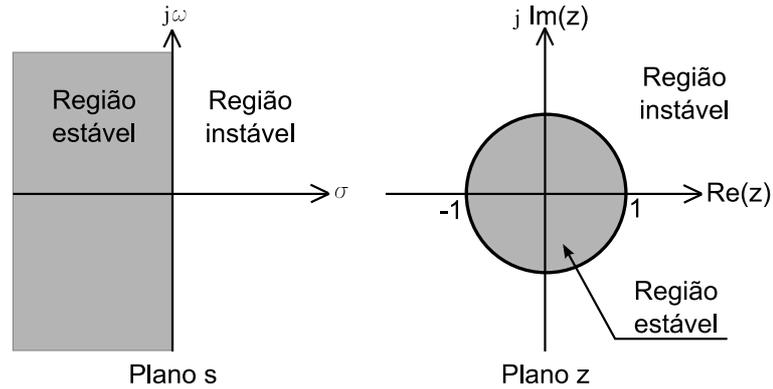


Figura 30: Mapeamento do plano s no plano z para o método de Tustin

Para realizar a discretização do controlador qualquer um dos métodos discutidos anteriormente pode ser empregado, desde que sejam observadas suas limitações e características. Para tanto, basta substituir a variável complexa s na função de transferência do controlador contínuo pelas expressões deduzidas. Na prática, todos os métodos tendem a apresentar um bom comportamento se o período de amostragem for suficientemente pequeno. Para o mesmo período de amostragem, o método de Tustin tende a representar melhor o comportamento do controlador contínuo nos períodos de amostragem e, por isso, é o método mais empregado (35).

A discretização do modelo da planta empregado no estimador do MPC, todavia, merece maior atenção. O objetivo do modelo é informar ao controlador como será o comportamento da planta até d instantes de tempo à frente. Dessa forma, deve-se ter o comportamento mais próximo possível entre planta e modelo nos instantes de amostragem, assumindo que o sinal de controle é mantido constante entre os períodos de amostragem. Isso é obtido empregando a equação 4.2. Normey-Rico e Camacho (35) chegam ao mesmo resultado através de uma análise de robustez do sistema e afirmam que a escolha correta do método de discretização empregado para o modelo do preditor é mais importante que a escolha do método de discretização para os demais elementos da malha de controle.

O atraso de transporte no domínio discreto é representado como z^{-d} com d sendo um inteiro dado pela equação 4.9. Caso o atraso não seja um múltiplo inteiro do período de amostragem, a função de transferência discreta é alterada (36). Todavia, para evitar tal tipo de problema, geral-

mente se trabalha com um período de amostragem que divida perfeitamente o atraso ou então que seja tão pequeno que o erro causado por essa parcela seja desprezível. Para discretização do bloco que modela o atraso da planta real deve-se empregar diretamente a equação 4.9.

$$d = \frac{L_n}{T_s} \quad (4.9)$$

4.3.1 Discretização do preditor de Smith modificado

O PS modificado, em sua versão original, possui apenas o modelo da planta e ganhos para serem discretizados. A versão discreta dos ganhos é o próprio valor dos ganhos e a planta deve ser discretizada empregando um sustentador de ordem zero, como exposto na seção 4.3. Para um modelo integrador puro, a função de transferência final é apresentada na equação 4.10. A versão final do diagrama de blocos do controlador discretizado é apresentada na figura 31. Deve-se notar que foi inserida uma saturação na entrada do modelo para que o sinal na entrada do modelo corresponda ao sinal realmente aplicado na planta.

$$P_n(z) = \frac{K_v T_s}{z-1} z^{-L_n/T_s} \quad (4.10)$$

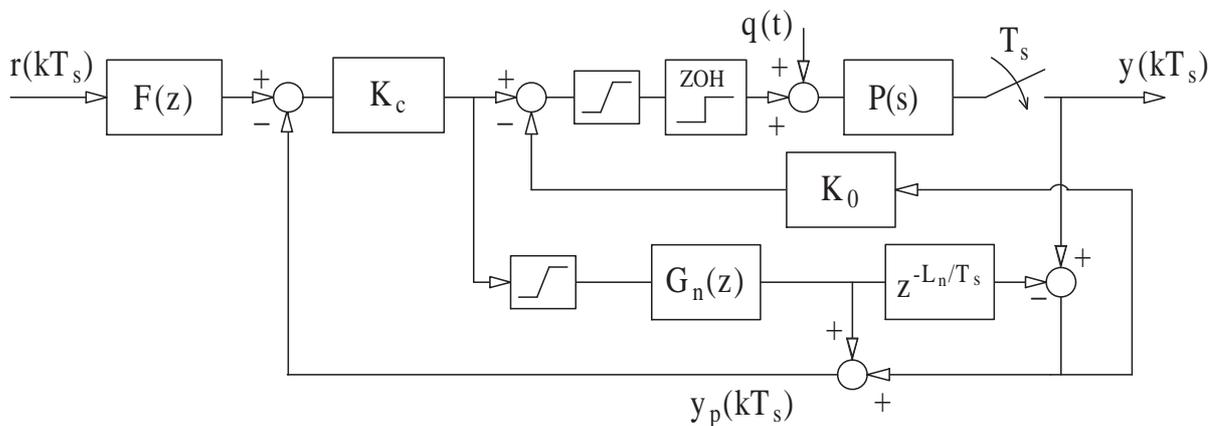


Figura 31: Versão discreta do preditor de Smith modificado

4.3.2 Discretização do preditor de Smith filtrado

A discretização do PS filtrado envolve a discretização de quatro módulos principais: o modelo da planta $P_n(z) = G_n(z)e^{-L_n/T_s}$, o controlador primário $C(z)$, o filtro de referência $F(z)$ e o filtro de robustez $R(z)$. O modelo do sistema, assim como no caso do PS modificado, deve ser discretizado empregando um sustentador de ordem zero. O controlador primário e o filtro

de referência, por outro lado, podem ser discretizados empregando um dos métodos discutidos na seção 4.3. Para este trabalho foi empregado o método de Tustin. O filtro de robustez merece especial atenção e é tratado em mais detalhes na seqüência.

Para evitar o problema do erro de seguimento quando é inserida uma perturbação de carga constante, o filtro $R(s)$ é projetado para cancelar o pólo na origem da função de transferência entre a saída e a perturbação de carga. Para o caso contínuo, o sinal de realimentação criado pelo preditor é definido na equação 4.11 (ver figura 24) e depende explicitamente do filtro projetado para cancelamento do pólo em zero.

$$Y_p(s) = G_n(s)[1 - e^{-Lns}R(s)]U(s) + R(s)Y(s) \quad (4.11)$$

No caso contínuo, o atraso é representado como uma exponencial. Dessa forma, não é possível realizar o cancelamento através de uma divisão polinomial. Existem alternativas para tratar esse problema, como apresentado em (35). No caso discreto, todavia, o atraso é representado de forma polinomial. Isso permite um cancelamento explícito do pólo integrador de $G_n(z)$ e do zero de $1 - z^{-d}R(z)$.

O projeto de $R(z)$ diretamente no domínio discreto pode levar a melhores resultados que a discretização do filtro contínuo, apresentado na seção 3.2.3. Isso se deve ao fato de ser possível projetar $R(z)$ para cancelar diretamente o pólo integrador do modelo da planta. Para tanto deve-se considerar a função de transferência de rejeição de perturbação, apresentada na equação 4.12.

$$\frac{Y(z)}{Q(z)} = P(z) \left[1 - \frac{C(z)G_n(z)R(z)z^{-d}}{1 + C(z)G_n(z)} \right] \quad (4.12)$$

Para garantir que o termo entre colchetes na equação 4.12 tenha um zero na origem, tanto o termo quanto sua derivada têm que ser nulos quando avaliados em $z = 1$. Uma solução possível é apresentada na equação 4.13, na qual a é o termo livre para ajuste de robustez.

$$R(z) = \frac{(1-a) \{ [(1-a)(d-1)+2]z + [(1-a)(2-d)-2] \}}{(z-a)^2} \quad (4.13)$$

O ajuste de a deve ser realizado da mesma forma que exposto na seção 3.2.3, de modo a garantir a estabilidade robusta. No caso discreto, entretanto, a análise de robustez deve ser realizada levando em consideração a equação 4.14.

$$|\delta P(e^{j\omega})| < dP(e^{j\omega}) = \frac{|1 + C(e^{j\omega})G_n(e^{j\omega})|}{|C(e^{j\omega})G_n(e^{j\omega})R(e^{j\omega})|}, \quad \forall \omega \in [0, \pi/T_s] \quad (4.14)$$

A versão final do diagrama de blocos do controlador discretizado é apresentada na figura 32.

Assim como no caso do PS modificado, foi inserida uma saturação na entrada do modelo para que o sinal na entrada do modelo corresponda ao sinal realmente aplicado na planta.

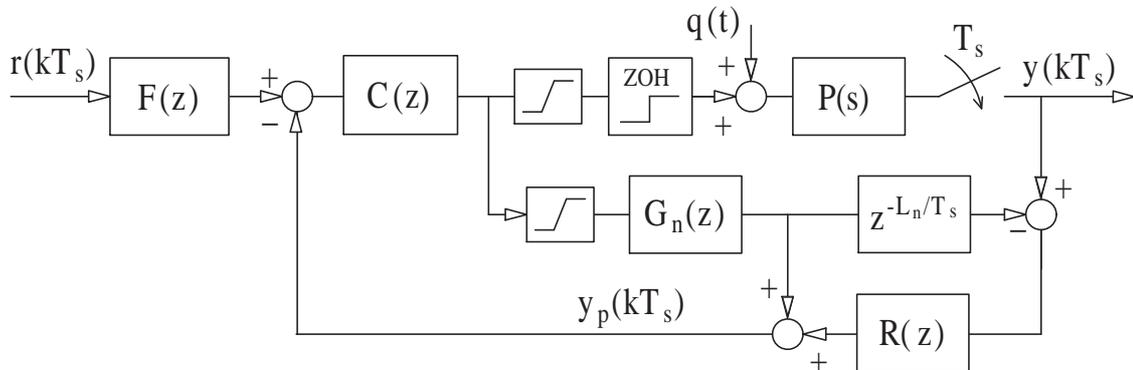


Figura 32: Versão discreta do preditor de Smith filtrado

4.4 Implementação e ajuste dos controladores

Neste trabalho a implementação dos controladores foi realizada de forma digital através do emprego de um sistema com interface PXI. O sistema PXI utilizado oferece também um barramento SCXI, que realiza o tratamento analógico dos sinais, como multiplexação e filtragem. O sistema PXI se comunica com um computador supervisor através de uma rede local com padrão Ethernet.

Como apresentado na seção 2.3, a variável de saída é medida com emprego de um termorresistor do tipo Pt100 ligado a 4 fios em um multímetro $7\frac{1}{2}$ dígitos. Devido à boa resolução do multímetro empregado, o efeito de quantização é desprezível. A análise de incertezas de medição para a configuração foi realizada por Petrovic (9) e chegou a um valor de incerteza expandida de medição (para 95%) da ordem de $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

A atuação é realizada por uma fonte de tensão contínua comandada pelo PXI diretamente através de uma interface de comunicação GPIB. Como a fonte recebe informação de tensão para atuação, o aplicativo de controle realiza a conversão do valor do sinal de controle de potência para a tensão que produzirá a dissipação de potência desejada no resistor empregado para aquecimento. O controle da tensão de saída é realizado por uma malha auxiliar interna à própria fonte e sua dinâmica é tão rápida quando comparada com a dinâmica da temperatura que foi considerada instantânea para efeitos de modelagem e projeto do controlador de interesse.

A implementação do algoritmo de controle foi realizada com emprego de LabVIEW e opera em um sistema operacional de tempo real, que garante a periodicidade do laço de controle. O

período de amostragem escolhido foi de 3 segundos, que atende com folga a todos os critérios para escolha desse parâmetro (35). Optou-se por manter o mesmo período de amostragem utilizado para controle de outras temperaturas, mesmo que a dinâmica da variável de interesse não exija aquisições tão frequentes.

A figura 33 apresenta um esquema do sistema empregado para controle e a figura 34 uma fotografia da bancada utilizada. Mais detalhes sobre a configuração do hardware podem ser obtidos na referência (9).

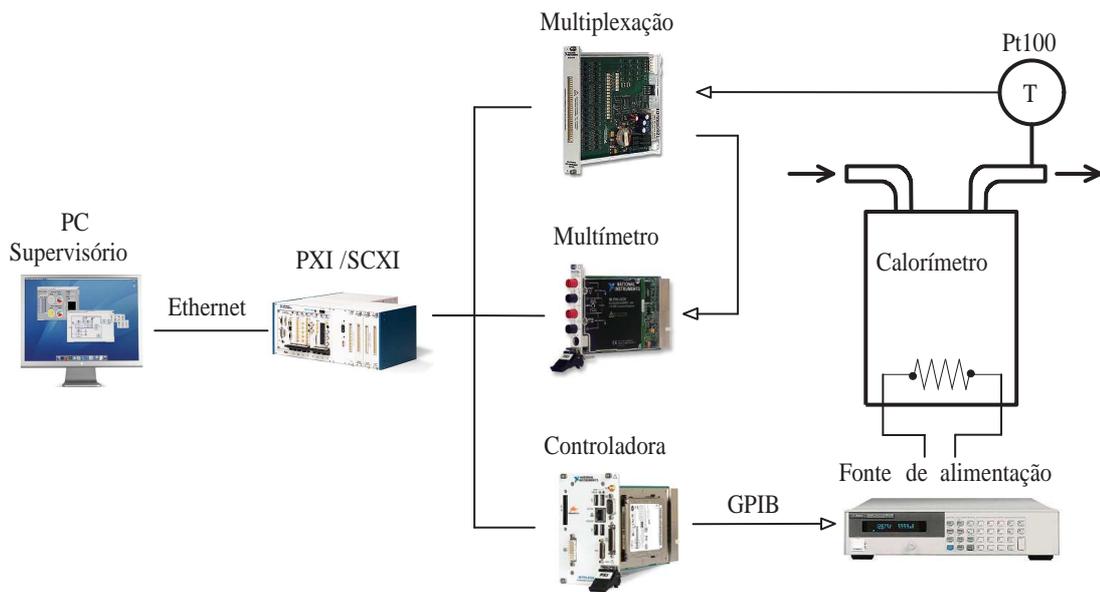


Figura 33: Esquema do sistema empregado para controle

4.4.1 Implementação e ajuste do preditor de Smith modificado

O PS modificado foi implementado tanto no sistema operando com R134a quanto no sistema operando com R600a. Com os resultados de identificação apresentados no capítulo 2, foi realizado o projeto e posteriormente passou-se à discretização e implementação propriamente dita.

Sistema operando com R134a

Para o caso de R134a, o atraso nominal vale $L_n = 200$ e o ganho de velocidade nominal vale $K_v = 2,4 \cdot 10^{-4}$. Além disso, através dos resultados de validação do modelo, foram estimadas as dinâmicas não modeladas do processo como sendo $T_u = 40$ e o erro na estimação do atraso como sendo $\Delta L_{\max} = 40$ (tempos em segundos). Computando $\beta = 2(\Delta L_{\max} + T_u) = 160$, T_r deve ser



Figura 34: Fotografia da bancada utilizada

maior que 267 segundos para um comportamento robusto. Como um tempo de acomodação de cerca de 15 minutos (900 segundos) é bastante bom para o processo, foi escolhido $T_r = 300$. Empregando a regra proposta para ajuste, $K_0 = 10,4$.

Um filtro de referência com ganho estático unitário foi desenvolvido para possuir constante de tempo de 100 segundos. Para um período de amostragem de 3 segundos, a função de transferência pode ser discretizada por qualquer um dos métodos que o resultado será semelhante, dada a relação entre constante de tempo e período de amostragem. Escolhendo o mapeamento direto como método, a função de transferência discreta é apresentada na equação 4.15. Esse filtro foi aplicado apenas para degraus de referência que desviam mais de 2°C do ponto de operação, pois magnitudes maiores que os 2°C provocavam sobressinal que ultrapassava os limites de variação para o ensaio ser considerado válido e acabavam atrasando a finalização do mesmo. A tolerância dentro da qual o valor da temperatura de saída deve ser mantida para o ensaio ser considerado válido é um valor absoluto e o sobressinal de um sistema linear, por outro lado, depende da amplitude do sinal de excitação. Dessa forma, o valor percentual do sobressinal não ultrapassa o limite estabelecido para o ensaio para degraus de referência que desviam menos de 2°C do ponto de operação, desprezando a necessidade de emprego de um filtro de referência. O mesmo não é válido para degraus com amplitude superior a esse valor. Para este caso, o filtro

faz com que a referência seja aplicada como se fosse a resposta de um sistema de primeira ordem a um degrau, minimizando os efeitos do sobressinal sem prejudicar a dinâmica de rejeição de perturbação.

$$F(z) = \frac{0.03}{z - 0.97} \quad (4.15)$$

Sistema operando com R600a

Para este caso, os parâmetros nominais identificados foram $L_n = 220$ para atraso de transporte e $K_v = 2,0 \cdot 10^{-4}$ para ganho de velocidade. As dinâmicas não modeladas para este caso são um pouco superiores às encontradas no sistema operando com R134a e valem $T_u = 100$ e $\Delta L_{\max} = 40$ (tempos em segundos). Para garantir desempenho robusto, $\beta = 2(\Delta L_{\max} + T_u) = 280$. Dessa forma, T_r deve ser maior que 770 segundos, o que implica em um tempo de acomodação de cerca de 40 minutos. Para $T_r = 800$ segundos, $K_c = 6,25$. Empregando a regra proposta para ajuste, $K_0 = 11,4$.

4.4.2 Implementação e ajuste do preditor de Smith filtrado

Devido aos bons resultados apresentados pelo sistema operando com fluido refrigerante R134a para o PS modificado e às limitações de utilização da bancada, o PS filtrado somente foi implementado para o calorímetro que opera com R600a.

Para ajuste do PSF foi empregado o modelo de primeira ordem $P_n(s) = \frac{0,64}{1712s+1}e^{-220s}$, com constante de tempo $T_u = 1712$ e atraso de transporte nominal $L_n = 220$ (tempos em segundos).

O preditor foi implementado como sendo o próprio modelo identificado da planta. Como a implementação foi realizada de forma discreta, o modelo foi discretizado com emprego do sustentador de ordem zero para um período de amostragem $T_s = 3$ (em segundos), como apresentado na equação 4.16.

$$P_n(z) = \frac{0,001121}{z - 0,9982}z^{-73} \quad (4.16)$$

Teoricamente o projeto do controlador primário deve ser realizado levando em consideração as especificações de desempenho e o modelo da planta sem o atraso de transporte ($G_n = \frac{0,64}{1712s+1}$). Nesse caso, um controlador com um pólo na origem, um zero e um ganho (controlador PI) seria suficiente para fazer o sistema em malha fechada seguir referência e possuir a dinâmica desejada. Essa abordagem é válida para o caso de modelagem perfeita, na qual o efeito do atraso de transporte seria perfeitamente compensado. Entretanto, como a modelagem perfeita é fisicamente impossível, outras estruturas de controle podem levar a melhores resultados. Os

resultados apresentados no capítulo 5 foram obtidos com um controlador PID como controlador primário. Esse controlador foi implementado de forma discreta através da discretização pelo método de Tustin. A função de transferência do controlador discretizado é apresentada na equação 4.17 e foi ajustado para levar a uma boa resposta para rejeição de perturbação. Os parâmetros do controlador PID são $K_c = 3,91$, $T_i = 580$ e $T_d = 72$ e o filtro da ação derivativa foi ajustado como $T_f = 99$.

$$C(z) = \frac{4,5697z^2 - 8,9539z + 4,3851}{z^2 - 1,9528z + 0,9528} \quad (4.17)$$

O filtro de referência foi projetado diretamente no domínio discreto para cancelar os zeros do controlador discretizado. Dois novos zeros foram alocados de forma a não serem dominantes em relação aos pólos do sistema em malha fechada. Isso garante um seguimento de referência sem sobrepassagem e a manutenção da característica projetada para rejeição de perturbação. A versão implementada do filtro é apresentada na equação 4.18. Deve-se tomar especial atenção ao fato de que o filtro deve possuir ganho estático unitário, logo pode ser necessário implementá-lo com mais de quatro casas decimais para alocar os pólos e zeros na posição desejada e ao mesmo tempo manter o ganho estático unitário.

$$F(z) = \frac{0,4000z^2 - 0,7837z + 0,3839}{z^2 - 1,9594z + 0,9596} \quad (4.18)$$

O filtro de robustez foi implementado como um filtro passa-baixas. Adotou-se uma constante de tempo de 100 segundos, calculada em função do atraso nominal. Para um período de amostragem de 3 segundos, o filtro implementado, calculado pela discretização de Tustin, é apresentado na equação 4.19.

$$F(z) = \frac{0,01478z + 0,01478}{z - 0,9704} \quad (4.19)$$

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE

Este capítulo apresenta os resultados experimentais da aplicação dos controladores propostos no capítulo 3 e cujos desenvolvimento e aplicação foram tratados no capítulo 4. Além disso, são realizadas análises do desempenho de cada um dos controladores para o tipo de problema tratado.

5.1 Preditor de Smith modificado

O PS modificado foi empregado para controle tanto do sistema operando com R134a quanto do sistema operando com R600a. Devido às perdas reduzidas para o meio do trocador que opera com R134a, os resultados foram diferentes nos dois casos e eles são tratados de forma separada nas seções que seguem.

5.1.1 Sistema operando com R134a

Os resultados experimentais de um degrau de referência de $32,2^{\circ}\text{C}$ aplicado no instante $t = 0$ são apresentados na figura 35. Em todos os ensaios para essa condição, a temperatura foi mantida dentro do intervalo $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ do valor desejado em regime permanente. Uma perturbação de carga foi aplicada ao sistema no instante $t = 1400$ através de uma variação brusca na pressão de sucção do compressor em ensaio. A figura 35 mostra claramente que o DTC proposto para este caso produz bons resultados tanto para seguimento de referência quanto para rejeição de perturbações de carga.

O comportamento robusto do controlador foi experimentalmente analisado através do ensaio de diferentes modelos de compressor em diferentes condições. A figura 36 apresenta a resposta temporal da variável controlada quando um compressor com capacidade de refrigeração mais elevada é ensaiado, o que impõe uma vazão mássica maior. Tal compressor foi ensaiado com uma referência de temperatura de $23,5^{\circ}\text{C}$ (deve-se notar que os valores no eixo y na figura 36 são diferentes daqueles apresentados na figura 35). Para realizar o ensaio desse

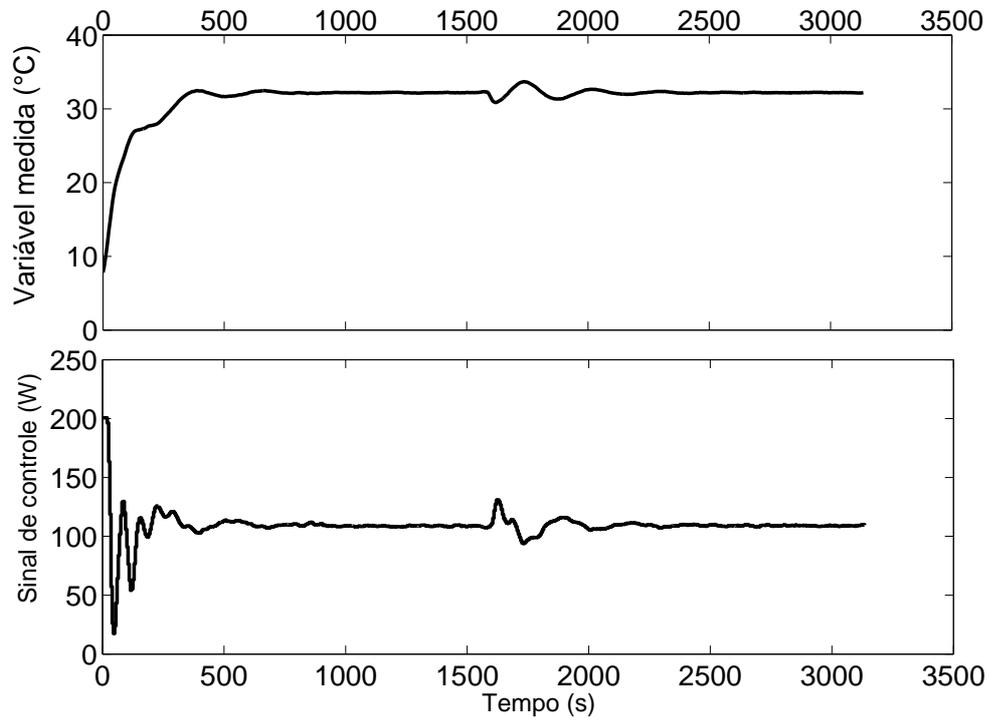


Figura 35: Aplicação do PS modificado a um sistema com R134a

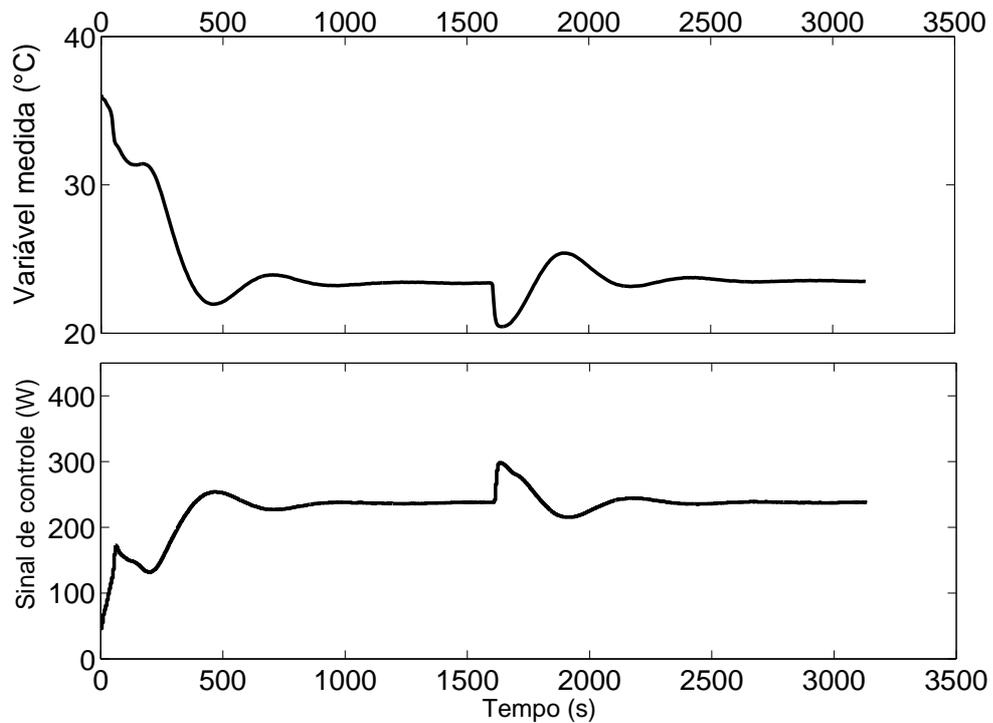


Figura 36: PS modificado em sistema com R134a e modelo diferente de compressor

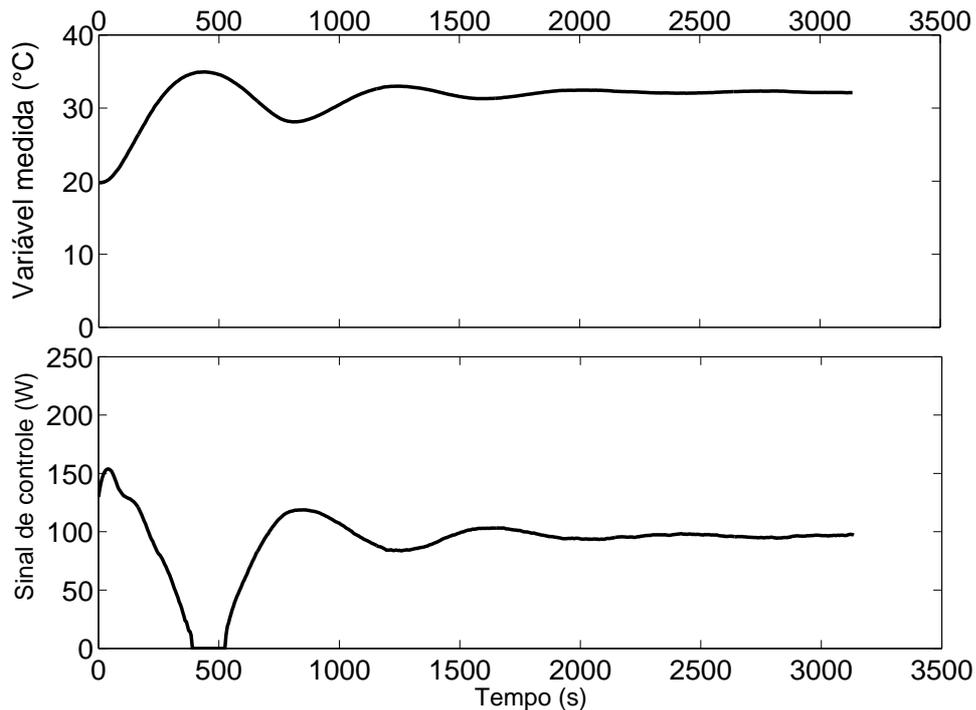


Figura 37: PS modificado em sistema com R134a e condição diferente de ensaio

compressor, a única modificação realizada na implementação do controlador foi a alteração do ponto de linearização da potência de alimentação dos resistores do calorímetro para um ponto próximo à potência removida pela evaporação (ϕ_r), além da alteração do valor de referência para o valor de $23,5^\circ\text{C}$. Novamente, uma perturbação de carga foi aplicada ao sistema através da alteração no valor da pressão de sucção do compressor em ensaio e o controlador foi capaz de levar a variável controlada de volta ao valor de referência.

A figura 37 mostra a resposta do sistema em malha fechada observada quando um compressor foi ensaiado em uma condição que difere daquela utilizada para modelagem. É notável que o desempenho é degradado quando comparado com o caso nominal, porém o sistema em malha fechada é estável e segue referências do tipo degrau.

5.1.2 Sistema operando com R600a

As perdas para o meio do sistema operando com R600a prejudicam os resultados do PS modificado para plantas integradoras. Tal estrutura de controle emprega um controlador proporcional como estrutura primária de controle. Dessa forma, para seguimento de referência vale-se do comportamento integrador da planta. Caso a planta não apresente comportamento integrador, tão maior será o erro de seguimento quanto menor for o ganho do controlador.

A figura 38 apresenta a evolução temporal do sistema em malha fechada quando controlado

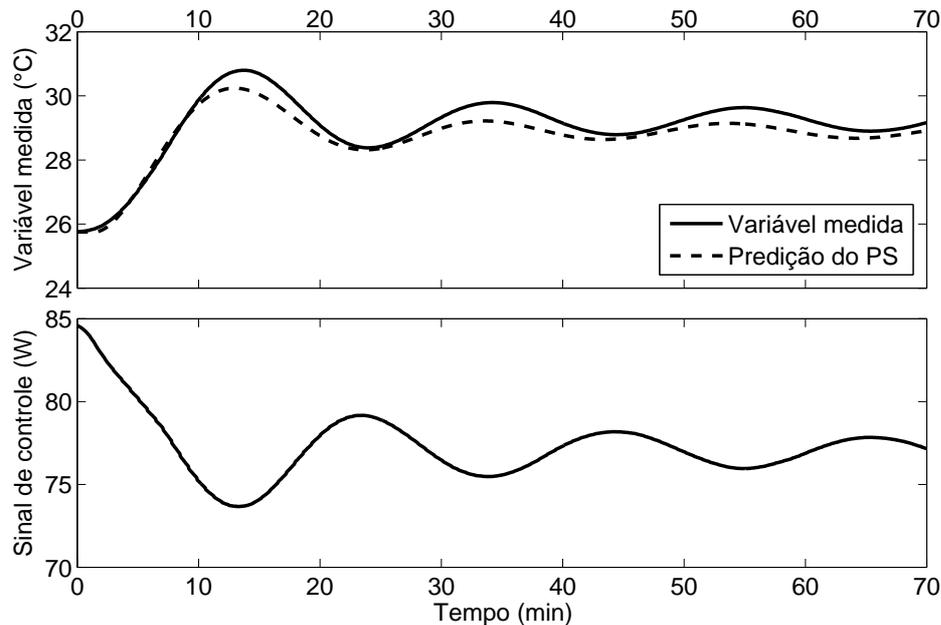


Figura 38: PS modificado em sistema com R600a

com um PS modificado para plantas integradoras. A referência adotada foi de 30°C , porém pode-se observar que o sistema não a segue.

Ainda na figura 38 é possível verificar que o comportamento do sistema é bastante oscilatório e mais lento do que o esperado. O comportamento mais lento foi atingido através de uma diminuição do valor do ganho em relação ao valor de projeto apresentado no capítulo 4, pois verificou-se que as dinâmicas não modeladas mostraram-se maiores do que o inicialmente previsto. Apesar de a predição da saída se mostrar relativamente condizente com a realidade, ela não é suficiente para a resposta desejada em malha fechada. O ganho nominal levava o sistema a oscilar indefinidamente, chegando, em alguns casos, a perder a condição de estabilidade. Mesmo com a redução do ganho, o sistema continuou apresentando comportamento bastante oscilatório.

Devido a esses comportamentos, observados em diversos ensaios, optou-se por adotar o modelo não integrador da planta para realizar o projeto do controlador para o sistema operando com R600a. Com isso buscou-se minimizar os erros de modelagem e resolver o problema do seguimento de referência. A inserção de um integrador no controlador permitiria a correção do erro de seguimento, porém ela exigiria uma resposta muito lenta para se garantir a estabilidade robusta com os erros de modelagem identificados.

5.2 Preditor de Smith filtrado

A aplicação do PS filtrado levou em consideração o ajuste definido no capítulo 3 e o modelo de primeira ordem apresentado no capítulo 2. A figura 39 apresenta resultados experimentais do sistema operando em malha fechada para a condição nominal. A referência de temperatura de 25°C foi aplicada no instante inicial e uma perturbação de carga foi aplicada no instante $t = 170$ min, através da variação da pressão de sucção do compressor em ensaio. Próximo de 40 minutos depois do início do ensaio observa-se que a temperatura passa a seguir a referência estabelecida e que, apesar de variações em outras variáveis da bancada, o ensaio não é comprometido. Além disso, observa-se uma rejeição de perturbação com a mesma ordem de tempo que a presente no seguimento de referência.

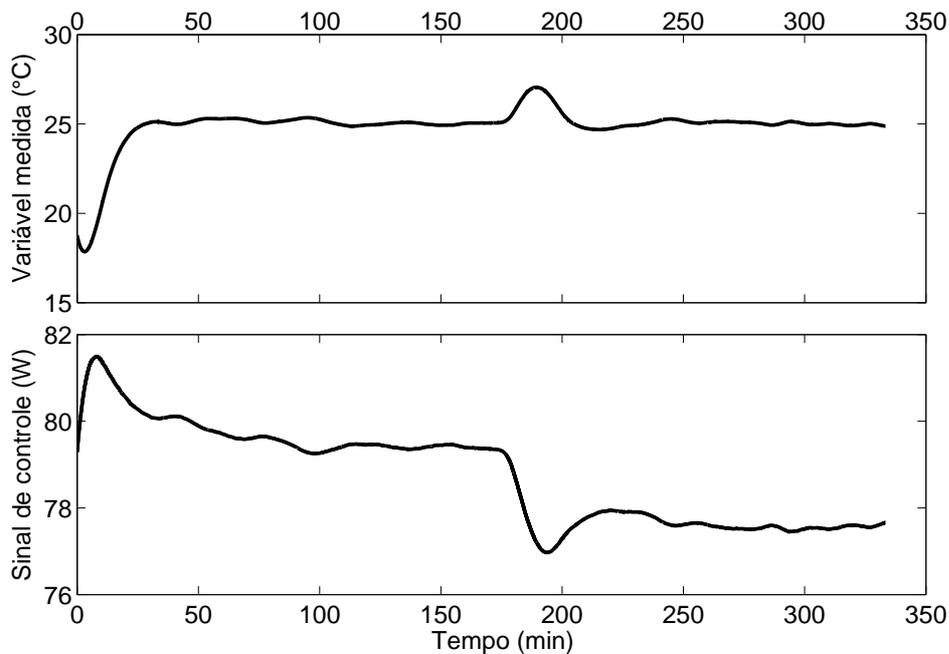


Figura 39: PS filtrado em sistema com R600a (redução de capacidade)

O comportamento do sistema em malha fechada para o caso oposto ao apresentado na figura 39 é apresentado na figura 40. Nesse caso, o comportamento do sistema em malha fechada foi analisado para uma derivada de temperatura positiva no instante inicial e negativa na rejeição de perturbação. Como nesse caso a temperatura já está próxima ao valor de referência no instante inicial, ela ingressa nos limites estabelecidos para o ensaio de forma um pouco mais rápida que no caso anterior (em cerca de meia hora). A rejeição de perturbação para esse caso foi um pouco mais lenta, ocorrendo em cerca de 50 minutos. Deve-se atentar ao fato de que os limites nos eixos das abscissas e das ordenadas não são os mesmos nas duas figuras, logo a

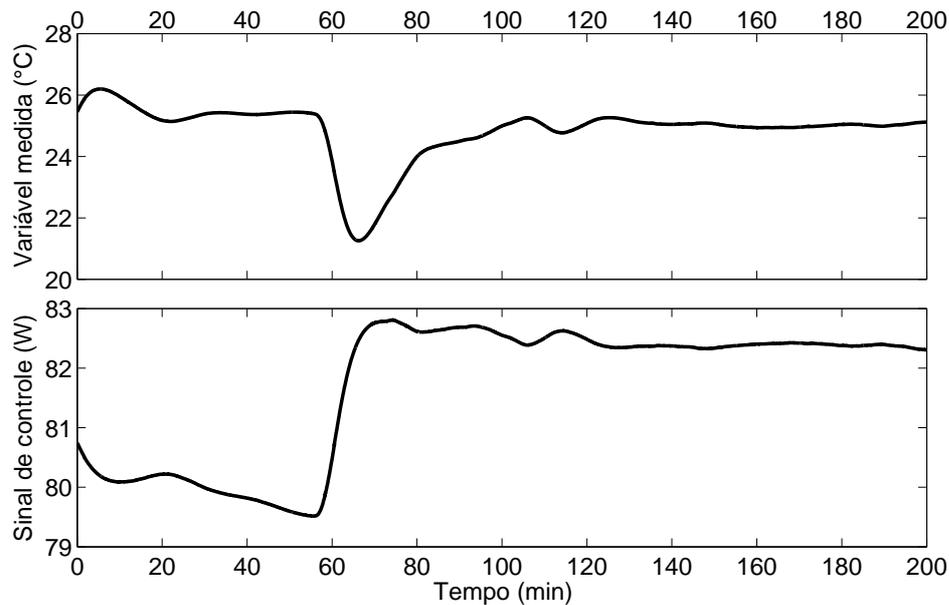


Figura 40: PS filtrado em sistema com R600a (elevação de capacidade)

comparação deve levar em consideração esse fato.

A estrutura de controle proposta foi ensaiada em outras condições, com diferentes valores de referência de temperatura e diferentes modelos de compressor. A figura 41 mostra uma das condições mais críticas de ensaio, na qual um compressor com uma das vazões mássicas mais baixas do mercado é ensaiado na bancada. Inicialmente o ensaio foi realizado na condição de *check-point* com temperatura de saída do calorímetro definida como 25°C. Depois de 45 minutos de ensaio operando dentro das condições definidas para o ensaio, trocou-se a condição de operação do compressor. Este passou a ser ensaiado em uma condição bastante restritiva, com uma vazão mássica extremamente baixa.

Devido à baixa vazão mássica, o atraso de transporte é ampliado em relação ao caso anteriormente apresentado para R600a. Além do efeito do atraso ampliado, a dinâmica de remoção de calor do interior do calorímetro passa a ser muito lenta. Isso faz com que seja necessário reduzir o ganho do controlador e redefinir o modelo para o preditor do PS. No instante $t = 85$ min o valor de referência foi alterado para 23,8°C e tanto pressão de sucção quanto de descarga do compressor em ensaio foram modificadas para imporem a condição desejada. Esse tipo de alteração é comum para determinação de curvas características de compressores. Nesse caso, sabe-se de antemão que a alteração irá acontecer e essa informação foi aproveitada para antecipação do sinal de controle sem necessidade de esperar os efeitos aparecerem na saída.

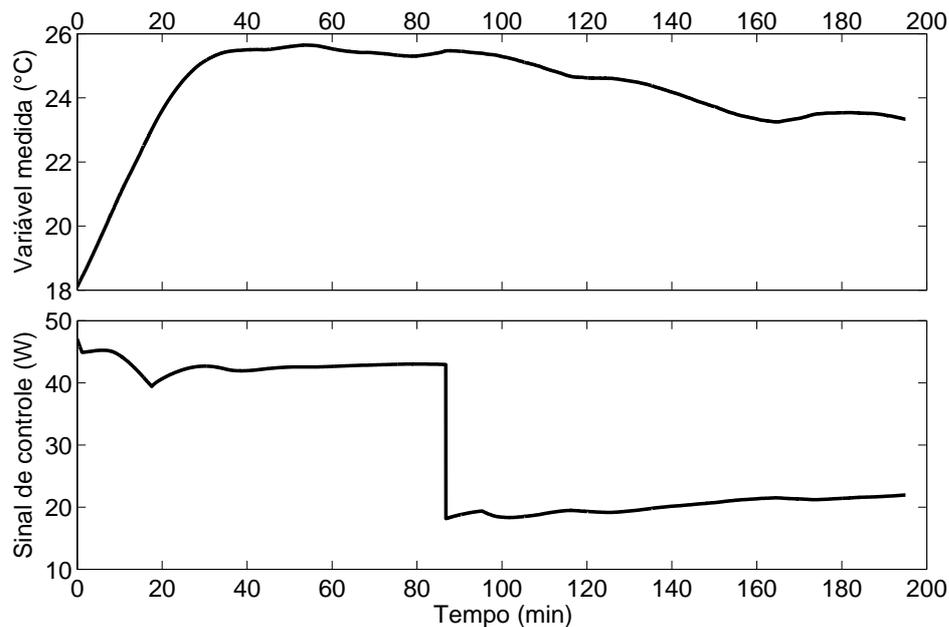


Figura 41: PS filtrado em sistema com R600a e baixa capacidade

5.3 Análise dos resultados experimentais

De forma geral, os dados experimentais mostram que vazões mais elevadas tornam o problema de controle mais fácil. Isso se deve em parte ao fato de que o atraso de transporte é reduzido pela maior velocidade de circulação do fluido e também ao fato de que vazões mássicas mais elevadas estão associadas a capacidades de refrigeração mais elevadas. Sendo assim, perturbações ocasionadas por variações em outras variáveis do painel são menos impactantes em compressores que impõem maior vazão mássica.

Isso explica porque foi possível atingir o valor de regime mais rapidamente com a bancada operando com R134a. Em primeiro lugar, foram ensaiados compressores de maior capacidade com R134a. Além disso, para a mesma capacidade de refrigeração, um compressor operando com R134a tem vazão mássica mais de duas vezes e meia superior à vazão mássica de um operando com R600a na condição de *check-point*. Isso se deve às propriedades do fluido refrigerante e pode ser traduzido na relação de entalpias empregadas para cálculo da capacidade. Como apresentado no capítulo 2, a capacidade de refrigeração é dada pelo produto da vazão mássica por uma diferença de entalpias. Igualando-se a capacidade de refrigeração, a vazão mássica será tão maior quanto menor for a diferença de entalpias. A tabela 2 apresenta uma comparação dos valores de entalpia para os fluidos refrigerantes R134a e R600a na condição de *check-point*.

Essa relação direta com o valor absoluto do atraso de transporte é especialmente válida para

Tabela 2: Comparação das entalpias para determinação da capacidade de refrigeração

Entalpia	R134a	R600a
h_{g1} (kJ/kg)	384,51	612,58
h_{f1} (kJ/kg)	278,52	334,63
$h_{g1} - h_{f1}$ (kJ/kg)	105,99	277,95

controladores que não realizam compensação de atraso de transporte, como controladores PID, por exemplo. Para os controladores empregados neste trabalho, como demonstrado no capítulo de análise dos controladores, a incerteza da modelagem influencia diretamente a qualidade dos resultados da aplicação do controlador, fato que não ocorre devido ao aumento do valor absoluto do atraso. Entretanto, a variação do atraso de transporte não é a única implicação direta da variação do modelo de compressor. Outras características que são alteradas no sistema favorecem o controle da variável, como observado nos resultados experimentais.

Para efeitos de análise, foi projetado um controlador PID linearizado no ponto de operação para a mesma condição analisada nas figuras 39 e 40. O resultado é, como esperado, bastante oscilatório e apresenta comportamento bastante lento (figura 42). Para compressores com grande vazão mássica uma alternativa baseada em PID pode levar a resultados bons, porém conforme aumenta o atraso de transporte a aplicação de controladores PID torna-se inviável por demandar muito tempo para acomodação da variável de saída.

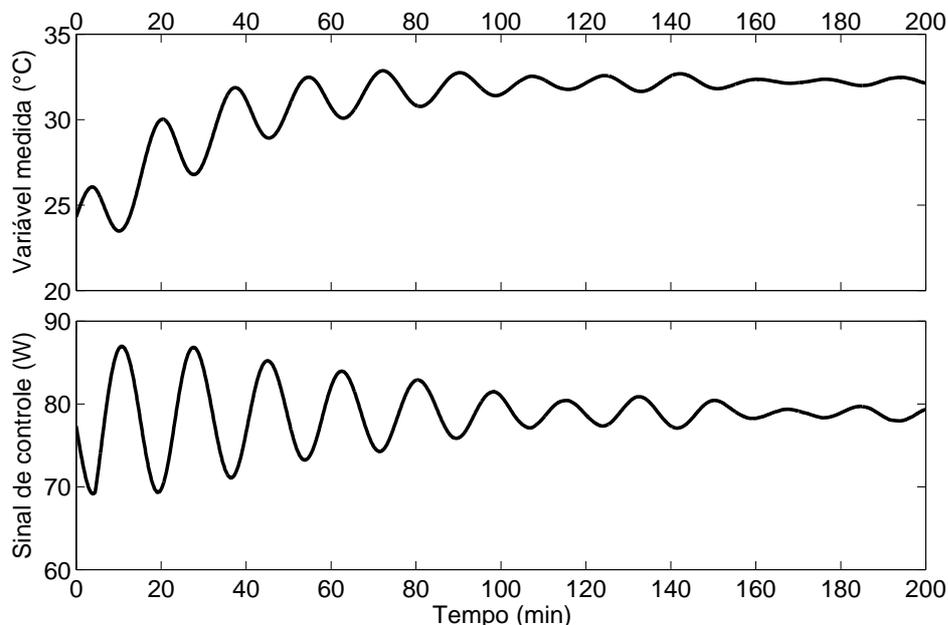


Figura 42: Controlador PID em sistema com R600a

A tabela 3 apresenta uma comparação dos resultados obtidos para o sistema em malha fechada quando a planta foi controlada com o controlador PID, o PS modificado e o PSF. O

caso analisado é o de um compressor de capacidade de refrigeração na faixa de 80 W, operando com R600a na condição de *check-point*. A primeira coluna apresenta o tempo médio obtido nos ensaios de seguimento de referência, dado pelo tempo necessário para a variável entrar nos limites de variação aceitáveis para o ensaio (foi adotada a faixa de $\pm 0,5^\circ\text{C}$ de variação dinâmica). A segunda coluna apresenta o erro estático, calculado como o desvio entre o sinal de referência e a média da saída depois de atingido o regime permanente (foi adotado um tempo de 30 minutos para cômputo da média dos sinais medidos). A terceira coluna apresenta o desvio-padrão dos dados em regime permanente (para determinação do desvio-padrão foram adotados os mesmos 30 minutos anteriores utilizados para cômputo da média).

Tabela 3: Resultados dos controladores propostos para uma mesma condição

Controlador	Seguim. referência (min)	Erro estático ($^\circ\text{C}$)	Desvio-padrão ($^\circ\text{C}$)
PID	200	0,001	0,17
PS modificado	120	0,847	0,28
PSF	40	0,001	0,06

Observa-se que para o problema em questão, o PSF apresenta resultados melhores que as demais estratégias de controle em todos os quesitos. Os indicadores de desempenho analisados foram escolhidos com base nas características do ensaio de desempenho de compressores. Para o ensaio ser considerado como estando em regime permanente, a variável medida deve ficar dentro de limites estabelecidos, que podem chegar a até $\pm 0,3^\circ\text{C}$ para a temperatura de saída do calorímetro. Dessa forma, o tempo necessário para atingir esses limites é um dos principais requisitos. Quanto mais rápido for o transitório, mais rapidamente o compressor será ensaiado. O erro estático não é um problema crítico por poder ser compensado posteriormente no cálculo do resultado, porém é interessante anulá-lo para que as condições de ensaio em diferentes compressores sejam homogeneizadas. O desvio-padrão determina a variação que ocorre no sinal, o que permite inferir se o comportamento da temperatura de saída do calorímetro pode efetivamente ser considerada como estando em regime permanente para as condições impostas para os ensaios. Caso o desvio-padrão seja muito grande, há risco de o ensaio não ser completado devido ao fato de uma oscilação levar o sinal de saída a extrapolar a faixa especificada como regime permanente. Nesse caso, a contagem de tempo do ensaio é reiniciada a partir do ponto em que a variável retorna aos limites definidos. A rejeição de perturbação não foi analisada para os controladores PID e PS modificado porque eles não apresentaram resultados dentro do esperado nem para seguimento de referência.

No modelo desenvolvido, a mudança de compressor implica em uma alteração na vazão mássica, que, por sua vez, influencia nos valores do calor removido devido à evaporação do fluido refrigerante (ϕ_r), no atraso de transporte (L) e no ganho de velocidade (K_v) ou na cons-

tante de tempo, caso seja adotado um modelo de primeira ordem. Dessa forma, pode ser necessário alterar esses parâmetros no preditor da estrutura de controle e também pode ser necessário alterar os parâmetros do controlador para que este considere a nova dinâmica imposta à bancada. Para o caso de substituição de compressores por outros praticamente equivalentes não há necessidade de alteração dos parâmetros do controlador, visto que a estrutura é robusta o suficiente para tratar essas variações, assim como erros de modelagem.

Foram presenciados casos nos quais a alteração da estrutura de controle se fez necessária para permitir que se obtivesse um resultado satisfatório em malha fechada. Para a bancada operando com R134a, por exemplo, o PS modificado de Mataušek e Micić (44) apresentou resultados excelentes. Resultados equivalentes, entretanto, não foram observados para vazões mássicas menores (especialmente para a bancada operando com R600a). Nesse caso, os resultados foram bastante melhores com emprego do PSF, proposto por Normey-Rico, Bordons e Camacho (52).

Um controlador de pré-alimentação de perturbação, como o empregado para transição da condição de ensaio no compressor de baixa capacidade cujo resultado é apresentado na figura 41, é empregado para ensaios de levantamento de curvas. Com isso, o tempo necessário para mudança de condição é bastante reduzido, visto que esse efeito é antecipado pelo controlador antes mesmo de ser observado na saída. Esse comportamento é bastante desejável, principalmente para sistemas com atraso de transporte dominante, visto que consegue-se aproveitar o conhecimento *a priori* da mudança de condição para evitar longos transitórios entre condições. O transitório necessário é apenas aquele para compensar possíveis erros de modelagem no controlador de pré-alimentação e para tratar os efeitos causados pelos transitórios das demais grandezas envolvidas no ensaio.

Para as necessidades atuais das bancadas de ensaio de desempenho de compressores, os resultados obtidos são satisfatórios. Apesar de não se ter chegado a um tempo de transitório tão baixo em R600a quanto em R134a, o tempo de ensaio ainda não é limitado pela temperatura de saída do calorímetro. Tipicamente a temperatura de corpo do compressor é a variável de dinâmica mais lenta durante o ensaio, logo, a duração do teste é determinada pela temperatura do corpo e não pela temperatura de saída do calorímetro.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 Conclusões

Este trabalho focou na apresentação dos aspectos teóricos e dos resultados experimentais de modelagem, identificação e controle da temperatura em um calorímetro empregado para ensaio de desempenho de compressores de refrigeração. A grandeza em estudo tipicamente apresenta um comportamento integrador com atraso de transporte e raramente são encontrados resultados experimentais da aplicação de controladores a processos industriais com essa dinâmica.

Apesar de a dissertação ter se atido ao controle da temperatura de saída do calorímetro, as bancadas empregadas para ensaiar compressores apresentam diversas variáveis que precisam ser controladas. Além do grande número de variáveis para serem controladas, há grande diversidade de processos, que abrangem controles de temperatura, pressão e tensão. Como elemento complicador, há grande variedade de dinâmicas diferentes para o mesmo tipo de processo. Por exemplo, o modelo da temperatura de saída do calorímetro apresenta grande atraso de transporte, além de comportamento de um integrador ou muito próximo a este. Por outro lado, a planta associada com a temperatura do separador de óleo comporta-se como um sistema simples de primeira ordem.

Como parte do trabalho de mestrado, atuou-se no controle de todas essas variáveis, de forma a permitir o ajuste da temperatura de saída do calorímetro sem necessidade de preocupação com possíveis perturbações decorrentes das demais variáveis. A maioria dessas variáveis pode ser controlada com emprego de controladores PID e preferiu-se manter essa estrutura de controle quando possível, visto que controladores PID são os mais comumente encontrados na indústria. Mesmo os controladores PID foram implementados de forma digital no PXI empregado. Os resultados foram bastante satisfatórios e obtiveram-se comportamentos em malha fechada que contribuíram para a aceleração do período de transitório, além de terem contribuído para a minimização da incerteza. A minimização da incerteza se dá principalmente por dois fatores: a constância obtida em regime permanente e a garantia de que o ensaio realmente está sendo realizado na condição especificada e não nas proximidades desta.

Transposto o problema de controle das demais variáveis, maior esforço foi dedicado ao controle da temperatura de saída do calorímetro. O controle de plantas integradoras ou com dinâmica próxima à integradora e com atraso de transporte trata-se de um problema apenas recentemente explorado de forma satisfatória. O controle preditivo para plantas integradoras é estudado mais intensamente há cerca de quinze anos e ainda é tema de diversos artigos científicos em renomados periódicos internacionais. Ainda existem diversas questões em aberto que merecem estudos mais aprofundados. O presente trabalho tem sua parcela de contribuição para o conhecimento acumulado sobre o assunto, uma vez que trata em detalhes um problema prático do emprego dessa estrutura de controle, passando pela discretização e pela implementação propriamente dita. Existem muitos artigos publicados acerca do emprego da estrutura de controle em plantas simuladas, porém os resultados experimentais são bastante escassos e nenhum dos encontrados trata de sistemas de refrigeração. Como forma de contribuir para a divulgação desses resultados, um artigo científico com parte do conteúdo desta dissertação foi submetido para uma renomada revista internacional e atualmente aguarda revisão.

Os resultados experimentais mostraram que os controladores estudados para a temperatura de saída do calorímetro levaram a bons resultados tanto no seguimento de referência quanto na rejeição de perturbação. O seguimento de referência sem erros em regime permanente é essencial para que o compressor possa ser ensaiado na condição especificada. Além disso, um seguimento rápido permite que o ensaio seja realizado também de forma mais rápida. A rejeição de perturbação é essencial para que ensaios não sejam perdidos devido a variações que ocorram no sistema depois de iniciada a contagem do tempo de ensaio. Deve, ainda, ser ressaltada a importância da rejeição de perturbações de carga para evitar erros em regime permanente, visto que na prática é impossível acertar o ponto de linearização que leva o sistema a permanecer em equilíbrio térmico ($\Delta\phi = 0$). Essa diferença do ponto de linearização no valor de potência apresenta o mesmo efeito de uma perturbação de carga do tipo degrau aplicada no instante $t = 0$ e mantida constante durante todo o ensaio. Dessa forma, caso o controlador não fosse capaz de rejeitar perturbações de carga constantes, o sistema em malha fechada apresentaria um erro de seguimento em regime permanente.

A utilização de uma bancada real impõe dificuldades adicionais ao problema de controle. Por melhor que seja o modelo estimado da planta, ele consiste em uma representação matemática do que ocorre fisicamente. Dessa forma, há dinâmicas que não são modeladas e muitas vezes há dinâmicas que sequer podem ser previstas. Além das dinâmicas não modeladas, que muitas vezes podem ser não lineares, sistemas físicos estão sujeitos a ruídos de medição e sinais de perturbação com diferentes formatos. A soma desses efeitos constitui-se em uma dificuldade adicional ao emprego de controladores que realizam compensação de atraso de transporte. Es-

ses controladores baseiam-se no modelo da planta para realizarem previsões, logo uma boa modelagem é essencial para que o sistema em malha fechada apresente resultados satisfatórios. Conforme mostrado no decorrer do trabalho, a possibilidade de acelerar ou não a resposta de uma estrutura baseada em preditor está diretamente relacionada com o erro de estimação. Baixos erros de estimação, em especial no valor de atraso de transporte, permitem que o controlador preditivo seja ajustado de forma pouco conservadora. Esse ajuste faz com que as dinâmicas apresentadas por controladores tradicionais, como o PID, e por controladores com preditores sejam significativamente diferentes. Por outro lado, erros elevados de estimação fazem com que estruturas com preditores tenham que ser ajustadas de forma conservadora. Esse ajuste faz com que as dinâmicas apresentadas pelos controladores tradicionais e pelos controladores com compensação de atraso de transporte sejam bastante semelhantes.

Os controladores propostos são relativamente simples de serem ajustados e levaram a resultados bastante bons. O PS modificado possui apenas três parâmetros de ajuste, sendo dois deles obtidos diretamente da resposta do sistema em malha aberta. O PSF possui um projeto um pouco mais complexo, mas mesmo assim o ajuste é bastante intuitivo. Os resultados podem ser ainda melhores caso seja empregado um ajuste de controle para cada compressor em cada condição, todavia isso se torna praticamente impossível. Pequenos ajustes podem ser realizados para otimizar a resposta dinâmica, porém realizar um projeto completo para cada compressor em cada condição demandaria muito tempo, dada a ampla gama de modelos de compressores e de condições ensaiados. Na prática, os compressores e condições são divididos em grupos e os parâmetros do controlador são escolhidos com base nesses grupos. A robustez do controlador se faz, então, necessária para garantir não só a estabilidade robusta, mas um certo grau de desempenho mesmo quando ensaiando compressores que levam o sistema a ter um comportamento ligeiramente diferente daquele utilizado para o projeto do controlador.

Além de ser um problema de controle bastante interessante, esse tipo de bancada é muito empregada por fabricantes de compressores de refrigeração. A Embraco, empresa parceira no desenvolvimento do trabalho, possui cerca de 40 bancadas desse tipo, em todas as suas unidades espalhadas pelo mundo. O resultado do trabalho permite que bancadas tipicamente operadas em modo manual possam ser operadas em modo automático. Essa automação se reflete em melhorias na repetitividade do ensaio e em minimização do tempo demandado pelo mesmo, além de tornar possível a construção de uma bancada completamente automática, que já está em vias de conclusão. Todos esses ganhos permitem que sejam obtidos dados mais confiáveis nos ensaios, que se traduzem em dados mais confiáveis para atividades de pesquisa e desenvolvimento, catálogos e aprovação de produtos. Além disso, essas bancadas são bastante caras e o controle automático aumenta a produtividade dos ensaios, permitindo que mais compressores sejam en-

saiados por unidade de tempo.

Os resultados foram bastante animadores e dentro das expectativas. As necessidades atuais das bancadas para ensaio de desempenho de compressores foram supridas, todavia, com a evolução em paralelo de outras técnicas para aceleração do transitório, a temperatura de saída do calorímetro pode vir a se tornar a variável crítica para o ensaio. Nesse sentido, é importante a pesquisa de novas alternativas para o controle dessa variável. Melhores resultados poderão ser obtidos com o desenvolvimento de modelos que representem melhor a dinâmica da planta ou então com aplicação de controladores multivariáveis, que levem em conta a inter-relação entre as variáveis para cômputo da lei de controle.

Uma alternativa que facilitaria o problema de controle é a construção de bancadas específicas para ensaiar compressores com determinadas faixas de capacidade de refrigeração. Atualmente, a mesma estrutura de bancada é utilizada para ensaiar toda a gama de compressores para aplicação doméstica. Isso se reflete em maiores incertezas de medição e em dinâmicas muito lentas para compressores que impõem baixa vazão mássica. Como a bancada deve ser dimensionada para atender ao pior caso, o circuito acaba tornando-se extremamente grande para compressores de baixa capacidade de refrigeração, o que intensifica o atraso de transporte e aumenta em demasia as constantes de tempo da planta.

Ainda há necessidade de tempo e de um maior conjunto de ensaios para avaliar o comportamento dos controladores propostos em diversas condições. O presente trabalho apresentou resultados obtidos com ensaios de algumas famílias de compressores em algumas condições de ensaio, porém foi suficiente para indicar a estrutura de controle mais adequada para cada problema. Durante o ano de 2009 os controladores serão inseridos na rotina do Laboratório de Avaliação da Embraco e assim será possível testar as estruturas de controle em diferentes modelos e validar os resultados.

Dados os resultados já obtidos, pode-se afirmar que tanto o objetivo geral quanto os objetivos específicos para este trabalho foram alcançados. Recursos de automação do ensaio de desempenho foram desenvolvidos, tornando possível, sob o ponto de vista de controle, uma bancada automática de ensaio de desempenho de compressores.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

O presente trabalho faz parte de um projeto de parceria desenvolvido entre a UFSC e a Embraco e consiste em apenas uma das etapas do projeto. O projeto como um todo terá continuidade na universidade e, além disso, os resultados já estão sendo implementados na rotina da

empresa.

No tocante especificamente ao domínio deste trabalho, propõe-se um estudo mais aprofundado dos modelos da planta, que poderão conduzir a ajustes menos conservadores nos controladores. Através do procedimento de modelagem podem, ainda, ser identificadas as relações existentes entre as diversas variáveis do processo. Nesse caso, indica-se o estudo de um sistema multivariável de controle para o painel de ensaios.

A bancada de ensaio apresenta dois métodos simultâneos e independentes para determinação da capacidade de refrigeração. No caso da bancada em estudo, métodos C (calorímetro a seco) e F (medição de vazão mássica). Cabem estudos de como aproveitar as informações do método F para obter uma estimativa do valor de potência inicial que deve ser aplicada à fonte para equilibrar o calor removido pela evaporação do refrigerante.

Cabe, também, um estudo de alternativas para utilizar os dados armazenados em cada ensaio para realizar um ajuste adaptativo dos controladores. Com a informação de ensaios passados é bastante provável que se consiga otimizar o comportamento das variáveis de interesse.

Propõe-se, ainda, a realização de ensaios com controladores controlador preditivo generalizado – do inglês *generalized predictive controller* (GPC), como alternativa de ajuste do PSF. O GPC foi proposto por Clarke, Mohtadi e Tuffs (57) e se tornou um dos métodos de MPC mais empregados tanto na indústria quanto na academia (36). O GPC possui parâmetros de ajuste que podem ser relacionados com a prática industrial e é capaz de tratar restrições de controle, que podem vir a aparecer durante o ensaio de compressores de maior capacidade de refrigeração. Além disso, é possível aproveitar-se das vantagens dessas duas estruturas empregando um preditor baseado no PSF e controlador primário e filtro de referência ajustados de acordo com o procedimento de otimização do GPC, o chamado DTC-GPC.

Além do algoritmo de controle, propõem-se como objetos de estudo transdutores e atuadores que sejam mais adequados ao sistema em questão. Essa sugestão não se limita aos equipamentos relacionados com a temperatura de saída do calorímetro, mas é válida para todas as variáveis medidas e controladas na bancada. Nenhum sistema de controle pode obter melhor resolução que o sistema de medição empregado para o sinal de realimentação. Além disso, a variável não pode permanecer constante em regime permanente caso o próprio atuador provoque as oscilações em malha aberta e não seja rápido o suficiente para corrigi-las em malha fechada. Dessa forma, evoluções em transdutores e atuadores, além de dotarem o sistema como um todo de menor incerteza de medição, permitem que o sistema em malha fechada apresente comportamento mais rápido durante o transitório e mais constante em regime permanente.

Por fim, propõe-se a aplicação dos conhecimentos adquiridos e sistematizados durante a realização deste trabalho a sistemas de refrigeração como refrigeradores e *freezers*. A estrutura de tais sistemas, em essência, é a mesma de uma bancada de ensaio de desempenho, porém os objetivos são diferentes. Apesar disso, os conhecimentos adquiridos de controle de sistemas com atraso dominante podem ser aplicados tanto para manter a temperatura em um gabinete de refrigerador quanto para fazer com que o resfriamento ocorra mais rapidamente. Pode-se, ainda, utilizar essa estrutura para controlar os graus de sub-resfriamento e de superaquecimento do sistema, variáveis essenciais para permitir o ajuste da eficiência do sistema de refrigeração. Atualmente há uma tendência de embarcar controladores em sistemas de refrigeração, principalmente os comerciais. Dessa forma, o conhecimento apresentado neste trabalho pode ser empregado a fim de aprimorar os trabalhos realizados nessa linha.

REFERÊNCIAS

- 1 O'NEAL, D. L.; COOPER, K. W.; HICKMAN, K. E. Refrigeration. In: KUTZ, M. (Ed.). **Mechanical engineers' handbook**. 2. ed. New York: Wiley-Interscience, 1998. cap. 62, p. 1879–1913.
- 2 STOECKER, W. J.; JABARDO, J. M. S. **Refrigeração industrial**. 2. ed. São Paulo: Edgard Blücher, 2002.
- 3 POLETTO, E. L. **Aprimoramento de uma bancada de ensaios de desempenho de compressores herméticos visando reduzir incertezas de medição**. 2006. 107 f. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- 4 STEINBACH, K. **Identificação do instante de entrada em condição de regime permanente em ensaios de desempenho de compressores**. 2008. 198 f. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- 5 FLESCH, R. C. C. **Desenvolvimento e instalação de recursos de automação aplicados a ensaios de compressores de refrigeração da Embraco**. 2006. 130 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) — Departamento de Automação e Sistemas, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- 6 BARBOSA, F. Q. **Redução das incertezas nas medições de grandezas elétricas em uma bancada de ensaios de desempenho de compressores**. 2006. 192 f. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- 7 HENKLEIN, P. **Análise de ensaios de desempenho de compressores herméticos durante o transitório**. 2006. 136 f. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- 8 SCUSSEL, J. N. **Propostas de ações para reduzir o tempo demandado por ensaio de desempenho de compressores herméticos**. 2006. 152 f. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- 9 PETROVIC, S. A. B. **Proposta de arquitetura do sistema de automação aplicado a ensaios de desempenho de compressores herméticos de refrigeração**. 2007. 115 f. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- 10 INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION. **ISO 917**: Testing of refrigerant compressors. Switzerland, Sept. 1989. 31 p.

- 11 BEJAN, A. Thermodynamics fundamentals. In: KUTZ, M. (Ed.). **Mechanical engineers' handbook**. 2. ed. New York: Wiley-Interscience, 1998. cap. 62, p. 1331–1350.
- 12 ÇENGEL, Y. A.; BOLES, M. A. **Thermodynamics: An engineering approach**. 6. ed. New York: McGraw Hill Higher Education, 2007.
- 13 WYLEN, G. J. V.; SONNTAG, R. E. **Fundamentos da termodinâmica clássica**. 4. ed. São Paulo: Edgard Blücher, 1995.
- 14 STOECKER, W. F.; JONES, J. W. **Refrigeration and air-conditioning**. New York: McGraw Hill, 1982.
- 15 AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS. **ANSI/ASHRAE 23**: Methods of testing for rating positive displacement refrigerant compressors and condensing units. Atlanta, GA, 2005. 14 p.
- 16 EUROPEAN COMMITTEE FOR STANDARDIZATION. **EN 13771-1**: Compressors and condensing units for refrigeration – Performance testing and test methods – Part 1: Refrigerant compressors. Brussels, Apr. 2003. 25 p.
- 17 ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 11947**: Compressores de refrigeração – Método de ensaio. Rio de Janeiro, 1979. 31 p.
- 18 EUROPEAN COMMITTEE FOR STANDARDIZATION. **EN 12900**: Refrigerant compressors – Rating conditions, tolerances and presentation of manufacturer's performance data. Brussels, Oct. 2005. 12 p.
- 19 ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 13410**: Condições de ensaio para determinação da capacidade de refrigeração nominal de compressores herméticos e semi-herméticos para refrigeração. Rio de Janeiro, jun. 1995. 4 p.
- 20 AIR-CONDITIONING AND REFRIGERATION INSTITUTE. **ARI 540**: Performance rating of positive displacement refrigerant compressors and compressor units. Arlington, VA, 2004. 12 p.
- 21 AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS. **ANSI/ASHRAE 41.9**: Calorimeter test methods for mass flow measurements of volatile refrigerants. Atlanta, GA, 2000. 22 p.
- 22 _____. **ANSI/ASHRAE 41.10**: Flowmeter test methods for mass flow measurements of volatile refrigerants. Atlanta, GA, 2003. 21 p.
- 23 ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 14665**: Sistema de refrigeração com gás R134a – Requisitos. Rio de Janeiro, abr. 2001. 5 p.
- 24 DOSSAT, R. J. **Princípios de refrigeração**. São Paulo: Hermus, 1980.
- 25 BOHLIN, T. **Practical grey-box process identification: Theory and applications**. London: Springer, 2006.
- 26 FLESCHE, R. C. C. Desenvolvimento de recursos de processamento de imagem aplicados à metrologia. In: XIV SEMINÁRIO DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA. **Anais do XIV SIC**. Florianópolis: UFSC, 2004.

- 27 HOUPIS, C. H.; LAMONT, G. B. **Digital control systems: theory, hardware, software**. 2. ed. New York: McGraw Hill, 1992.
- 28 APREA, C.; MASTRULLO, R.; RENNO, C. Experimental analysis of the scroll compressor performances varying its speed. **Applied Thermal Engineering**, v. 26, n. 10, p. 983–992, July 2006.
- 29 BI, Q. *et al.* Advanced controller auto-tuning and its application in HVAC systems. **Control Engineering Practice**, v. 8, n. 6, p. 633–644, June 2000.
- 30 WANG, Q.-G. *et al.* Multivariable controller auto-tuning with its application in HVAC systems. In: **Proceedings of the 1999 American Control Conference**. San Diego, CA: IEEE, 1999. v. 6, p. 4353–4357.
- 31 LI, X. *et al.* A new method for controlling refrigerant flow in automobile air conditioning. **Applied Thermal Engineering**, v. 24, n. 7, p. 1073–1085, May 2004.
- 32 TIAN, J.; FENG, Q.; ZHU, R. Analysis and experimental study of MIMO control in refrigeration system. **Energy Conversion and Management**, v. 49, n. 5, p. 933–939, May 2008.
- 33 SONNTAG, C. *et al.* Hybrid nonlinear model-predictive control of a supermarket refrigeration system. In: **16th IEEE International Conference on Control Applications**. Singapore: IEEE, 2007. p. 1432–1437.
- 34 NAVARRO, E. *et al.* Test results of performance and oil circulation rate of commercial reciprocating compressors of different capacities working with propane (R290) as refrigerant. **International Journal of Refrigeration**, v. 28, n. 6, p. 881–888, Sept. 2005.
- 35 NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. **Control of dead-time processes**. London: Springer, 2007.
- 36 FLESCHE, R. C. C.; NORMEY-RICO, J. E. Estudo de um controlador PID e de um Controlador Preditivo Generalizado aplicados a um processo integrador com atraso de transporte dominante e incerteza na estimação paramétrica. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA. **Anais do XVII CBA**. Juiz de Fora: UFJF, 2008.
- 37 HUZMEZAN, M. *et al.* Time delay integrating systems: a challenge for process control industries. A practical solution. **Control Engineering Practice**, v. 10, n. 10, p. 1153–1161, 2002.
- 38 NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. Dead-time compensators: A survey. **Control Engineering Practice**, v. 16, n. 4, p. 407–428, 2008.
- 39 MASCOLO, S. Modeling the Internet congestion control using a Smith controller with input shaping. **Control Engineering Practice**, v. 14, n. 4, p. 425–435, 2006.
- 40 SMITH, O. J. M. Closed control of loops with dead time. **Chemical Engineering Progress**, v. 53, p. 217–219, May 1957.
- 41 ZHONG, Q.-C. **Robust control of time-delay systems**. London: Springer, 2006.

- 42 WATANABE, K.; ITO, M. A process-model control for linear systems with delay. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 26, n. 6, p. 1261–1269, Dec. 1981.
- 43 ÅSTRÖM, K. J.; HANG, C. C.; LIM, B. C. A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 39, n. 2, p. 343–345, Feb. 1994.
- 44 MATAUŠEK, M. R.; MICIĆ, A. D. A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 41, n. 8, p. 1199–1203, Aug. 1996.
- 45 _____. On the modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 44, n. 8, p. 1603–1606, Aug. 1999.
- 46 INGIMUNDARSON, A.; HÄGGLUND, T. Robust tuning procedures of dead-time compensating controllers. **Control Engineering Practice**, v. 9, n. 11, p. 1195–1208, Nov. 2001.
- 47 NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. Robust tuning of dead-time compensators for processes with an integrator and long dead-time. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 44, n. 8, p. 1597–1603, 1999.
- 48 KAYA, I. Two-degree-of-freedom IMC structure and controller design for integrating processes based on gain and phase-margin specifications. **IEE Proceedings – Control Theory and Applications**, v. 151, n. 4, p. 401–407, 2004.
- 49 LU, X. *et al.* A double two-degree-of-freedom control scheme for improved control of unstable delay processes. **Journal of Process Control**, v. 15, n. 5, p. 605–614, Aug. 2005.
- 50 MORARI, M.; ZAFIRIOU, E. **Robust process control**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1989.
- 51 NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrative processes with dead-time. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 47, n. 2, p. 299–305, Feb. 2002.
- 52 NORMEY-RICO, J. E.; BORDONS, C.; CAMACHO, E. F. Improving the robustness of dead-time compensating PI controllers. **Control Engineering Practice**, v. 5, n. 6, p. 801–810, 1997.
- 53 GUO, S. M.; WANG, W.; SHIEH, L. S. Discretisation of two degree-of-freedom controller and system with state, input and output delays. **IEE Proceedings – Control Theory and Applications**, v. 147, n. 1, p. 87–96, 2000.
- 54 ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-controlled systems: theory and design**. 3. ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1997.
- 55 OPPENHEIM, A. V.; WILLISKY, A. S.; NAWAB, S. H. **Signals and systems**. 2. ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.
- 56 GRAY, R. M.; NEUHOFF, D. L. Quantization. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 44, n. 6, p. 2325–2383, Oct. 1998.

57 CLARKE, D. W.; MOHTADI, C.; TUFFS, P. S. E. Generalized predictive control – part I: the basic algorithm. **Automatica**, v. 23, n. 2, p. 137–148, 1987.