



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
TRABALHO DE CONCLUSÃO EM ENGENHARIA DE
CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Controle de Temperatura com Compensação de Tempo Morto em Aquecedores de Água Baseados em Chama Modulante

Autor: Mateus Eduardo Henz

Orientador: Eduardo André Perondi

Porto Alegre, dezembro de 2013

Sumário

Sumário	ii
Agradecimentos	iii
Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	vii
Lista de Símbolos	viii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	1
1.2 Estrutura do trabalho	2
2 Revisão Bibliográfica	3
2.1 Preditor de Smith	4
2.1.1 Propriedades do Preditor de Smith	5
2.1.2 Limitações do Preditor de Smith	6
2.2 Identificação de sistemas com tempo morto	6
2.2.1 Método dos mínimos quadrados	6
3 Materiais e Métodos	9
3.1 Descrição da bancada experimental (CONTROLGAS)	9
3.2 Modelagem	10
3.3 Identificação dos parâmetros	12
4 Projeto do Controlador	14
4.1 Projeto do controlador para o caso nominal:	14
4.2 Análise de robustez no SP	15
4.3 Projeto Robusto do Preditor de Smith	16
4.4 Preditor de Smith Filtrado	18
4.5 Configuração PI-PD do Preditor de Smith	20
5 Resultados Experimentais	24
6 Conclusões e Trabalhos Futuros	29
7 Referências	30
Anexos	32
Apêndices	33

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a minha mãe, Margarida Henz, que sempre me incentivou e esteve do meu lado, nos momentos de alegria, nos momentos difíceis e, mesmo com a distância de um oceano, esteve sempre me apoiando quando estive longe.

A todos os professores que, ao longo do curso, me ensinaram o valor da sabedoria, pois, muitas vezes as lições ensinadas também foram lições de vida. Agradeço em especial ao meu professor orientador Eduardo André Perondi que me guiou neste trajeto final da engenharia.

Aos meus amigos e gestores da Siemens, que me apoiaram ao longo deste último ano, e, aos meus amigos e colegas de engenharia, pelos momentos de descontração, e também de estudos, nestes últimos seis anos.

Resumo

Este trabalho propõe a utilização de uma estratégia de controle com compensação de tempo morto, de forma a realizar o controle de temperatura em aquecedores baseados no princípio de chama modulante, onde cada conjunto de queimadores pode ser acionado de forma individual. Desta forma, será possível posicionar o sensor de temperatura distante da saída do aquecedor e mais próximo do ponto de aplicação (por exemplo, chuveiro, aquário ou aplicações industriais) sem que o sistema apresente um comportamento muito oscilatório típico de sistemas com elevado tempo morto. O trabalho avalia as diversas propostas do Preditor de Smith existentes na literatura, de forma a projetar o controlador que melhor atenda as necessidades da aplicação. Os resultados obtidos apresentam uma resposta mais rápida do que em malha aberta e robusta perante variações dos parâmetros da planta e erros de modelagem, porém, oscilatória na presença de erros de identificação do tempo morto.

Palavras Chave: tempo morto, Preditor de Smith, controle de temperatura.

Abstract

This paper proposes the use of a dead time compensator strategy, in order to control the temperature in heaters based on the principle of modulating flame, where each set of burners can be driven individually. In this way, it will be possible to locate the temperature sensor far away from the heater and closer to the application point (eg, shower, aquarium or industrial applications) without having a very oscillatory behavior typical of systems with large dead time. The paper evaluates various proposals of Smith Predictor in the literature, in order to design the controller that best fits the needs of the application. The results show a faster response than the open loop one, and robust with variations in the plant parameters and modeling errors, but oscillatory in the presence of misidentification dead time.

Key-Words: dead time, Smith Predictor, temperature control.

Lista de Figuras

Figura 2.1: Estrutura do Preditor de Smith	5
Figura 3.1: Aquecedores convencionais (esquerda) e sistema CONTROLGAS (direita) (fonte: Gutterres, 2011)	9
Figura 3.2: Trocador de calor	11
Figura 3.3: Resultado da identificação do sistema de primeira ordem	12
Figura 3.4: Resposta ao salto do sensor PT100.....	13
Figura 4.1: Resultado da simulação do sistema controlado com SP para o caso nominal.	14
Figura 4.2: Resultado da simulação para o ajuste robusto do SP	18
Figura 4.3: Estrutura do Preditor de Smith Filtrado (FSP).....	19
Figura 4.4: Resultado da simulação com o FSP	20
Figura 4.5: Configuração PI-PD do Preditor de Smith	21
Figura 4.6: Resultado da simulação da estrutura PI-PD do SP	22
Figura 4.7: Resultado da simulação da estrutura PI-PD + FSP	23
Figura 5.1: Resultado do controlador para o caso nominal	24
Figura 5.2: Resultado do controle robusto	25
Figura 5.3: Resultado do FSP	26
Figura 5.4: Resultado experimental da estrutura PI-PD + Preditor de Smith	27
Figura 5.5: Resultado experimental da estrutura PI-PD + FSP	28

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Potência fornecida pelos conjuntos de queimadores..... 10

Tabela 4.1: Proposta de ajuste robusto do SP 17

Lista de Símbolos

$r(t)$	Referência [°C]
$q(t)$	Perturbação na entrada da planta [W]
$y(t)$	Saída medida [°C]
$\hat{y}(t)$	Saída predita pelo SP [°C]
$y_p(t)$	Saída predita realimentada ao controlador [°C]
E	Erro entre saída medida e saída predita [°C]
L	Tempo morto real [seg]
L_n	Tempo morto identificado [seg]
q_f	Potência calorífica fornecida [W]
J_L	Vazão volumétrica [L /min]
C_L	Calor específico do Líquido [J/kgK]
ρ	Densidade do líquido [Kg/m ³]
θ_e	Temperatura de entrada [°C]
θ_s	Temperatura de Saída [°C]
θ	Incremento de temperatura ($\theta_s - \theta_e$) [°C]
R_T	Resistência térmica das paredes do trocador
M_L	Massa de líquido no interior do trocador de calor [kg]
$\phi^T(t)$	Vetor de regressão
θ	Vetor de parâmetros
K_p	Ganho Proporcional [KW/°C]
T_i	Ganho Integral
$I_r(\omega)$	Índice de robustez para incertezas aditivas
$i_r(\omega)$	Índice de robustez para incertezas multiplicativas
T_0	Constante de tempo desejada em malha fechada [seg]
ΔL_{max}	Máxima variação do tempo morto [seg]
ξ	Fator de amortecimento

ω_0 Frequência natural [rad/seg]

Lista de Abreviaturas e Siglas

DEMEC – Departamento de Engenharia Mecânica

DTC - Dead-Time Compensator

FSP – Filtered Smith Predictor

FOPDT – First Order Plus Dead Time

LAMECC – Laboratório de Mecatrônica e Controle

NFSPC - Neuro-Fuzzy Smith Predictive Controller

PD – Controlador Proporcional + Derivativo

PI – Controlador Proporcional + Integral

PID – Controlador Proporcional + Integral + Derivativo

SP – Smith Predictor

SOPDT – Second Order Plus Dead Time

UFRGS – Universidade Federal do Rio Grande do Sul

1 Introdução

Apesar de serem amplamente difundidos comercialmente, aquecedores de água domésticos a gás pouco mudaram ao longo dos últimos anos em relação à sua forma construtiva e aos algoritmos de controle utilizados. Tendo em vista este fato, o projeto CONTROLGAS, que vem sendo desenvolvido desde 2006 no Laboratório de Mecatrônica e Controle da UFRGS (LAMECC), propõe a criação de um aquecedor de passagem de água a gás que baseia-se no princípio de chama modulante, onde pode-se acionar de forma individual cada conjunto de queimadores e, desta forma, o controle da temperatura se baseia no número de conjuntos que queimadores acionados (Perondi et al., 2008a).

Aquecedores tradicionais a gás, baseados no princípio de fluxo balanceado, além de apresentarem baixas eficiências devido à necessidade de inclusão de água não aquecida para controlar a temperatura, geralmente apresentam dificuldades de controle da temperatura pelo usuário. Essa dificuldade está associada ao fato de a temperatura apresentar um comportamento oscilatório devido ao longo atraso de transporte existente entre o aquecedor e o local da aplicação.

O atraso de transporte pode ser definido como o tempo transcorrido entre a execução de uma ação sobre uma variável controlada e o instante em que esta variável começa a mudar. Atrasos, ou tempos mortos, são uma parte fundamental na dinâmica de muitos processos industriais e comerciais e são causados, principalmente, pelo tempo necessário para realizar o transporte de massa, energia ou informação. Tempos mortos também podem estar relacionados ao tempo necessário para o processamento de dados ou ao atraso introduzido por diversos sistemas com dinâmica simples conectados em série (Normey-Rico e Camacho, 2007)

Processos com tempo morto são difíceis de controlar usando técnicas tradicionais, como PID, devido ao decréscimo de fase introduzido na malha pelo tempo morto (Palmor, 1996). Uma solução geralmente utilizada em controladores tradicionais é a diminuição do ganho proporcional de forma que o sistema possa operar de maneira estável, embora com dinâmicas muito lentas. Uma solução para este problema pode ser obtida através da utilização de controladores com compensação de tempo morto (“dead-time compensator”, DTC). O primeiro DTC foi proposto por Smith (1957) e ficou conhecido como Preditor de Smith (“Smith Predictor”, SP). O SP baseia-se na inclusão de um modelo da planta e do tempo morto na realimentação do sistema.

Ao longo dos últimos anos, com a rápida evolução das tecnologias digitais, a inclusão de controladores mais complexos, como os DTC, passou a ser viável e diversos estudos foram desenvolvidos propondo novas topologias de controle e modificações ao tradicional Preditor de Smith com o objetivo de melhorar suas características de desempenho e robustez.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é avaliar a possibilidade de posicionamento de um sensor de temperatura distante da saída do aquecedor e próximo ao ponto de aplicação (por exemplo, aquecer a água em um chuveiro, aquário ou para aplicações industriais). Para isto, será necessária a utilização de algoritmos de identificação de parâmetros para que se possa determinar a dinâmica do processo e do tempo morto. Esta técnica pode vir a ser aplicada em diferentes sistemas e ter seu procedimento automatizado.

Além disso, será realizada, no âmbito do presente trabalho, a análise das principais propriedades dos DTC, em especial o Preditor de Smith e suas modificações, com o objetivo de projetar um controlador capaz de controlar a temperatura na saída do processo de forma rápida e robusta, evitando as oscilações de temperatura tradicionalmente existentes em aquecedores convencionais e demais sistemas com elevados tempos mortos. As estratégias de controle analisadas neste trabalho serão aplicadas em um protótipo do aquecedor CONTROLGAS que utiliza o princípio de chama modulante.

1.2 Estrutura do trabalho

Este trabalho está estruturado da seguinte maneira: no Capítulo 2 será apresentada uma revisão do Preditor de Smith e suas principais propriedades, além uma revisão dos conceitos de identificação de parâmetros de sistemas lineares de primeira e segunda ordem. No Capítulo 3 será realizada a descrição da bancada de testes utilizada, bem como da modelagem do sistema físico e dos procedimentos de identificação dos parâmetros. No Capítulo 4 é apresentado o projeto de diversos controladores, comparando as modificações do SP apresentadas na literatura, juntamente à análise de robustez. No Capítulo 5 são apresentados os resultados práticos obtidos na bancada de testes enquanto que o Capítulo 6 apresenta as conclusões gerais do trabalho e propostas para trabalhos futuros.

2 Revisão Bibliográfica

Mesmo sendo equipamentos com uma grande escala comercial, são poucas as referências bibliográficas disponíveis sobre aquecedores domésticos a gás, tanto relacionadas à eficiência energética, quanto ao controle de temperatura dos mesmos. Nesse contexto, destacam-se os trabalhos de Vieira e Mota (2002, 2003 e 2007) e Perondi et al. (2008a e 2008b).

Em Vieira e Mota (2002), três estratégias de controle de aquecedores de passagem foram analisadas: controle inverso direto, controle baseado em modelo interno, e controle feedforward aditivo. Os autores concluíram que, nas condições testadas, o controle baseado em modelo interno apresentou o melhor resultado. Em Vieira e Mota (2003) foi proposta uma melhoria na estrutura do NFSPC (Neuro-Fuzzy Smith Predictive Controller), visando controlar a temperatura de aquecedores a gás na presença de longos tempos mortos. Essa estratégia permitiu a obtenção de melhores resultados na presença de erros de modelagem e variações no tempo morto. Vieira e Mota (2007) apresentam uma comparação entre um controle PID adaptativo e um controle utilizando Preditor de Smith aplicados a um aquecedor de água elétrico, concluindo que a estratégia utilizando o Preditor de Smith apresentou melhor desempenho devido às características do sistema (elevado tempo morto).

Perondi et al. (2008a) e Perondi et al. (2008b) apresentam uma nova proposta de aquecedores de passagem a gás, baseados no uso de chama modulante. Nesse sistema, o ajuste da temperatura é realizado através do acionamento individual de cada queimador, e não através da variação da vazão de gás. Essa proposta permite a obtenção de melhores desempenhos do sistema, principalmente quando operando com baixas elevações de temperatura.

Apesar de existirem poucas referências em relação ao controle de temperatura em aquecedores domésticos, a literatura é bastante extensa em se tratando de controle de sistemas com tempo morto, sendo que esses conceitos podem ser diretamente aplicados ao caso em estudo.

O primeiro compensador de tempo morto foi proposto por Smith (1957) e ficou conhecido como Preditor de Smith. Ao longo dos últimos anos diversas modificações e melhorias foram propostas com o intuito de melhorar o desempenho do Preditor de Smith. Normey-Rico e Camacho (2002) apresentam uma proposta de ajuste robusto do Preditor de Smith, considerando a existência de erros elevados na modelagem do sistema. Em Normey-Rico et al. (1997) é proposta a inclusão de um filtro de ganho unitário na realimentação, o qual é projetado para atenuar as oscilações na saída da planta. Esse filtro permite melhorar a robustez do sistema principalmente nas faixas de frequência desejadas. Micić et al. (2010) apresentam uma proposta de ajuste para o Preditor de Smith em sistemas de segunda ordem com tempo morto (SOPDT), e Kaya (2002) propõe a inclusão de dois novos controladores ao esquema tradicional do Preditor de Smith, onde, o primeiro controlador é usado para estabilizar processos instáveis ou integradores através da modificação da posição dos polos em malha fechada, e o segundo controlador é usado para melhorar as respostas ao seguimento de referência e rejeição de perturbações.

2.1 Preditor de Smith

Atrasos entre as variáveis de entrada e saída de processos são bastante comuns em aplicações industriais, sistemas biológicos, redes e em sistemas econômicos e sociais. Geralmente, o tempo morto é causado pelo transporte de energia ou matéria dentro do sistema, tempos de processamento, etc.

Segundo Normey-Rico e Camacho (2007), processos com tempo morto são difíceis de controlar usando controladores convencionais, tais como PID, pois:

- O efeito das perturbações só é detectado depois de um determinado tempo;
- O efeito da ação de controle demora a fazer efeito na variável manipulada;
- A ação de controle se baseia no erro atual, e tenta corrigir uma situação causada por uma ação do passado.

Estas dificuldades podem ser explicadas no domínio da frequência, pois o tempo morto introduz um decremento de fase no sistema, diminuindo o ganho de fase e podendo levar o sistema à instabilidade. O tempo morto pode ser representado pelo seguinte modelo linear:

$$G(s) = e^{-Ls}$$

onde L é o tempo morto. A resposta em frequência é obtida através de $G(j\omega) = e^{-j\omega L}$, onde o ganho e a fase de G são expressos por:

$$|G(j\omega)| = |e^{-j\omega L}| = 1, \quad \varphi G(j\omega) = \varphi e^{-j\omega L} = -\omega L, \quad \forall \omega > 0$$

Percebe-se, portanto, que o tempo morto não possui efeito sobre o ganho do sistema e irá afetar apenas a fase, introduzindo um decremento igual a $-\omega L$.

A utilização de técnicas tradicionais de controle, como PID, em processos com tempo morto exigem que os ajustes dos parâmetros sejam feitos de forma conservadora para garantir a estabilidade do sistema em malha fechada, produzindo assim respostas lentas (Palmor 1996). O preditor de Smith ("Smith Predictor" SP) é o primeiro sistema de controle proposto que introduz um compensador de atraso ("dead-time compensator" DTC) que baseia-se na inclusão do modelo do processo com atraso na malha de controle.

Segundo Normey-Rico e Camacho (2007), a estrutura do SP pode ser dividida em duas partes, conforme mostrado na Figura 2.1: um controlador primário $C(s)$ e a estrutura de predição. O controlador $C(s)$ é tipicamente um PID, e o preditor é composto por um modelo da planta sem o tempo morto $G_n(s)$ mais o modelo do tempo morto dado por $e^{-L_n s}$, onde L_n é a estimativa do tempo morto. $P(s)$ representa o sistema real, incluindo o tempo morto.

Como, em geral, o modelo obtido não representa completamente a dinâmica do processo, um fator de correção E , gerado pela diferença entre a saída medida e a saída predita pelo modelo, é introduzido na malha (Torrice, 2007). Percebe-se que, se não existirem erros de modelagem, o fator de correção E será igual a zero, e o controlador primário $C(s)$ pode ser ajustado como se não existisse tempo morto no sistema.

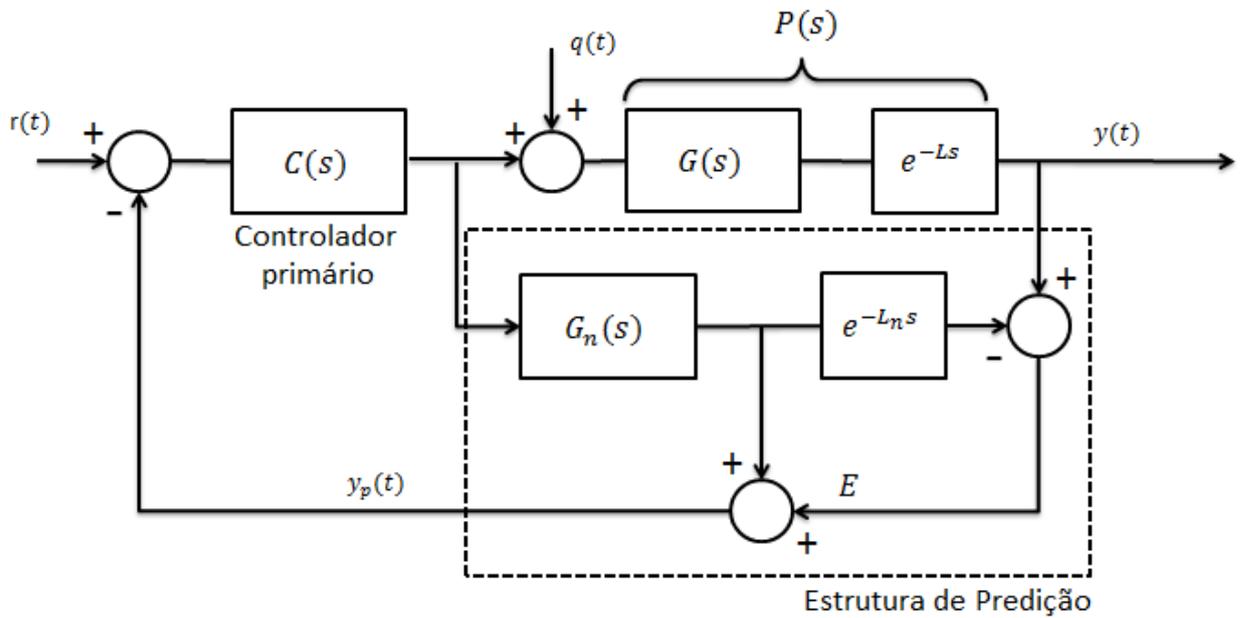


Figura 2.1: Estrutura do Preditor de Smith

Na Figura 2.1, $r(t)$ é a referência, $q(t)$ representa uma perturbação na entrada da planta, $y(t)$ é a saída medida e $y_p(t)$ é a saída prevista pelo SP. A função de transferência em malha fechada do Preditor de Smith é dada por:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s) + C(s)G_n(s) - C(s)G_n(s)e^{-L_n s}} \quad (2.1)$$

Para o caso nominal, onde não existem erros de modelagem, as funções de transferência em malha fechada para a referência e para a perturbação, são expressas, respectivamente, por:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (2.2)$$

$$H_q(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n \left[1 - \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right] \quad (2.3)$$

Neste caso, algumas propriedades e limitações importantes do SP devem ser observadas (Torrice, 2007).

2.1.1 Propriedades do Preditor de Smith

- **Compensação de atraso:** O atraso não interfere na equação característica de malha fechada ($1 + C(s)G_n(s) = 0$). Desta forma, o atraso não interfere na margem de fase do sistema.
- **Predição:** O sinal realimentado produzido pelo preditor antecipa a reação do sistema para mudanças na referência, ou seja, $y_p(t) = y(t + L_n)$. Porém, o mesmo não acontece no caso das perturbações. Se $q(t)$ variar rapidamente, seus efeitos não poderão ser eliminados do sinal de realimentação $y_p(t)$.
- **Compensação dinâmica ideal:** Considerando-se o controlador ideal dado por:

$$\frac{C(s)}{1 + C(s)G_n(s)} = G_n(s)^{-1} \quad (2.4)$$

a saída será expressa por:

$$y(t) = r(t - L) + G(s)e^{-Ls}[q(t) - q(t - L)] \quad (2.5)$$

Assim, é possível verificar que existe um limite de desempenho imposto pelo atraso, sendo que, mesmo nos casos em que se utiliza uma estrutura de predição e um controlador ideal, a resposta a perturbações sempre apresentará um atraso igual a $2L$, pois o controlador necessita um tempo igual a L para “sentir” o efeito da perturbação, e a ação de controle aplicada irá levar um tempo igual a L para fazer efeito na saída.

2.1.2 Limitações do Preditor de Smith

- Quando o controlador primário $C(s)$ é ajustado levando-se em conta o sistema sem tempo morto, o sistema em malha fecha pode ser instável quando existirem pequenos erros de modelagem.
- O SP não pode ser utilizado em processos instáveis em malha aberta, e, se o processo for integrador, a implementação não pode ser realizada conforme mostrado no diagrama da Figura 2.1.
- Se a planta é estável, não é possível definir o comportamento do sistema perante perturbações apenas com o ajuste do controlador primário. Se a planta é integradora, o sistema não rejeita perturbações constantes em regime permanente.

2.2 Identificação de sistemas com tempo morto

A identificação de sistemas tem por objetivo construir matematicamente modelos que representem a dinâmica de um sistema físico a partir de dados coletados do mesmo. De acordo com Nermev-Rico e Camacho (2007), o processo de identificação pode ser dividido em 3 etapas básicas:

- Aquisição de dados, onde se deve definir quais sinais serão mensurados e quais entradas são mais apropriadas para se aplicar ao processo.
- Definição do conjunto de modelos, que pode ser realizada através da abordagem de caixa cinza, onde se possui informações sobre a estrutura do modelo e deseja-se apenas encontrar os parâmetros do mesmo, ou através da abordagem de caixa preta, onde não existe nenhuma informação sobre o processo.
- Definição do melhor modelo, baseado no conjunto de modelos obtidos, onde se define aquele que melhor representa o sistema físico.

Os principais métodos de identificação de modelos existentes são os métodos baseados na resposta ao salto e no estimador de mínimos quadrados, esse último será utilizado neste trabalho.

2.2.1 Método dos mínimos quadrados

O método mais utilizado para identificação de parâmetros de funções de transferência em modelos discretos é o estimador de mínimos quadrados, baseado em

regressão linear. Segundo este método, modelos de sistemas físicos podem ser representados pela seguinte função de transferência discreta:

$$P(z) = G(z)z^{-d} = \frac{B(z^{-1})z^{-1}}{A(z^{-1})} z^{-d} \quad (2.6)$$

onde $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são polinômios em função da variável discreta z , expressos, respectivamente, por:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (2.7)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \quad (2.8)$$

Deseja-se determinar os parâmetros a_i e b_i e o tempo morto d . A saída $y(t)$ do modelo descrito pela Equação (2.6) é expressa por:

$$y(t) = -a_1y(t-1) - a_2y(t-2) - \dots - a_{na}y(t-na) + b_0u(t-d-1) + b_1u(t-d-2) + \dots + b_{nb}u(t-d-nb-1) + e(t)$$

que pode ser escrita na forma vetorial como:

$$y(t) = \phi^T(t)\theta + e(t) \quad (2.9)$$

onde $\phi^T(t) = [-y(t-1) \dots -y(t-na)u(t-d-1) \dots u(t-d-nb-1)]$ é chamado de vetor de regressão e $\theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{na} \ b_0 \ b_1 \ b_{nb}]^T$ é o vetor de parâmetros. Considerando uma sequência de saídas $y(t)$, para $t = 1, 2, \dots, N$, a Equação (2.9) pode ser expressa da seguinte maneira:

$$Y = \Phi\theta + \epsilon \quad (2.10)$$

onde $Y = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(N)]^T$, $\Phi(t) = [\phi(1) \ \phi(2) \ \dots \ \phi(N)]^T$ e $\epsilon = Y - \Phi\theta$. O objetivo é encontrar uma estimativa para o vetor de parâmetros ($\hat{\theta}$) utilizando os dados de $y(t)$ e ϕ^T , de tal forma que o erro de identificação $e(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ seja minimizado. O estimador de mínimos quadrados é definido como sendo o vetor $\hat{\theta}$ que minimiza o erro quadrático e é definido por:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (2.11)$$

Para a identificação do tempo morto d , Normey-Rico e Camacho (2007) propõem uma abordagem que consiste em definir o grau de $B(z^{-1})$ grande o suficiente para capturar o tempo morto no processo. Desta forma, após a identificação, os primeiros coeficientes de $B(z^{-1})$ serão nulos e o tempo morto pode ser definido como o número de coeficientes $b_i = 0$.

Quando as medidas obtidas são corrompidas por ruído, os primeiros coeficientes de $B(z^{-1})$ não serão iguais a zero. Uma regra simples para considerar um certo coeficiente b_i como sendo nulo é através da seguinte relação:

$$\text{se } b_{n-1} < 0,15b_n, \text{ então } d = n \quad (2.12)$$

A análise pelo método dos mínimos quadrados foi realizada no tempo discreto. Este trabalho, porém, irá realizar o projeto dos controladores em tempo contínuo, para isso é

necessário que seja feita uma transformação dos coeficientes encontrados em z para s . Isto pode ser feito utilizando-se a aproximação de Tustin, realizando-se a seguinte substituição de variáveis:

$$G(s) = G(z) \rightarrow z = \frac{1 + \frac{T_s}{2}}{1 - \frac{T_s}{2}} \quad (2.13)$$

onde T_s é o tempo de amostragem, que, neste trabalho, é igual a 0,1s.

3 Materiais e Métodos

3.1 Descrição da bancada experimental (CONTROLGAS)

Este trabalho é executado utilizando o aquecedor de água CONTROLGAS que vem sendo desenvolvido desde 2006 no Laboratório de Mecatrônica e Controle (LAMECC), coordenado pelo professor Eduardo André Perondi, no Departamento de Engenharia Mecânica da UFRGS (DEMEC).

Este aquecedor de passagem de água a gás baseia-se no princípio de chama modulante, onde pode-se acionar de forma individual cada conjunto de queimadores e, desta forma, a temperatura pode ser controlado com base no número de conjunto de queimadores acionados. A Figura 3.1 mostra a diferença no princípio de operação do sistema CONTROLGAS em relação aos sistemas convencionais de aquecimento a gás:

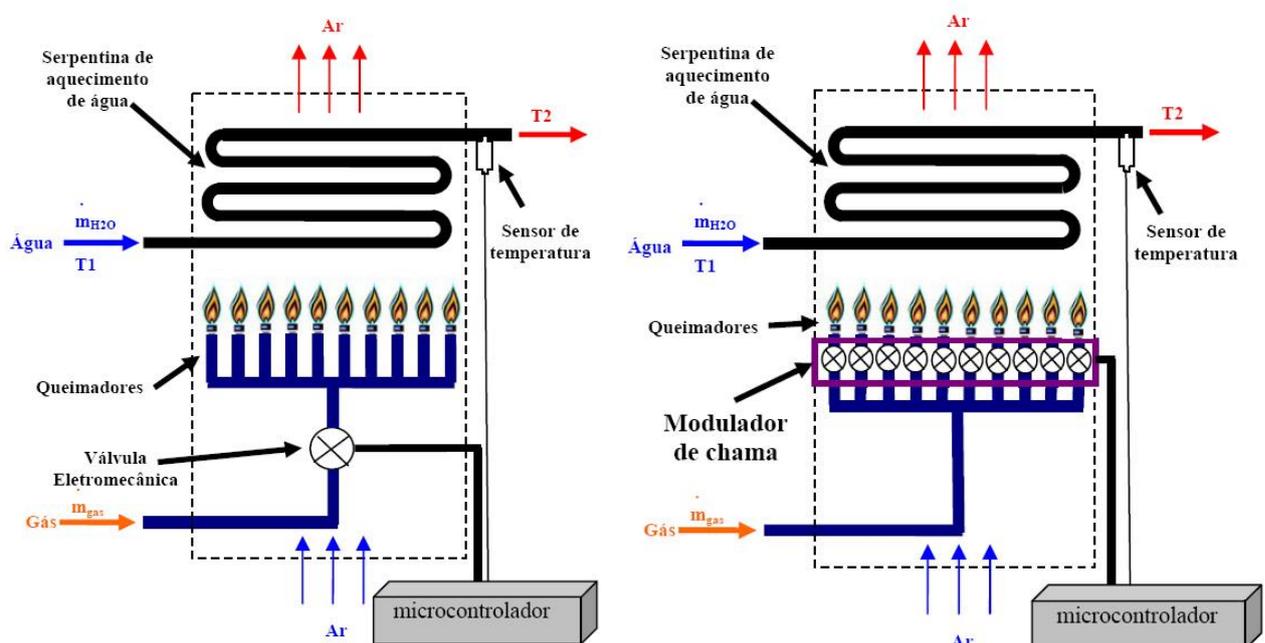


Figura 3.1: Aquecedores convencionais (esquerda) e sistema CONTROLGAS (direita)
(fonte: Gutterres, 2011)

O aquecedor CONTROLGAS, disponível no LAMECC, é constituído por 12 bicos de saída de gás que podem ser acionados de forma individual, através de válvulas solenoides, sendo uma para cada bico e uma para o acionamento geral. Para que o comando de acionamento seja executado, é necessário que uma válvula mecânica esteja aberta (por circulação de água) e que o solenoide geral esteja acionado. Para que a ignição do gás nos queimadores aconteça é necessária a utilização de um centelhador para que seja provocada uma descarga elétrica que irá acionar os queimadores. O aquecedor CONTROLGAS também possui um sensor de chamas que permite detectar a presença de fogo nos queimadores, e um sensor de água que identifica a passagem de água pelo sistema.

Para que o sistema apresente um grande tempo morto, uma mangueira, de aproximadamente 30m de comprimento, foi acoplada à saída do aquecedor. A temperatura é medida na saída do sistema. Para a medição da temperatura é utilizado um sensor do tipo PT100, cujo circuito é mostrado no Anexo 1. A aquisição dos dados é realizada através de uma placa DSpace.

O controle do aquecedor foi implementado por meio da ferramenta Simulink do software Matlab. O diagrama construído, mostrado no Apêndice 1, realiza o acionamento dos solenoides e do centelhador, além de realizar o controle de temperatura utilizando o Preditor de Smith. Como a ação de controle é realizada através do acionamento de um determinado número de conjunto de queimadores, esta ação de controle é não linear, pois a potência transmitida depende da posição geométrica de cada queimador com relação à serpentina onde ocorrem as trocas de energia. Desta forma, por exemplo, os queimadores centrais fornecem mais potência calorífica do que os exteriores.

Outra fonte de não linearidade consiste no fato de o sistema acrescentar ou retirar potência calorífica através da abertura ou fechamento das válvulas, de forma que a diminuição de temperatura depende apenas do arrefecimento natural do sistema, e não a uma ação aplicada. O cálculo da potência calorífica fornecida por cada conjunto de queimadores pode ser realizado através seguinte equação:

$$q_f = J_L \rho C_L \theta \quad (3.1)$$

onde q é a potência calorífica fornecida, J_L é a vazão da água, considerada constante e igual a 4,9 L/min, ρ é a massa específica, C_L é o calor específico do líquido e θ é o incremento de temperatura fornecido pelo conjunto de queimadores. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 1.

Tabela 3.1: Potência fornecida pelos conjuntos de queimadores.

Número de queimadores	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Potência fornecida (KW)	2,96	4,26	5,50	6,93	8,09	9,35	10,28	11,39	12,48	13,40	14,16

Na estratégia de controle proposta, a ação de controle calcula a potência calorífica que deve ser fornecida pelo aquecedor e, através do diagrama em Simulink mostrado no Apêndice 2, seleciona o número de conjuntos de queimadores que deve ser acionado para que seja fornecida a potência mais próxima ao valor desejado pelo controlador.

3.2 Modelagem

O aquecedor CONTROLGAS pode ser modelado de maneira aproximada baseando-se na estrutura do trocador de calor mostrado na Figura 3.2. Segundo Perondi (2010) uma análise rigorosa deste sistema envolve modelos a parâmetros distribuídos e, possivelmente, não lineares, porém, uma primeira aproximação linear pode oferecer uma boa aproximação que ser usada para esta aplicação de controle.

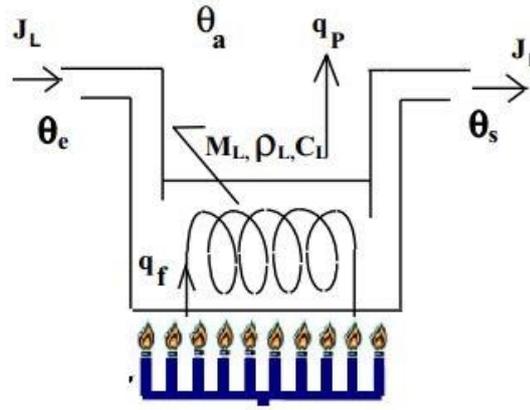


Figura 3.2: Trocador de calor

O trocador de calor mostrado na Figura 3.2 é alimentado com uma vazão J_L e as temperaturas de entrada e saída são definidas por θ_e e θ_s , respectivamente. O aquecimento é realizado pelo fornecimento de uma potência calorífica $q_f(t)$ que, no caso do CONTROLGAS, é fornecida pela chama dos queimadores. A massa líquida acumulada no interior do trocador, M_L , será considerada, por simplificação, constante.

De acordo com Perondi (2010) pode-se definir:

$$q_e(t) = q_f(t) + \rho C_L J_L \theta_e \quad (3.2)$$

onde ρ é a massa específica, e C_L o calor específico do líquido e a potência calorífica que entra no trocador de calor $q_e(t)$ é a soma da potência conduzida pela vazão de líquido que entra no trocador e da potência fornecida pelos queimadores, $q_f(t)$.

Considerando que a temperatura média no interior do volume seja dada por $(\theta_e + \theta_s)/2$, pode-se expressar a perda de potência calorífica para o ambiente como:

$$q_p(t) = \frac{1}{R_T} \left[\frac{\theta_e + \theta_s}{2} - \theta_a \right] \quad (3.3)$$

onde θ_a é a temperatura ambiente e R_T é resistência térmica das paredes do trocador. A potência calorífica que sai do trocador é definida por:

$$q_s(t) = \rho C_L J_L \theta_s + \frac{1}{R_T} \left[\frac{\theta_e + \theta_s}{2} - \theta_a \right] \quad (3.4)$$

De acordo com princípio de conservação da energia, o balanço de energia pode ser expresso por:

$$q_e(t) - q_s(t) = \frac{d}{dt} [C_L M_L (\theta_s - \theta_e)] \quad (3.5)$$

Considerando-se que a massa no interior do trocador é constante e que a temperatura de entrada está próxima à temperatura ambiente, define-se $\theta = \theta_s - \theta_e$. Desta forma, substituindo-se (3.1) e (3.3) em (3.4) obtêm-se:

$$q_f(t) = C_L M_L \dot{\theta} + \left(\rho C_L J_L + \frac{1}{2R_T} \right) \theta \quad (3.6)$$

Percebe-se que esta é uma equação diferencial ordinária de primeira ordem com coeficientes constantes, pois se considerou a vazão de entrada constante ao longo do modelamento do processo. No entanto, ao alterar a vazão, os coeficientes da equação tornam-se variáveis e o problema de controle se torna mais complexo. Para expressar este sistema de uma forma mais compacta, pode-se definir:

$$\frac{1}{R^*} = \rho C_L J_L + \frac{1}{2R_T} \rightarrow R^* = \frac{2R_T}{1 + 2\rho C_L R_T J_L} \quad ; \quad C_T = C_L M_L \quad (3.7)$$

onde R^* é definida como uma resistência térmica equivalente e C_T é a capacitância térmica do trocador. Desta forma obtêm-se:

$$C_T \dot{\theta} + \frac{1}{R^*} \theta = q_f(t) \quad (3.8)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.7) obtêm-se a relação entrada-saída do sistema, onde a entrada é a potência calorífica fornecida e a saída é o incremento de temperatura. A função de transferência obtida é dada por:

$$G_n(s) = \frac{Q(s)}{\theta(s)} = \frac{R^*}{C_T R^* s + 1} \quad (3.9)$$

3.3 Identificação dos parâmetros

Conforme mostrado na Seção 3.2, o aquecedor CONTROLGAS pode ser representado através de um modelo linear de primeira ordem. Desta forma, irá se utilizar a abordagem da caixa cinza na identificação de processos, uma vez que se possui uma proposta para a estrutura dinâmica do mesmo e deseja-se apenas realizar a identificação dos parâmetros.

A identificação dos parâmetros foi feita utilizando o método dos mínimos quadrados. O algoritmo desenvolvido em Matlab para o cálculo do estimador de mínimos quadrados é mostrado no Apêndice 3. Aplicou-se na entrada do processo uma entrada do tipo salto e a resposta obtida é mostrada na Figura 3.3.

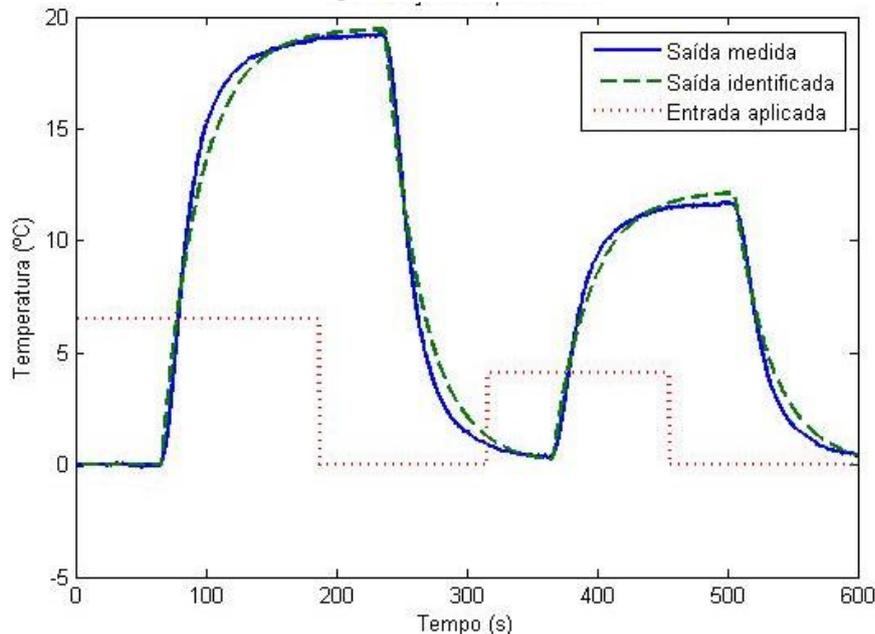


Figura 3.3: Resultado da identificação do sistema de primeira ordem

Apesar de sistemas térmicos, tipicamente, apresentarem dinâmicas de primeira ordem, pode-se perceber que, através da análise da resposta mostrada na Figura 3.3, a dinâmica apresentada pelo aquecedor possui características de um sistema de segunda ordem superamortecido, pois, a resposta ao salto possui o formato de “S”, com um ponto de inflexão na subida, porém, sem sobrepasso. Isso se deve ao fato de que o sensor de temperatura utilizado possui uma dinâmica muito lenta, com constante de tempo aproximadamente igual a 15s, devido ao seu encapsulamento, portanto, o polo da função de transferência do sensor possui influência sobre a resposta do sistema. A resposta ao salto obtida para o sensor é mostrada na Figura 3.4.

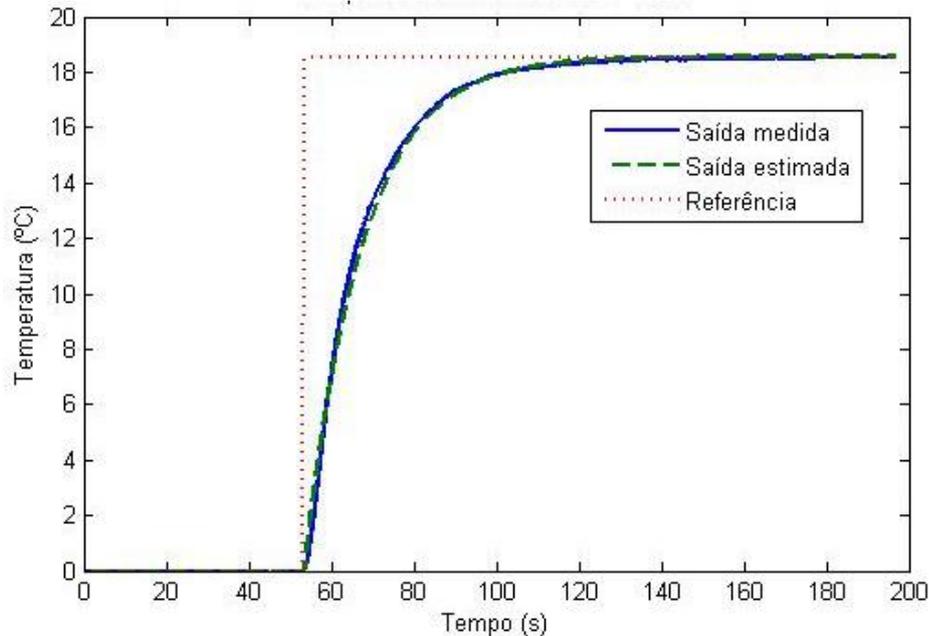


Figura 3.4: Resposta ao salto do sensor PT100

Foram identificados os parâmetros para os modelos FOPDT (first order plus dead time) e SOPDT (second order plus dead time). De acordo com Normey-Rico e Camacho (2007), a grande maioria dos processos industriais podem ser aproximados por modelos de primeira ordem e, seguindo esta ideia, este será o modelo utilizado na maioria das análises apresentadas nesse trabalho. Os modelos obtidos de primeira e segunda ordens para o CONTROLGAS são descritos, respectivamente, pelas equações (3.10) e (3.11).

$$P_n(s) = \frac{2,75e^{-45s}}{1 + 22.5s} \quad (3.10)$$

$$P_n(s) = \frac{2,75e^{-45s}}{(1 + 16.5s)(1 + 3.5s)} \quad (3.11)$$

4 Projeto do Controlador

Neste capítulo serão apresentados os principais métodos propostos para ajuste do Preditor de Smith e as modificações aplicadas ao mesmo. Será realizado o projeto dos controladores para o caso de estudo e analisadas as propriedades de todos os controladores propostos.

4.1 Projeto do controlador para o caso nominal:

Considerando-se o modelo FOPDT do aquecedor $P_n(s)$, identificado na Seção 3.3, e considerando o caso nominal do SP, ou seja, sem erros de modelagem, projetou-se o SP com um controlador primário como sendo um controle PI dado por:

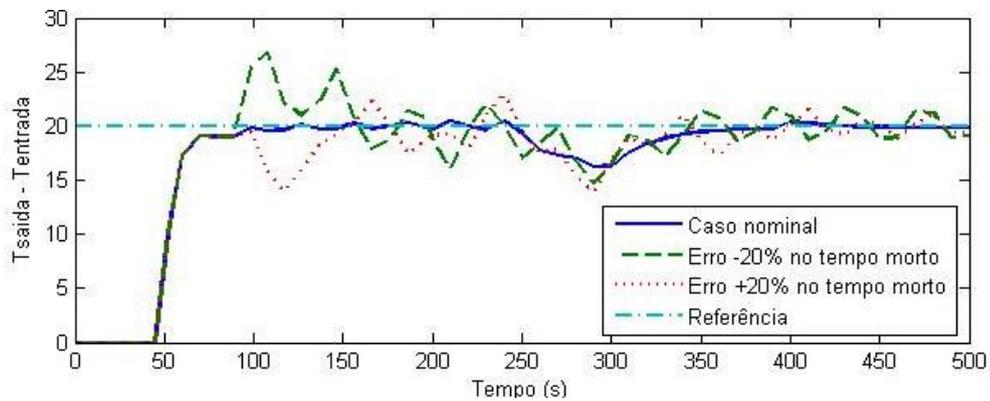
$$C(s) = K_p \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad (4.1)$$

onde o ganho integral T_i considerado é igual à constante de tempo do processo ($T_i = 22,5$) e K_p foi projetado de forma a obter-se uma constante de tempo dominante em malha fechada igual a 10s. Portanto:

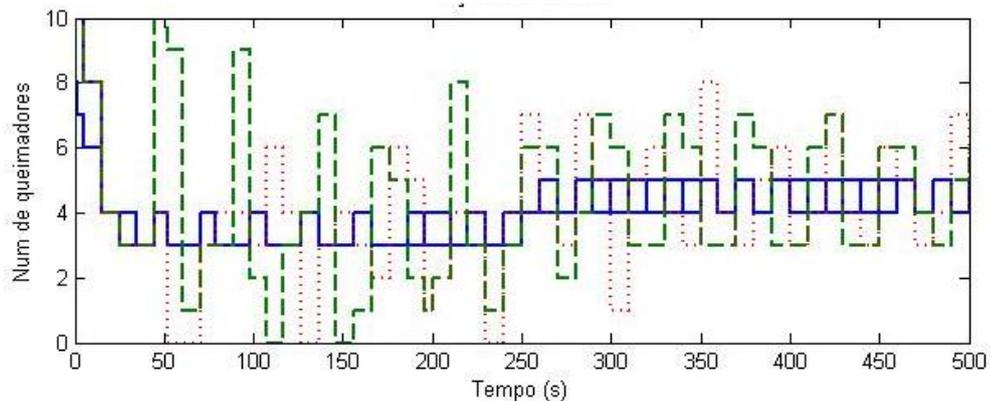
$$1 + C(s)G_n(s) = \left[1 + \frac{K_c K_p}{T_i s} \right]_{s=-\frac{1}{10}} = 0 \quad \rightarrow \quad K_c = 0,82 \quad (4.2)$$

$$C(s) = 0,82 \left[\frac{1 + 22.5s}{22.5s} \right] \quad (4.3)$$

Para o caso nominal, a resposta obtida em simulação é mostrada na Figura 4.1a.



a) Diferença de Temperatura $\theta(t)$



b) Ação de controle (Número de bobinas ligadas)

Figura 4.1: Resultado da simulação do sistema controlado com SP para o caso nominal.

Aplicou-se como referência uma função salto de 20°C e, no instante $t=200s$, aplicou-se uma perturbação de -1,5KW. Para a realização de uma análise inicial do efeito dos erros de identificação sobre o sistema, incluíram-se erros de -20% e +20% na identificação do tempo morto.

Nota-se através da figura 4.1a que, se não existirem erros de identificação, o projeto do controlador primário realizado sem a consideração do tempo morto apresenta uma resposta satisfatória, com um tempo de assentamento de aproximadamente 20s e sem sobrepasso. Porém, se existirem diferenças entre o tempo morto real e o identificado, a resposta do sistema torna-se oscilatória, podendo levar o sistema à instabilidade. Observa-se, também, que o sistema demorou duas vezes o valor do tempo morto para eliminar a perturbação na entrada da planta. Isso acontece, pois, ao aplicar uma perturbação na entrada da planta, esta será sentida pelo sensor apenas L segundos depois, e, nesse momento, o controlador começa a tomar uma ação que irá surtir efeito apenas mais L segundos depois.

Observa-se, também, que a ação de controle apresenta uma resposta oscilatória em regime, variando o número de conjunto de queimadores ligados. Isso acontece, pois, como a ação de controle é não linear e apresenta saltos entre os valores de potência calorífica fornecidos, é difícil fornecer exatamente a potência desejada pelo controlador para que a resposta apresente erro nulo em regime permanente. Desta forma, a ação de controle oscila, no caso da Figura 4.1b, entre 3 e 4 queimadores para que a temperatura varie em torno da temperatura desejada. Uma solução para este problema é a inclusão de uma histerese na ação de controle, de forma que se aceite um determinado erro na temperatura em regime permanente para que o controlador não varie o número de queimadores ligados. Outra solução é a inclusão de uma servoválvula para que seja realizado um ajuste fino na potência fornecida pelo aquecedor em regime permanente através da variação contínua da vazão de gás liberada para combustão.

Devido a limitações de conhecimento sobre os processos e erros associados à identificação matemática de sistemas, muitas vezes os modelos não representam fielmente a dinâmica do sistema real (Torricco 2007). Devido a este fato, se o projeto do controlador for baseado apenas em um modelo do processo, o mesmo pode evidentemente, não funcionar adequadamente no sistema real.

Deve-se, portanto, realizar o projeto do controlador de forma que este seja capaz de controlar o processo real de forma estável e satisfatória, mesmo que o modelo obtido para o sistema não seja altamente preciso, ou o sistema real esteja suscetível a variações de parâmetros. Nestes casos, pode-se dizer que o controlador é robusto (Palmor 1996).

Neste trabalho, o projeto do controlador será feito de forma a obter-se uma resposta estável na presença de erros de identificação e variações dos parâmetros e do tempo morto do aquecedor de passagem CONTROLGAS. Para isso, é necessário que o projeto do controlador seja feito de forma robusta.

4.2 Análise de robustez no SP

De acordo com Morari e Zafiriou (1989), as incertezas de modelagem podem ter várias origens. Algumas delas são: erros de medições de variáveis, desconhecimento da estrutura do processo em alta frequência, parâmetros do modelo que variam devido a não linearidades ou mudanças do ponto de operação, etc. Em geral, por simplicidade,

utilizam-se modelos de baixa ordem para representar o sistema e, desta forma, algumas dinâmicas existentes no sistema real podem não ser representadas no modelo.

Para a realização da análise de robustez, pode-se representar o sistema real ($P(s)$) através de um modelo de incertezas aditivas ou multiplicativas, assim:

$$P(s) = P_n(s) + \Delta P(s) \quad (4.4)$$

ou

$$P(s) = P_n(s)(1 + \delta P(s)) \quad (4.5)$$

onde $\Delta P(s)$ é o erro aditivo e $\delta P(s)$ o erro multiplicativo, ambos representam o máximo erro de modelagem do sistema.

Considerando o caso das incertezas do tipo aditivo, e o critério de Nyquist, Morari e Zafiriou (1989) definem uma condição suficiente para estabilidade robusta que é dada por:

$$|\Delta P(j\omega)| < \frac{|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)|}{|C(j\omega)|}, \quad \forall \omega > 0 \quad (4.6)$$

Um índice de robustez I_r pode ser definido como:

$$|\Delta P(j\omega)| < I_r(\omega) = \frac{|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)|}{|C(j\omega)|}, \quad \forall \omega > 0 \quad (4.7)$$

No caso de incertezas multiplicativas, pode-se definir o índice de robustez i_r como sendo:

$$|\delta P(j\omega)| < i_r(\omega) = \frac{|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)|}{|C(j\omega)G_n(j\omega)|}, \quad \forall \omega > 0 \quad (4.8)$$

Ou seja, para que o SP seja robusto em malha fechada, para todas as frequências de operação, a distância entre $C(j\omega)G_n(j\omega)$ e o ponto -1 do diagrama de Nyquist ($|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)|$) deve ser maior do que $|C(j\omega)\Delta P(j\omega)|$.

Portanto, se $C(s)$ é escolhido de forma a fornecer um alto desempenho (respostas rápidas em malha fechada), a robustez será pequena (Normey-Rico e Camacho, 2007); ou seja, se o controlador $C(s)$ não for escolhido apropriadamente, pequenas incertezas de modelagem podem levar o sistema para a instabilidade. Desta forma, os polos de $H_r(s)$ não podem ser escolhidos de forma arbitrária e deve ser definido um limite superior para o desempenho do sistema em malha fechada.

Ao longo deste trabalho serão apresentadas modificações no SP que permitem a obtenção de uma melhor solução para o problema de robustez.

4.3 Projeto Robusto do Preditor de Smith

Para processos que possuem tempo morto dominante, ou seja, tempo morto duas vezes maior que a constante de tempo do processo, o projeto do SP pode ser realizado

levando-se em conta apenas os erros de estimação do tempo morto (Normey-Rico e Camacho 2007). Nota-se que este é o caso do aquecedor CONTROLGAS, sendo que o tempo morto identificado é de aproximadamente 45s e a constante de tempo do sistema é aproximadamente 22,5s.

Nestes casos, de acordo com Torrico (2007), os erros na identificação do tempo morto dominam sobre as outras fontes de erro e o critério de estabilidade robusta do controlador pode ser definido como:

$$i_r(\omega) > |1 - e^{\Delta L j \omega}| \quad (4.9)$$

Desta forma, possuindo uma estimativa da variação máxima do tempo morto (ΔL_{\max}), pode-se calcular T_0 de forma que $i_r(\omega) = |1 + j\omega T_0|$ interseccione $|1 - e^{\Delta L j \omega}|$ quando $\Delta L = \Delta L_{\max}$. Segundo Normey-Rico e Camacho (2007) esta condição é obtida quando:

$$T_0 = 0,67\Delta L_{\max} \quad (4.10)$$

Esta condição garante a estabilidade do sistema em malha fechada apenas considerando-se erros na identificação do tempo morto. Sabe-se, porém, que existem erros associados a outros parâmetros do sistema, como o ganho, constante de tempo e dinâmicas não modeladas. Além disso, deseja-se que o sistema em malha fechada apresente não apenas estabilidade robusta, mas também um bom desempenho. Desta forma, deve-se selecionar um valor maior de T_0 para que sistema apresente uma resposta pouco oscilatória quando o modelo difere do sistema real. Normey-Rico e Camacho (2007) propõe que um fator de 0,5 seja aplicado na condição de estabilidade robusta. Desta forma obtêm-se:

$$T_0 = 1,7\Delta L_{\max} \quad (4.11)$$

Normey-Rico e Camacho (2007) definem, portanto, uma regra simples para o ajuste robusto do SP com dois graus de liberdade, mostrada na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Proposta de ajuste robusto do SP

Modelo do sistema	Controlador primário	k_c	T_i	T_0
$\frac{K_p e^{-L_n s}}{1 + sT}$	$k_c \frac{(1 + T_i s)}{T_i s}$	$\frac{T}{K_p T_0}$	T	$1,7\Delta L_{\max}$

Tendo-se definido o método de ajuste robusto do SP, projetou-se um controlador de forma que o mesmo pudesse ser aplicado no aquecedor CONTROLGAS sem que o sistema se instabilize perante variações nos parâmetros do modelo ou do tempo morto. Considerando o modelo FOPDT do aquecedor identificado na Seção 3.3, deseja-se que o sistema apresente robustez para uma variação de 20% no tempo morto, ou seja:

$$\Delta L_{\max} = 9s$$

Assim:

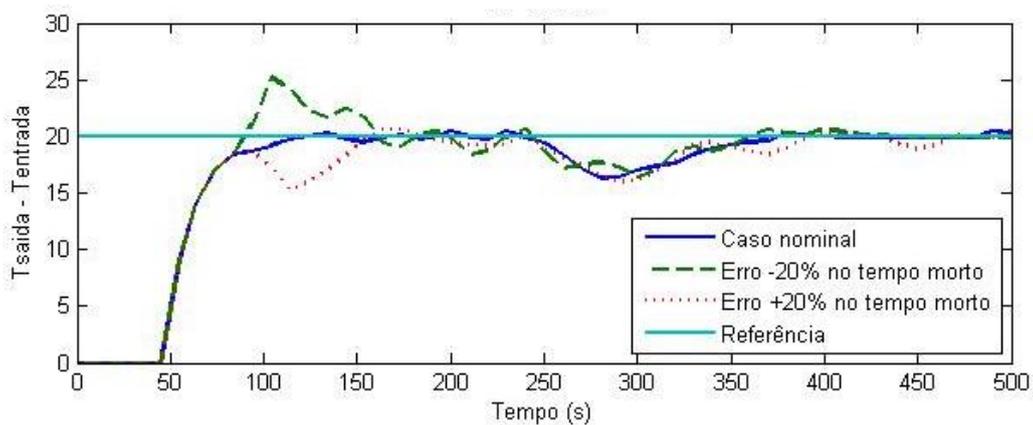
$$P_n(s) = \frac{2,75e^{-45s}}{1 + 22.5s} \quad (4.12)$$

$$T_0 = 1,7\Delta L_{max} = 1,7(9) = 15,3 \quad (4.13)$$

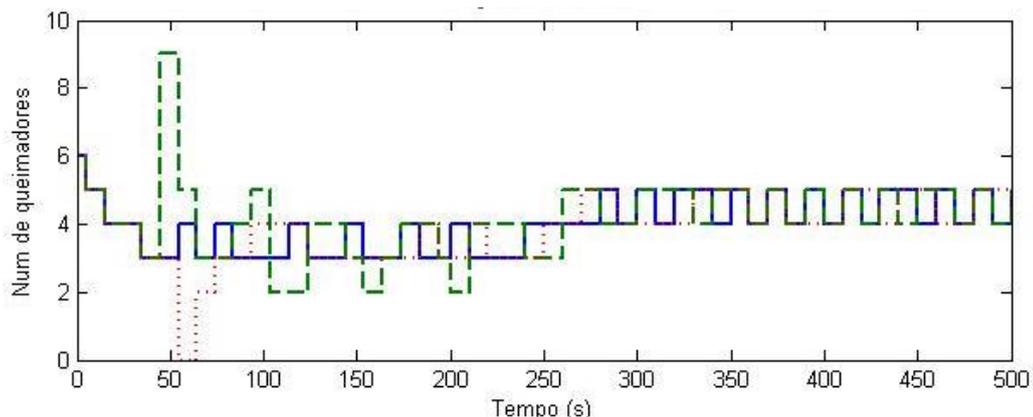
$$T_i = 22.5$$

$$k_c = \frac{22.5}{(2,75)15,3} = 0,53 \quad (4.14)$$

Os resultados de simulação com este controlador são mostrados na Figura 4.2. Observa-se que, neste caso, obteve-se uma resposta mais lenta em comparação com o projeto nominal do controlador primário. Isto acontece porque o ganho do controlador é menor e os polos do sistema em malha fechada são mais lentos, de forma a satisfazer aos critérios de estabilidade definidos. Observa-se, porém, que para os casos onde existem erros de modelagem no tempo morto, o sistema não se torna instável ou oscilatório, apesar de poder apresentar um sobrepasso indesejado.



a) Diferença de Temperatura $\theta(t)$



b) Ação de controle (Número de bobinas ligadas)

Figura 4.2: Resultado da simulação para o ajuste robusto do SP

4.4 Preditor de Smith Filtrado

Para melhorar as propriedades de estabilidade e robustez do SP, Normey-Rico et al. (1997) propuseram a inclusão de um filtro $F(s)$ passa-baixas com ganho estático unitário,

que atua sobre o erro entre a saída real e a saída predita E , conforme apresentado no diagrama da Figura 4.3.

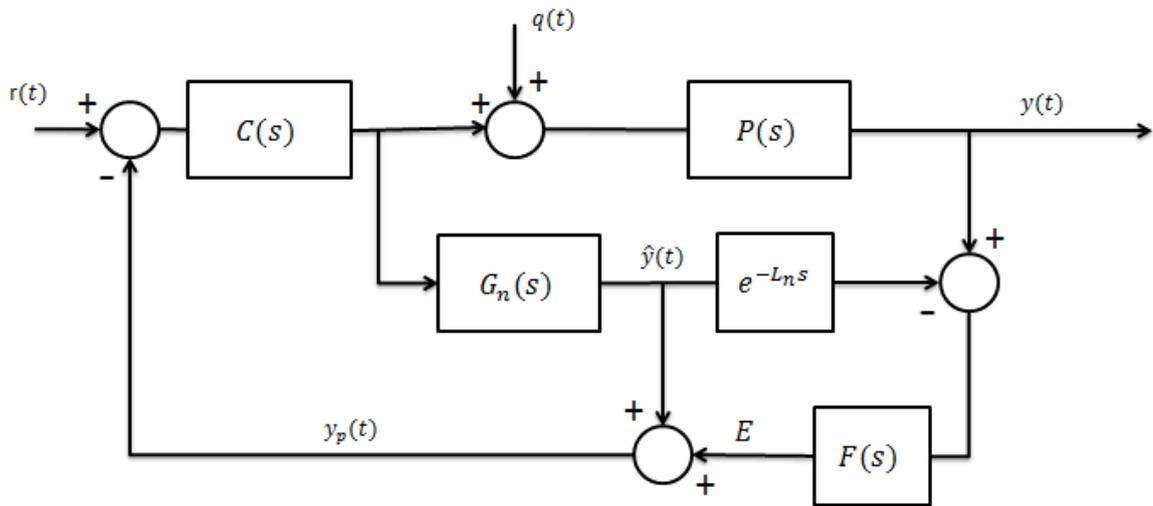


Figura 4.3: Estrutura do Preditor de Smith Filtrado (FSP)

Quando se considera a existência de erros entre o modelo e a planta real, a saída predita é realimentada de forma periódica para o controlador, pois, ao aplicar-se uma mudança de referência no instante t_0 , o erro entre a saída da variável controlada e a predita ($E = y(t) - \hat{y}(t)$) será igual a zero até o instante $t = t_0 + x$, onde $x = \min(L_n, L)$. Este resultado é então realimentado para o controlador, porém, a ação de controle será sentida apenas depois do tempo x . Este efeito pode ser observado na Figura 4.1 para os casos com erros de modelagem, pois, mesmo em regime, a resposta apresenta um comportamento oscilatório. As relações entrada-saída do SP com a inclusão do filtro, para o caso nominal, serão:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (4.15)$$

$$H_q(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n \left[1 - \frac{C(s)F(s)P(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right] \quad (4.16)$$

E a condição de robustez do FSP, de acordo com Normey-Rico et al. (1997), será dada por:

$$|\delta P(j\omega)| < i_r(\omega) = \frac{|1 + C(j\omega)G_n(j\omega)|}{|C(j\omega)F(j\omega)G_n(j\omega)|}, \quad \forall \omega > 0 \quad (4.17)$$

Torrico (2007) destaca que, na estrutura original do SP, ao projetar-se o controlador para a obtenção de respostas rápidas em malha fechada, o sistema seria pouco robusto. Porém, com a inclusão do filtro $F(s)$ pode-se demonstrar que, no caso nominal, o filtro $F(s)$ não afeta $H_r(s)$, apenas $H_q(s)$ e $i_r(\omega)$. Desta forma, ao projetar-se o filtro $F(s)$ como sendo um passa-baixas, pequenos valores de $F(j\omega)$ em altas frequências elevam o índice de robustez. Porém, com $F(s)$ pequeno em altas frequências, a rejeição de perturbações torna-se lenta. Deve-se, portanto, ajustar $F(s)$ de forma a obter um compromisso entre robustez e rejeição de perturbações.

A metodologia de ajuste do FSP proposta por Normey-Rico et al. (1997) consiste em projetar o controlador primário $C(s)$ para obter o desempenho desejado em malha fechada no caso nominal, estimar as incertezas do modelo e projetar o filtro $F(s)$ de forma a priorizar o desempenho ou a estabilidade. Desta forma, o filtro $F(s)$ pode ser definido com um filtro de primeira ordem, com a frequência de corte T_f relacionada ao tempo morto da planta. O filtro $F(s)$ pode ser expresso por:

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_f} = \frac{1}{1 + s\epsilon L_n} \quad \epsilon > 0 \quad (4.18)$$

onde o parâmetro ϵ pode ser projetado para atingir o compromisso entre desempenho e estabilidade desejado. Normey-Rico et al. (1997) propõem a escolha do parâmetro $\epsilon = 1/2$. Dessa forma, podem-se obter bons resultados mesmo na presença de erros na estimativa do tempo morto de até 30%. A resposta obtida em simulação utilizando o FSP para diversos valores de ϵ e com um erro no tempo morto de -20% é mostrada na Figura 4.4.

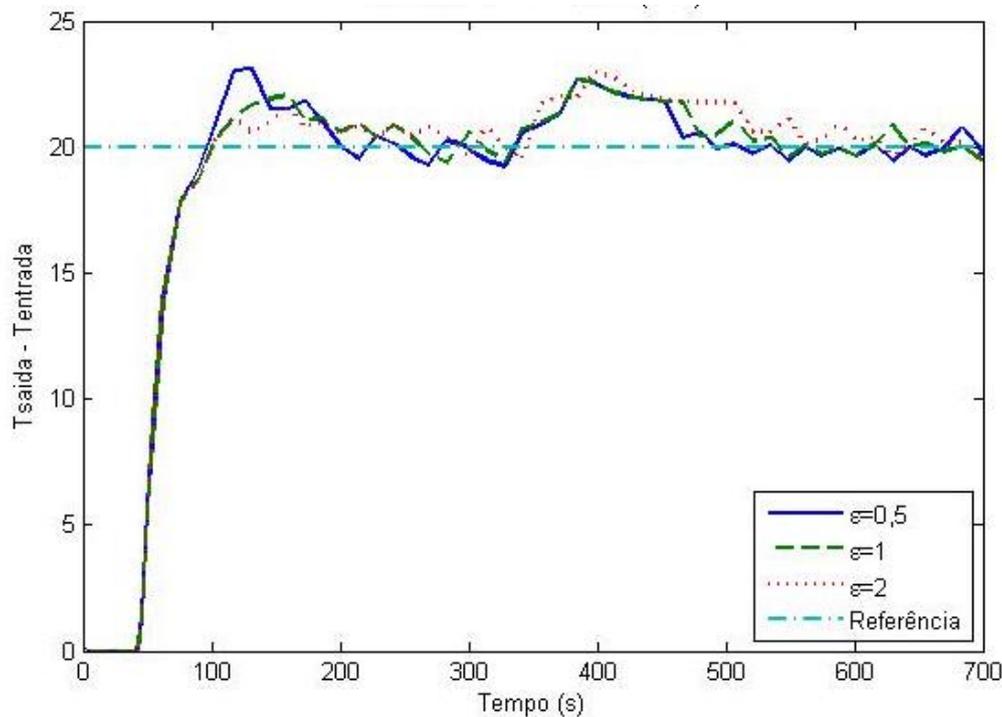


Figura 4.4: Resultado da simulação com o FSP

Percebe-se através da Figura 4.4 que para maiores valores de ϵ , ou seja, menores frequências de corte do filtro $F(s)$, a resposta ao seguimento de referência apresenta um comportamento menos oscilatório. Por outro lado, ao se aplicar uma perturbação (no presente caso, no instante $t=300$), controladores incluindo um filtro com maiores valores de ϵ demoram mais para rejeitar a perturbação aplicada.

4.5 Configuração PI-PD do Preditor de Smith

De acordo com Kaya (2002), esquemas de controle PI-PD associados ao Preditor de Smith podem fornecer melhores respostas em malha fechada para processos com grandes constantes de tempo, com integradores ou instáveis em malha aberta. A configuração proposta por Kaya (2002) é mostrada na Figura 4.5, onde $C_1(s)$ é um

controlador PI, $C_2(s)$ é um controlador PD e $C_q(s)$ é um controlador utilizado para realizar a rejeição de perturbações. Neste caso, as funções de transferência em malha fechada para a referência e para a perturbação são expressas, respectivamente, por:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C_1(s)G_n(s)e^{-L_n s}}{1 + G_n(s)(C_1(s) + C_2(s))} \quad (4.19)$$

$$H_q(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{G_n(s)[1 + G_n(s)(C_2(s) + C_1(s) - C_1 e^{-L_n s})]e^{-L_n s}}{[1 + G_n(C_1 + C_2)][1 + C_q G_n e^{-L_n s}]} \quad (4.20)$$

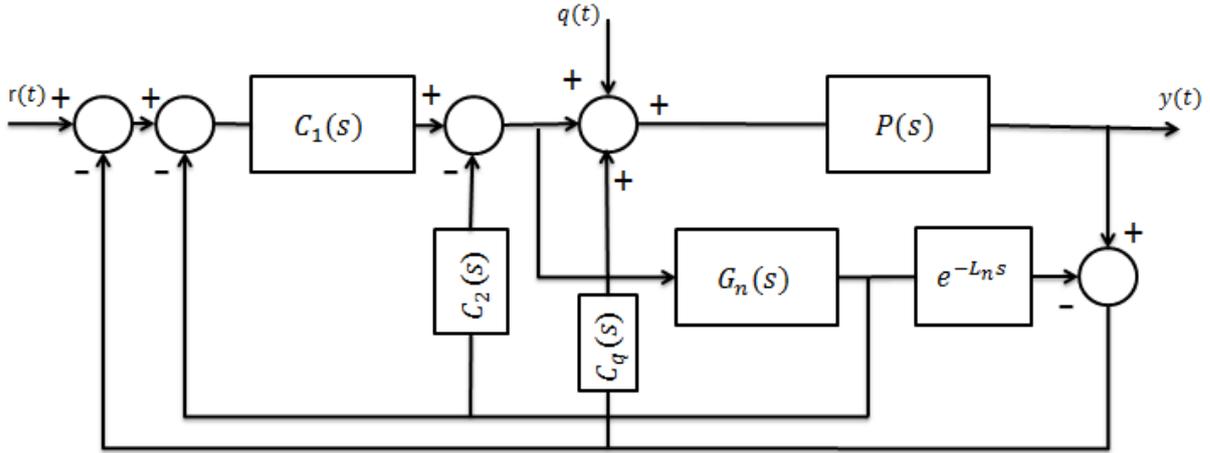


Figura 4.5: Configuração PI-PD do Preditor de Smith

Percebe-se através da análise das funções de transferência que $C_q(s)$ aparece apenas no denominador de $H_q(s)$, não afetando o seguimento da referência. O controlador $C_2(s)$ pode ser utilizado para estabilizar processos instáveis ou integradores através da modificação da posição dos polos em malha fechada, enquanto que o controlador $C_1(s)$ é projetado para melhorar as respostas ao seguimento de referência e $C_q(s)$ é projetado para realizar a rejeição de perturbações em plantas instáveis.

A proposta de ajuste de Kaya (2002) para sistemas SOPDT consiste em definir os coeficientes K_p e T_i do controlador PI e K_f e T_d do controlador PD de forma a obter-se os polos desejados em malha fechada. Os controladores $C_1(s)$ e $C_2(s)$ são expressos, respectivamente, por:

$$C_1(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4.21)$$

$$C_2(s) = K_f (1 + T_f s) \quad (4.22)$$

Neste caso, irá se utilizar o modelo SOPDT identificado na Seção 3.3, expresso por:

$$G_n(s) = \frac{2,75e^{-45s}}{(1 + 16,5s)(1 + 3,5s)} \quad (4.23)$$

Como o sistema é estável em malha aberta, não existe a necessidade de utilização do controlador $C_q(s)$. Escolhendo $T_1 = 16,5$ e $T_f = 16,5$, a função de transferência em malha fechada $H_r(s)$, para o caso ideal, será expressa por:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{2,75K_p}{(3,5)(16,5)s^2 + 16,5(1 + 2,75K_f)s + 2,75K_p} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}$$

onde ω_0 é a frequência natural e ξ é o índice de amortecimento desejados em malha fechada. Almeja-se que o sistema não apresente sobrepasso, portando ele deve ser superamortecido em malha fechada e, deseja-se que a constante de tempo em malha fechada seja igual a 10s. Desta forma, obtêm-se $\xi = 1,1$ e $\omega_0 = 0,23$ e, os coeficientes K_p e K_f dos controladores serão calculados, respectivamente, por:

$$K_p = \frac{(16,5)(3,5)\omega_0^2}{2,75} = 1,1$$

$$K_f = \frac{2(3,5)\xi\omega_0 - 1}{2,75} = 0,28$$

Os resultados obtidos em simulação são mostrados na Figura 4.6. Foi aplicada uma perturbação de +1W no instante $t=200s$. Observa-se que, para o caso nominal, a resposta obtida é muito boa, pois o efeito derivativo do controlador reduz as oscilações na resposta. Entretanto, para os casos onde existem erros associados ao tempo morto, a resposta obtida é bastante oscilatória e, portanto, não adequada para este sistema. Uma solução proposta no presente trabalho é a inclusão do filtro $F(s)$ na configuração PI-PD do Preditor de Smith. Desta forma, espera-se que a resposta apresente um comportamento menos oscilatório e que o controlador seja mais robusto na presença de erros de modelagem. O resultado obtido em simulação para a estrutura PI-PD + FSP com filtro ($\epsilon = 1$) é mostrado na figura 4.7.

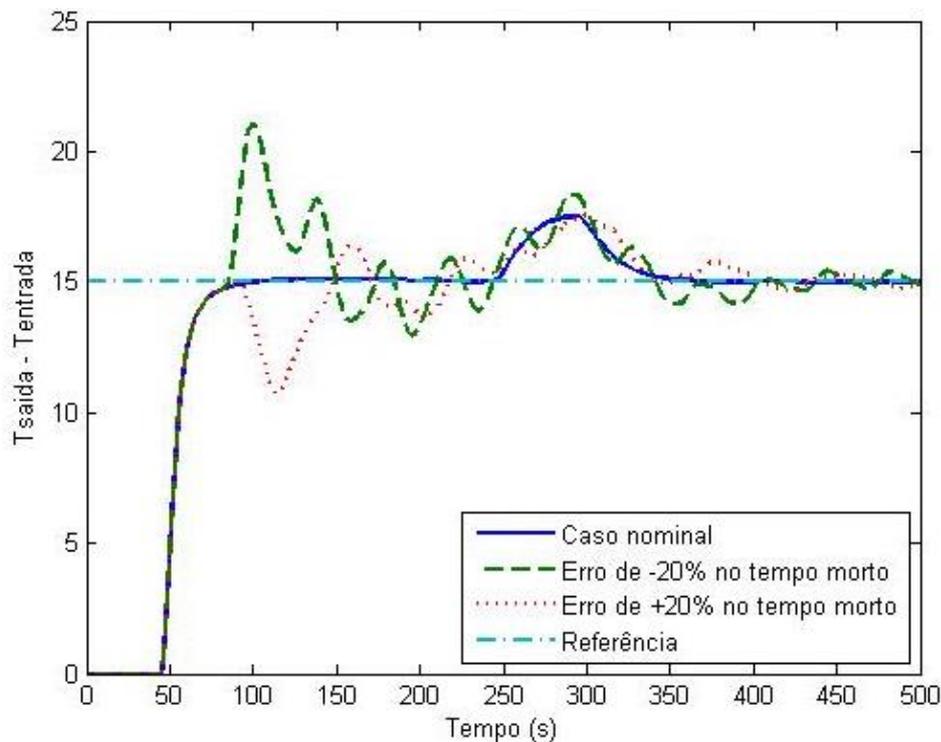


Figura 4.6: Resultado da simulação da estrutura PI-PD do SP

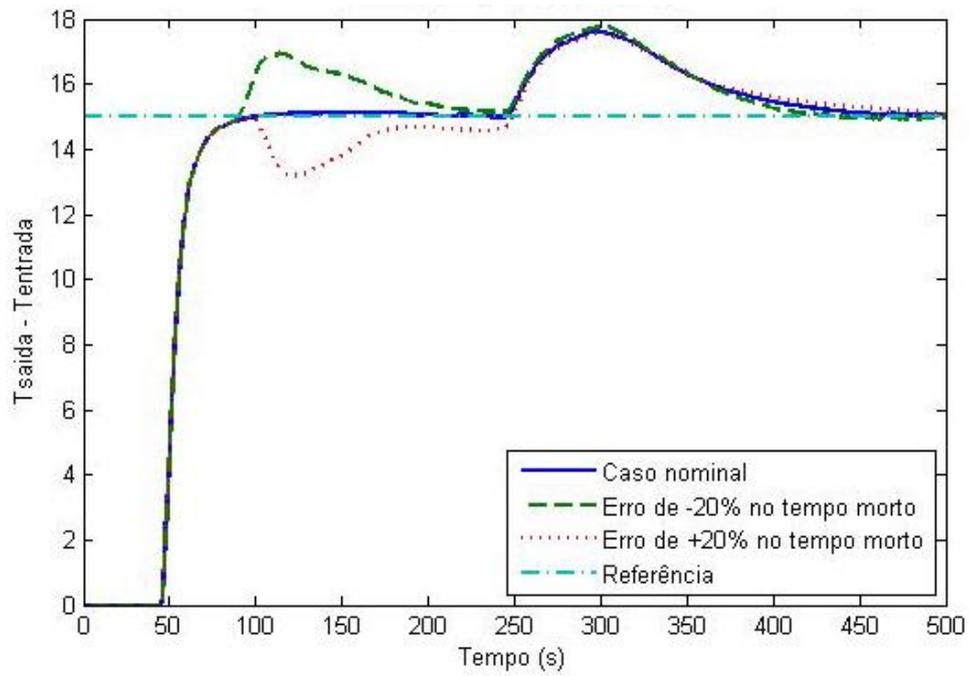


Figura 4.7: Resultado da simulação da estrutura PI-PD + FSP

5 Resultados Experimentais

Depois de realizado o projeto dos controladores, baseando-se nas diferentes propostas de ajuste e configurações do Preditor de Smith existentes na literatura, os controladores propostos foram aplicados ao sistema real. Este capítulo apresenta os resultados obtidos para cada um dos controladores projetados, comparando os resultados com o objetivo de identificar a melhor proposta de controle para o sistema CONTROLGAS.

Primeiramente, foi inserido no sistema real o controlador projetado para o caso nominal do Preditor de Smith, expresso por:

$$C(s) = 0,82 \left[\frac{1 + 22,5s}{22,5s} \right] \quad (5.1)$$

O resultado obtido é apresentado na Figura 5.1. Durante o teste, foi aplicada uma perturbação, através da diminuição da vazão do sistema, no instante $t=480s$.

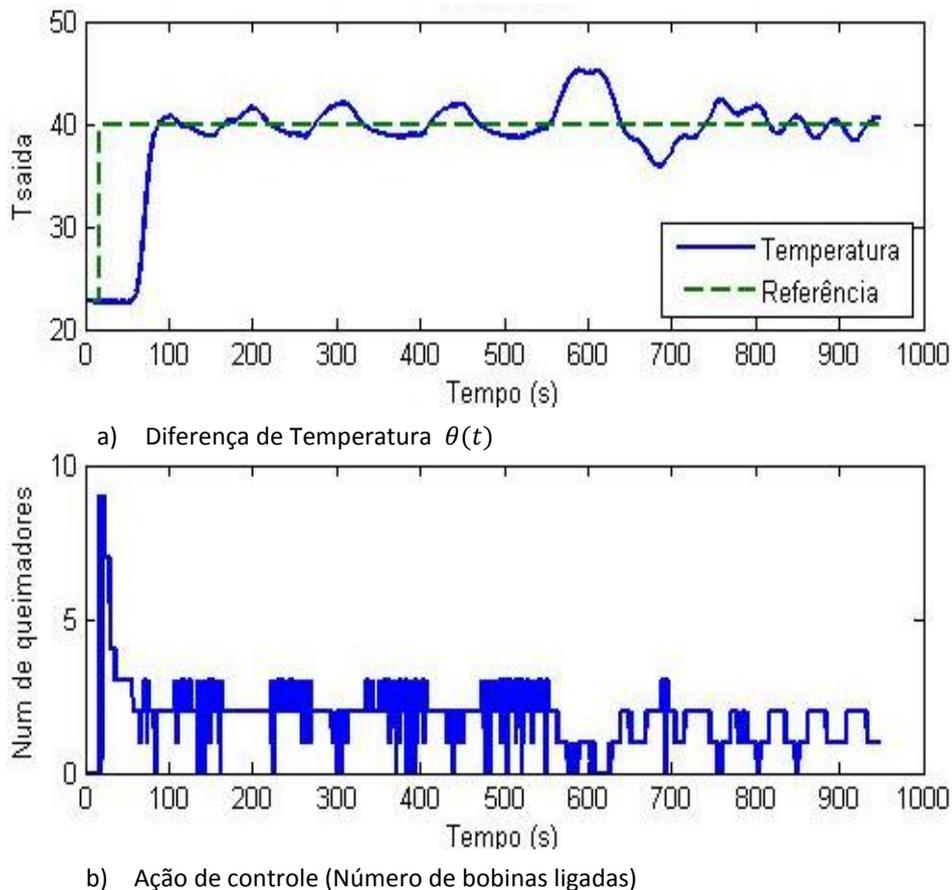


Figura 5.1: Resultado do controlador para o caso nominal

A resposta apresentada na Figura 5.1a mostra um comportamento oscilatório em regime permanente. Baseado na análise dos resultados das simulações, pode-se afirmar que isso ocorre provavelmente porque existe um erro na modelagem do sistema que faz com que o sinal de erro do Preditor de Smith seja realimentado ao controlador de forma periódica. Percebe-se ainda que, ao variar a vazão do sistema, além de inserir uma perturbação na temperatura, modifica-se, também, o tempo morto do sistema, pois o transporte de massa passa a ter um valor diferente. Desta forma, é importante que o

controlador apresente um desempenho robusto para que não instabilize na presença de variações de vazão.

Da mesma forma que nas simulações, o controlador foi capaz de rejeitar a perturbação aplicada, porém em um tempo duas vezes maior que o tempo morto. Isso acontece porque o sistema de controle irá iniciar a reação à perturbação apenas L segundos depois de a mesma ser aplicada e, somente nesse momento, o controlador aplica uma ação de controle que será sentida na planta apenas L segundos depois do seu início (lembrando que L é o tempo morto real do sistema), conforme apresentado na sessão 2.1.1.

A ação de controle mostrou-se bastante oscilatória, fazendo com que os conjuntos de queimadores sejam ligados e desligados muito rapidamente. Isso faz com que o consumo e a emissão de partículas poluentes tendem a aumentar, pois não existe tempo suficiente para a queima se estabilizar antes de haver uma modificação na ação de controle.

Com o objetivo de obter uma resposta menos oscilatória perante variações nos parâmetros do modelo, realizou-se o projeto do controlador de forma robusta, conforme descrito na Seção 4.3. O controlador projetado é expresso por:

$$C(s) = 0,53 \left[\frac{1 + 22.5s}{22.5s} \right] \quad (5.2)$$

A resposta obtida experimentalmente é mostrada na Figura 5.2. Foi aplicada variação da vazão no instante $t=450s$.

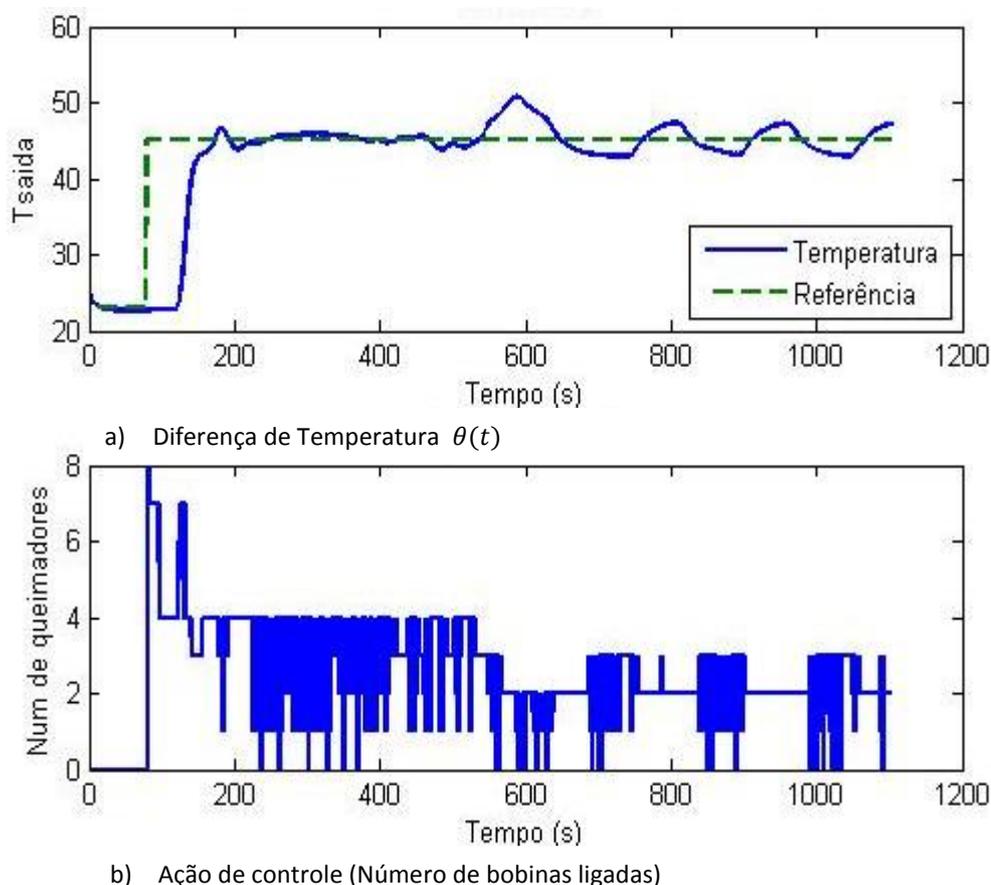


Figura 5.2: Resultado do controle robusto

Observa-se que a resposta obtida é mais lenta, ou seja, possui um maior tempo de assentamento, mostrando-se, porém, menos oscilatória do que no projeto nominal do controlador primário. Este resultado também está de acordo com os resultados obtidos em simulação.

Entretanto, após a aplicação da perturbação em $t=450s$, devido ao fato de ser inserido um erro na predição do tempo morto com a diminuição da vazão, a resposta passou a apresentar um comportamento oscilatório. Para se obter uma resposta rápida e atenuar as oscilações existentes na presença de erros de modelagem, utilizou-se o Preditor de Smith Filtrado descrito na Seção 4.4. O resultado obtido experimentalmente é mostrado na Figura 5.3, onde o filtro $F(s)$ utilizado é expresso por:

$$F(s) = \frac{1}{45s + 1} \quad (5.3)$$

e o controlador utilizado é o mesmo obtido para o caso nominal, descrito através Equação (5.1).

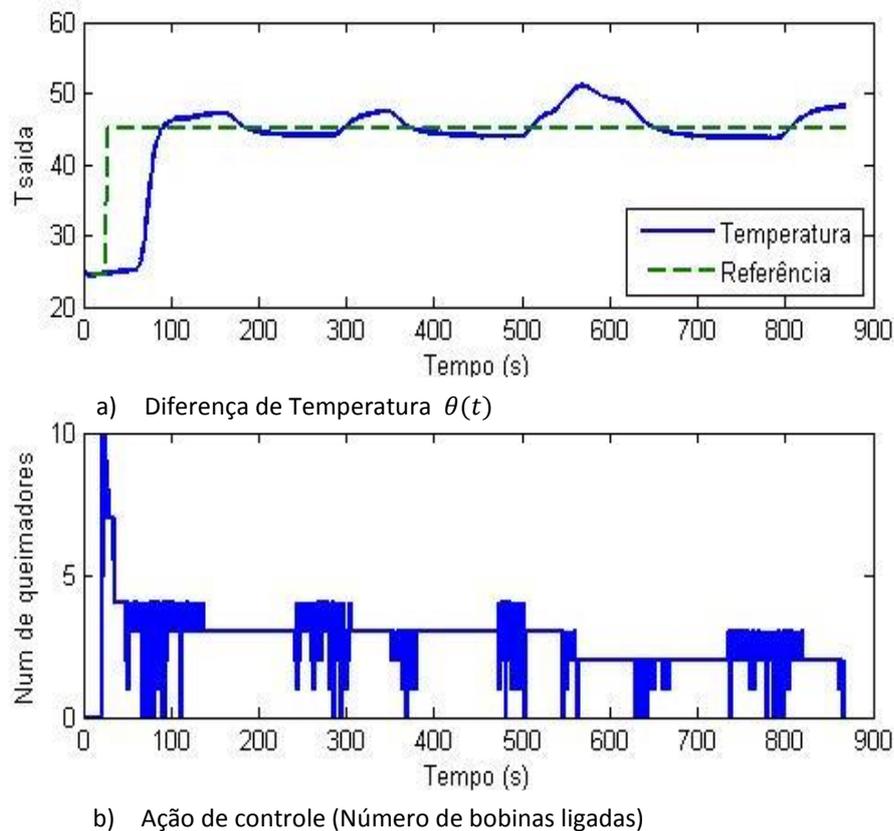


Figura 5.3: Resultado do FSP

A resposta obtida apresenta um tempo de assentamento de aproximadamente 20s, conforme desejado no projeto do caso nominal. Apesar de ainda apresentar oscilações, estas aparecem em uma frequência menor do que na resposta apresentada na Figura 5.1. Além disso, verificou-se que o sistema foi capaz de rejeitar a perturbação aplicada no instante $t=450s$.

Para o caso da configuração PI-PD do Preditor de Smith, o resultado obtido é mostrado na Figura 5.4. Assim como para o caso do projeto nominal do SP, cujo

resultado é mostrado na Figura 5.1, a estratégia PI-PD também apresentou uma resposta oscilatória em torno do ponto de operação. Percebe-se que os erros modelagem existentes são pequenos em comparação à resposta obtida em simulação, mostrada na Figura 4.6, que apresenta uma resposta bastante oscilatória na presença de erros de modelagem de $\pm 20\%$ no tempo morto.

Para deixar esta estratégia de controle mais robusta e com menos oscilação na presença de erros de modelagem, foi proposta, neste trabalho, uma estratégia que une as vantagens da configuração PI-PD com o Preditor de Smith Filtrado. Os resultados práticos desta proposta são mostrados na Figura 5.5.

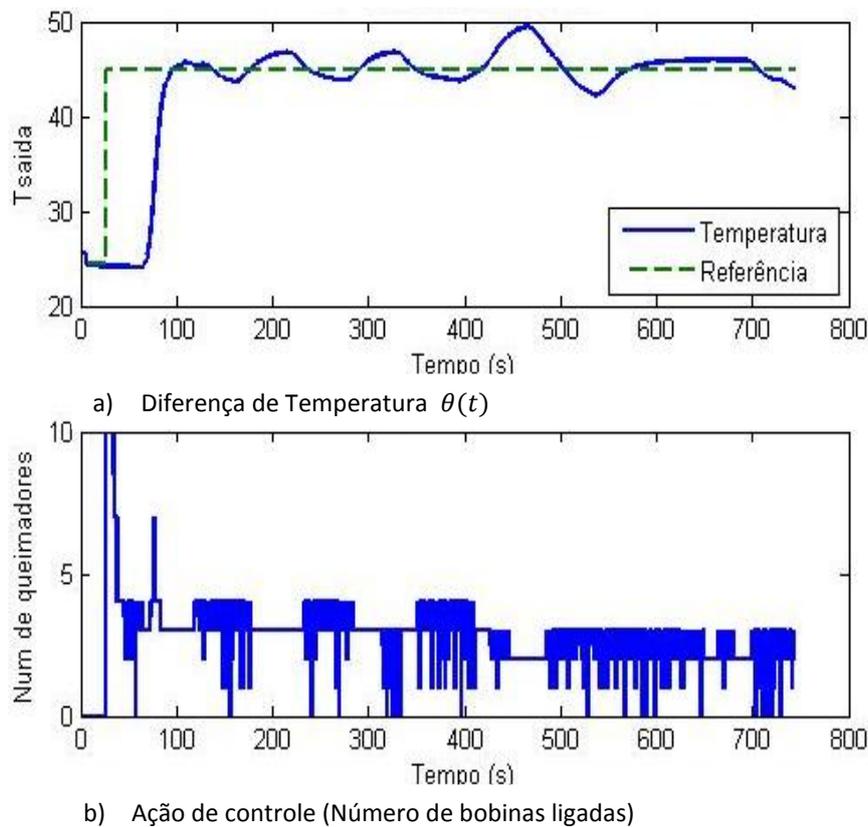
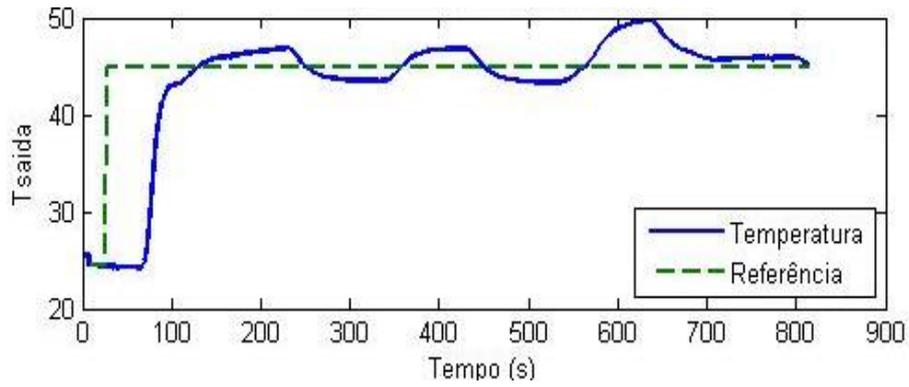
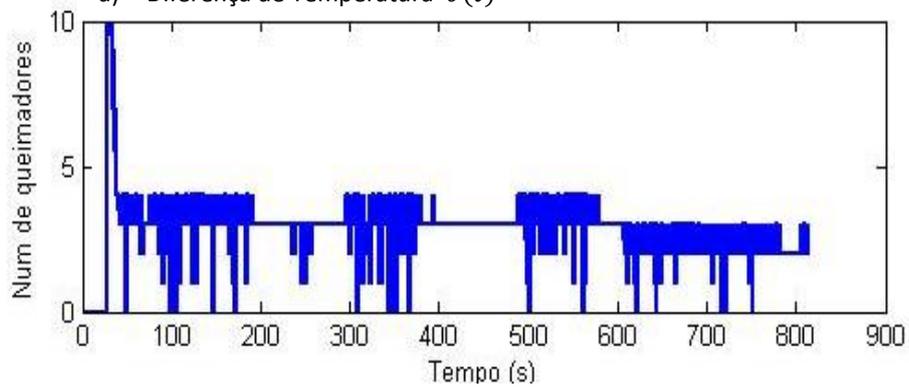


Figura 5.4: Resultado experimental da estrutura PI-PD + Preditor de Smith

Percebe-se, através da análise da Figura 5.5, que a estrutura PI-PD filtrada proposta apresentou um resultado semelhante ao obtido apenas com FSP. A resposta apresenta oscilações com um período inferior ao da proposta sem o filtro $F(s)$. Estas oscilações apresentam sobressos de aproximadamente 2°C que, neste caso, equivalem a aproximadamente 5% do valor de referência. Para aplicações domésticas como, por exemplo, aquecimento de água para banho, este resultado pode ser considerado razoável, porém, para demais aplicações como aquários ou aplicações industriais este sobressos pode ser considerado excessivo.



a) Diferença de Temperatura $\theta(t)$



b) Ação de controle (Número de bobinas ligadas)

Figura 5.5: Resultado experimental da estrutura PI-PD + FSP

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Processos com elevados tempos mortos são bastante comuns na indústria e em outras aplicações. A utilização de estratégias de controle baseadas na predição do tempo morto oferece uma boa opção no controle deste tipo de sistema. De fato, para o caso de modelagem ideal, estratégias com predição de tempo morto oferecem solução ideal para este tipo de problema. Os resultados obtidos, porém, mostram que os modelos obtidos podem não representar perfeitamente a dinâmica do sistema real, e estes erros na modelagem podem fazer com que o sistema em malha fechada apresente uma resposta indesejada.

No âmbito das alternativas de controle com compensação de tempo morto, o Preditor de Smith ofereceu uma solução simples e efetiva associada ao fato de eliminar os efeitos do tempo morto na resposta do sistema em malha fechada quando é aplicado em sistemas com parâmetros e dinâmica perfeitamente conhecidos. Também foi possível, através dessa técnica, a obtenção de uma boa relação entre desempenho e robustez para os controladores projetados.

Os resultados práticos obtidos neste trabalho se mostraram coerentes com a teoria e com os resultados obtidos em simulação. As respostas obtidas apresentaram oscilações em torno do ponto de operação associadas ao fato de a ação de controle ser discreta, apresentando saltos quando um novo conjunto de queimadores é acionado, além de inerentemente existirem erros na obtenção dos parâmetros do modelo.

Dentre as soluções apresentadas, o controlador obtido através do projeto robusto do SP apresentou uma resposta pouco oscilatória e sem sobrepasso. Porém, ao diminuir-se a vazão na entrada da planta, esta também apresentou um resultado oscilatório. A solução encontrada para este problema foi a inclusão do filtro $F(S)$, que permitiu um aumento na robustez do controle e uma diminuição na frequência das oscilações em regime, sendo este, dentre os controladores estudados para este caso, o controlador que apresentou a resposta mais satisfatória.

Em trabalhos futuros, deverá ser realizada a inclusão de efeitos *feed-forward* (em avanço) para melhorar a rejeição a perturbações que possam ser medidas na entrada da planta. Pode-se analisar, também, diferentes soluções para o problema do tempo morto através da utilização de controladores preditivos baseados em modelo (MPC ou GPC).

Em relação ao acionamento dos conjuntos de queimadores, pode-se utilizar uma servoválvula, para realizar o ajuste fino da potência fornecida pelo aquecedor. Desta forma, pode-se manter a temperatura em regime próxima à temperatura desejada sem a necessidade de ligar/desligar excessivamente os queimadores.

7 Referências

GUTTERRES, L. M. ; *Controlador de Aquecedor de passagem com chama discreta*. Trabalho de Diplomação, Departamento de Eng. Elétrica - UFRGS, Porto Alegre, 2011.

KAYA, I. Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using auto tuning. *J. Process Control*, 2002.

MICIC, A. D. ; OKLOBDZIJA, D. J. ; JEVTOVIC, B. T. ; TASIC, S. M. ; *Smith Predictor for SOPDT Process With Resonant Poles*. International Scientific Conference – Gabrovo, 2010.

MORARI, M. ; ZAFIRIU, E. *Robust Process Control*. Prentice Hall, 1989.

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* 47(2): 299–305, 2002.

NORMEY-RICO, J. E. ; BORDONS, C. ; CAMACHO, E. . *Improving the robustness of deadtime compensating pi controllers*. *Control Engineering Practice* 5(6): 801–810, 1997.

NORMEY-RICO, J. E. ; CAMACHO, E. F. . *Control of Dead-time Processes*. Ed Springer Verlag, 2007.

PALMOR, Z. . *The Control Handbook*. CRC Press and IEEE Press, 1996.

PERONDI, E. A. ; BARBIERI, G. W. ; WILDNER, F. D. ; FERREIRA, Ney Francisco ; SILVA, S. N. ; ROHENKOHL, P. H. . *O Desenvolvimento de um novo sistema de controle de temperatura de aquecedores de passagem baseado em chama modulante*. In: CONEM 2008, 2008, Salvador - BA. Anais do V Congresso Nacional de Engenharia Mecânica. Salvador-BA: ABCM, 2008.

PERONDI, E. A. ; BARBIERI, G. W. ; WILDNER, F. D. ; ROHENKOHL, P. H. ; FERREIRA, Ney Francisco ; SILVA, S. N. . *Análise de desempenho de um novo sistema de controle de temperatura de aquecedores de passagem baseado em chama modulante*. In: CONEM 2009, 2008, Salvador - BA. Anais do V Congresso Nacional de engenharia Mecânica. Salvador - BA: ABCM, 2008.

PERONDI, E. A. ; *Introdução ao Controle de Sistemas Mecânicos*. 3ªed. Caderno Técnico DEMEC-UFRGS, Porto Alegre, 2010.

SMITH, O. J. M. . *Closed control of loops with dead-time*. *Chem. Eng. Progress* 53: 217–219, 1957.

TORRICO, C. T. . *Contribuições ao Controle Preditivo Robusto de Sistemas com Atraso*. Tese, Departamento de Automação e Sistemas – UFSC, Florianópolis, 2007.

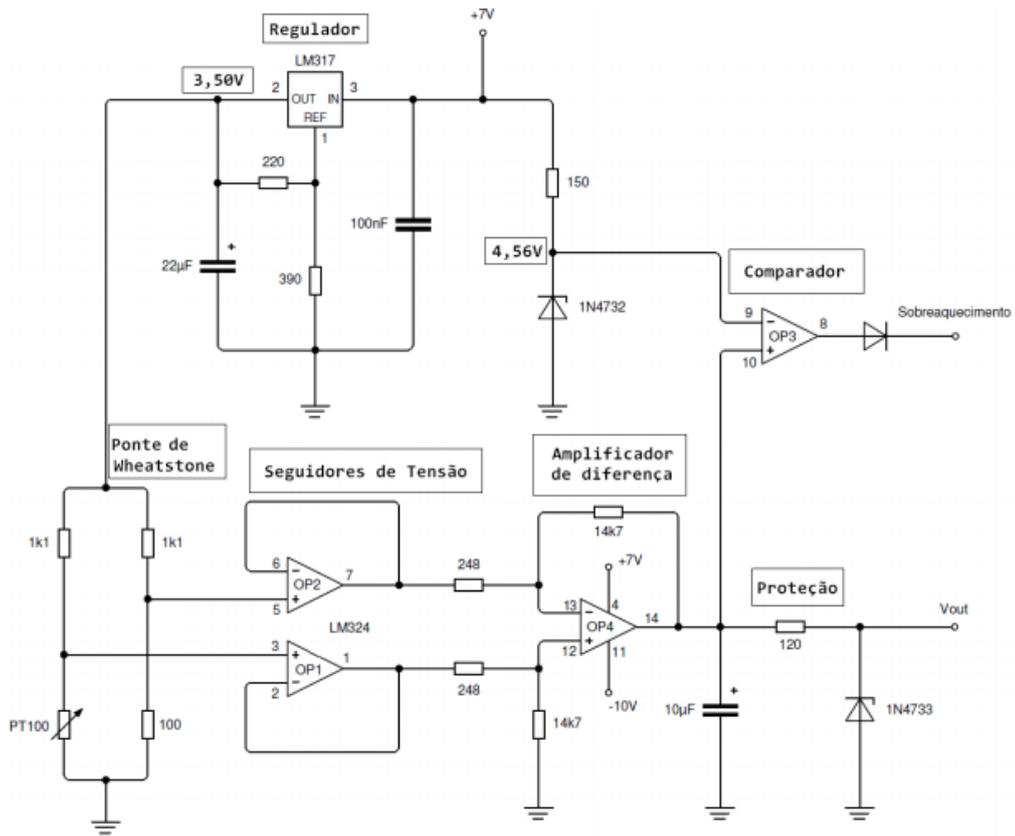
VIEIRA, J.A. ; MOTA, A.M. ; *Modeling and Control of a Water Gas Heater With Neuro Fuzzy Techniques*. IEEE, 2002.

VIEIRA, J.A. ; MOTA, A.M. ; *Smith Predictor Based Neuro Fuzzy Controller Applied in a Water Gas Heater that presents a large Time-Delay and Load Disturbances* . IEEE, pp. 362-367, 2003.

VIEIRA, J.A. ; MOTA, A.M. ; *Passing From a Gas to an Electric Water Heater System: Adaptive PID Versus Smith Predictive Control*. INES 2007, 11th International Conference of Intelligent Engineering Systems – Budapest, Hungary, pp201-206, 2007.

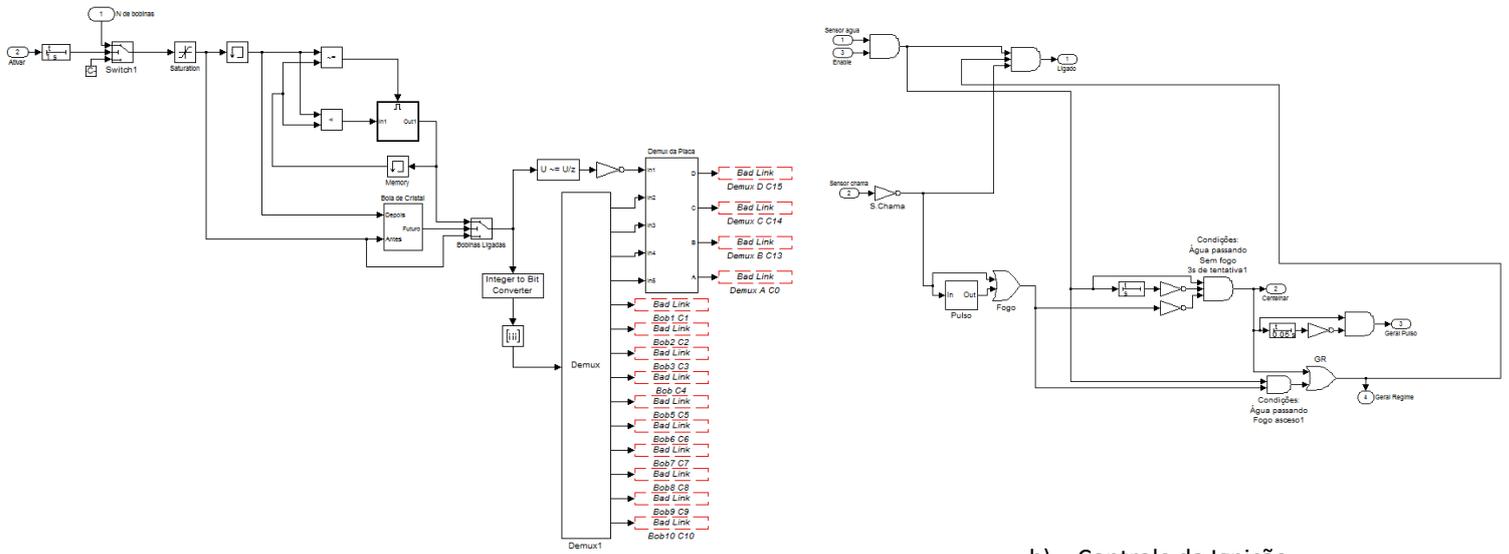
Anexos

Anexo 1: Circuito do sensor de temperatura (Gutterres, 2011):



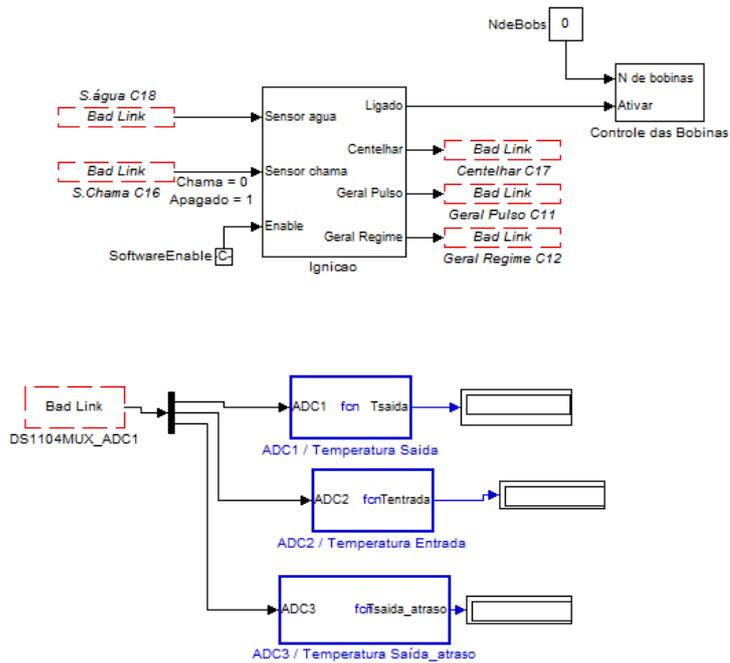
Apêndices

Apêndice 1: Diagrama em simulink para acionamento das válvulas e ignição.

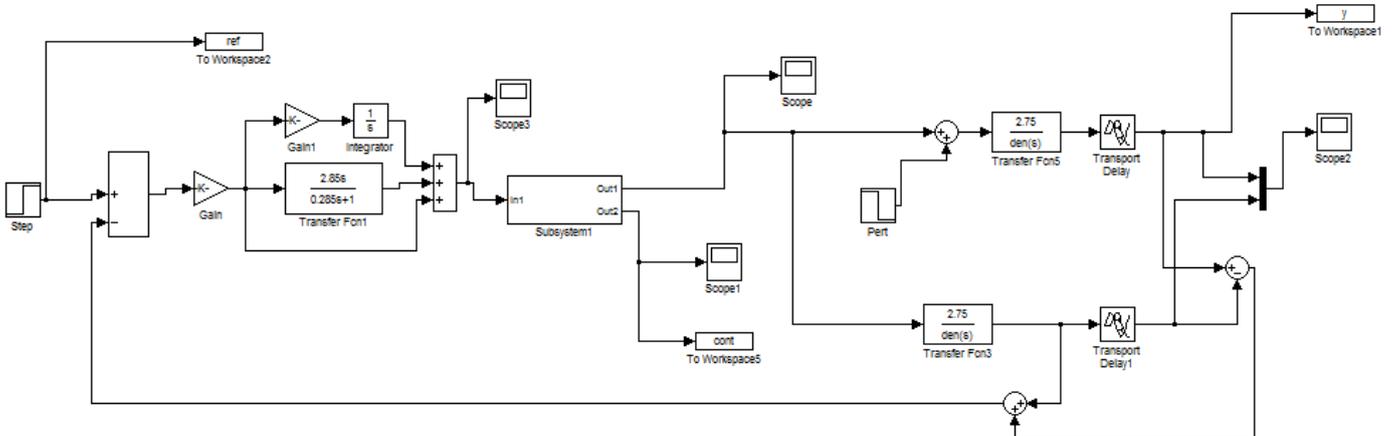


c) Acionamento das bobinas

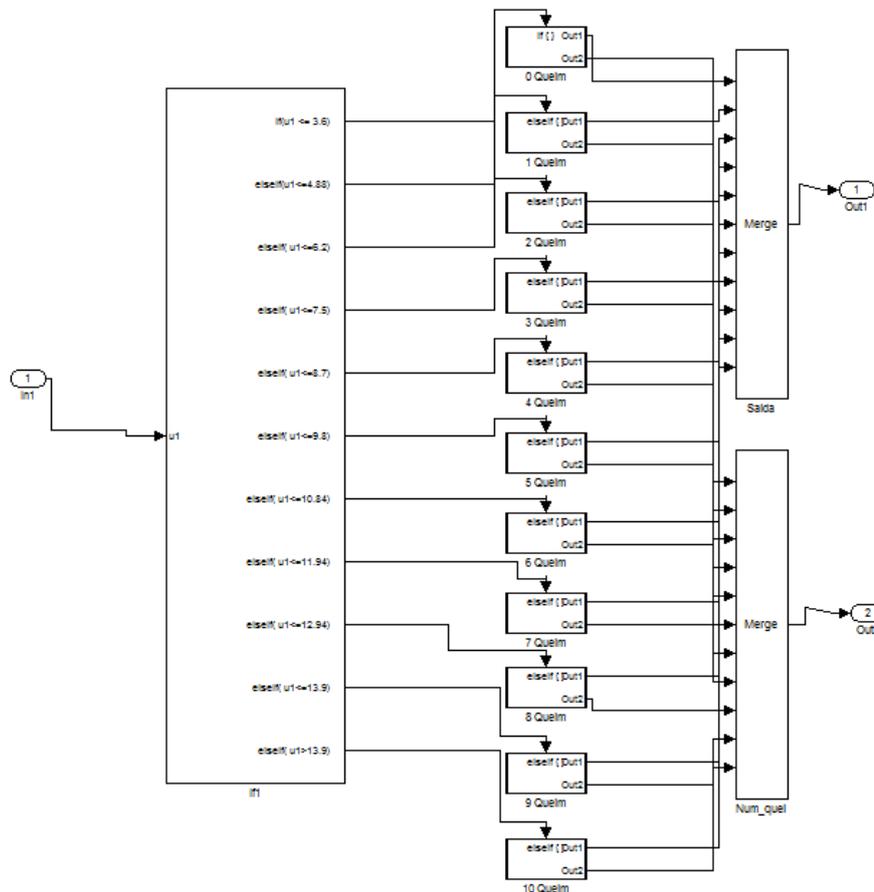
b) Controle da Ignição



Apêndice 2: Estrutura de controle do SP e diagrama para seleção do número de queimadores (ação de controle).



b) Diagrama em Simulink do SP



a) Diagrama em Simulink para seleção do número de queimadores

Apêndice 3: Script em Matlab para cálculo do estimador de mínimos quadrados

```

Tempo=ensaio_1_nov2.X.Data(1:2300)';
T_saida_atraso = ensaio_1_nov2.Y(4).Data(1:2300)';
T_saida = ensaio_1_nov2.Y(3).Data(1:2300)';
%T_entrada=ensaio_1_nov2.Y(5).Data(1:2372)';
T_entrada=ensaio_1_nov2.Y(5).Data(1:2300)';
T=T_saida_atraso-T_entrada;
T=T-8.4;
%u= ensaio_1_nov2.Y(1).Data';

%editar entrada

u(212)=0;
u(3213)=0;
for i=1:length(u)
    if u(i)==5
        u(i)=9.41-2.874;
    else
        if u(i)==3
            u(i)=6.98-2.874;
        end
    end
end

end

%regressor
fi=[u(1:length(u)-1) -T(1:length(Tempo)-1)];
y=T(2:length(T));
%estimador
aux1=(fi'*fi);
aux2=inv(aux1);
aux3=fi'*y;
teta=aux2*aux3

saida=[];
saida(1)=0;
for i=2:length(Tempo)
    saida(i)=teta(1)*u(i-1)-teta(2)*saida(i-1);
end

plot(Tempo,T,Tempo,saida,'--',Tempo,u,':', 'LineWidth',1.5)

num=teta(1);
den=[1 teta(2)];
Gd=tf(num,den,0.1);
Gc=d2c(Gd)

```