



Universidade Federal da Bahia  
Escola Politécnica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica



---

## DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

# ESTIMAÇÃO E ADAPTAÇÃO DO TEMPO MORTO PARA O CONTROLE DE SISTEMAS COM ATRASO: ABORDAGEM BASEADA EM FUNÇÕES DE CORRELAÇÃO

Bruno Queiroz Gama

2016





Universidade Federal da Bahia  
Escola Politécnica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica



---

ESTIMAÇÃO E ADAPTAÇÃO DO TEMPO  
MORTO PARA O CONTROLE DE  
SISTEMAS COM ATRASO: ABORDAGEM  
BASEADA EM FUNÇÕES DE  
CORRELAÇÃO

**Autor:** Bruno Queiroz Gama  
**Orientador:** Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos - UFBA

*Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como requisito parcial para conclusão do Mestrado em Engenharia Elétrica.*

Salvador  
2016

Gama, Bruno Queiroz

Estimação e adaptação do tempo morto para o controle de sistemas com atraso: abordagem baseada em funções de correlação / Bruno Queiroz Gama. -- Salvador, 2016.  
89 f. : il

Orientador: Tito Luís Maia Santos.

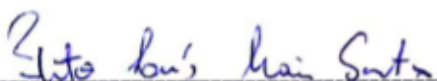
Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da Bahia, Escola Politécnica, 2016.

1. Sistemas com Atraso. 2. Robustez. 3. Preditor de Smith. 4. Estimação de Atraso. 5. Controle Adaptativo.  
I. Santos, Tito Luís Maia. II. Título.

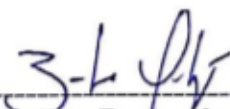
BRUNO QUEIROZ GAMA

ESTIMAÇÃO E ADAPTAÇÃO DO TEMPO  
MORTO PARA O CONTROLE DE SISTEMAS  
COM ATRASO: ABORDAGEM BASEADA EM  
FUNÇÕES DE CORRELAÇÃO

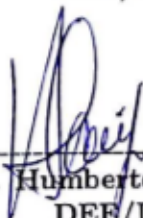
Este Trabalho de Mestrado foi julgado adequado para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pela Comissão Examinadora do Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia.



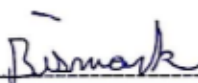
Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos  
Orientador - DEE/UFBA



Prof. Dr. Bernardo Ordoñez  
DEE/UFBA



Prof. Dr. Humberto Xavier de Araújo  
DEE/UFBA



Prof. Dr. Bismark Claire Torrico  
DEE/UFC



# RESUMO

Neste trabalho será apresentada uma estratégia voltada para a correção do atraso do modelo de predição com vistas a melhorar o desempenho robusto na presença de incertezas no tempo morto. Para tanto, utiliza-se uma técnica de estimação e adaptação do atraso do modelo, que se baseia em funções de correlação. Esta nova técnica apresenta três vantagens fundamentais: i) a estimação do atraso pode ser feita numa vizinhança arbitrariamente próxima de um ponto de operação desejado, ii) a estimação do atraso é insensível a erros de estimação do ganho estático e iii) a sensibilidade a perturbações constantes é reduzida de maneira significativa.

Para fins de compensação de atraso, são utilizadas técnicas baseadas no preditor de Smith. Este tipo de combinação pode ser utilizada tanto para sistemas estáveis, quanto para instáveis em malha aberta. Por fim, com vistas a ilustrar o conceito em questão, serão apresentados quatro exemplos de simulação do caso monovariável e um caso multivariável.

**Palavras-chave:** Sistemas com Atraso, Robustez, Preditor de Smith, Estimação de Atraso, Controle Adaptativo.

# ABSTRACT

In this work, a strategy will be presented to correct the delay of the prediction model in order to improve the robust performance in the presence of dead time uncertainties. For this, a technique of estimation and adaptation of the time delay model is used, which is based on correlation functions. This new technique has three fundamental advantages: i) the estimation of the delay can be done in a neighborhood arbitrarily close to a desired operating point, ii) the estimation of the delay is insensitive to estimation errors of the static gain, and iii) sensitivity to disturbances is significantly reduced.

For the purposes of delay compensation, techniques based on the Smith predictor are used. This type of combination can be used for both stable and unstable open-loop systems. Finally, in order to illustrate the concept of the question, four examples of simulation of the monovariate case and a multivariate case will be presented.

**Keywords:** Time-Delay Systems, Robustness, Smith Predictor, Delay Estimation, Adaptive Control.



# Nomenclatura

BIBO	<i>Bounded-Input, Bounded-Output</i>
$\mathcal{C}(\cdot, \cdot)$	Correlação de dois vetores
$C(s)$	Função de transferência do controlador no domínio contínuo de Laplace
$C(z)$	Função de transferência do controlador no domínio discreto $\mathcal{Z}$
CAN	<i>Controller Area Network</i>
$e^{-sL}$	Modelo do atraso do processo em tempo contínuo
$e^{-sL_n}$	Modelo nominal do atraso do processo em tempo contínuo
FOPDT	<i>First Order Plus Dead Time</i>
FT	Função de Transferência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
$F_e(z)$	FT do filtro de estimação em tempo discreto $\mathcal{Z}$
$F_r(z)$	FT do filtro de robustez em tempo discreto $\mathcal{Z}$
$F(z)$	FT do filtro de referência em tempo discreto $\mathcal{Z}$
$G(s)$	FT do processo sem o tempo morto no domínio contínuo de Laplace
$G(z)$	FT do processo sem o tempo morto no domínio discreto $\mathcal{Z}$
$G_n(s)$	FT nominal do processo sem o tempo morto no domínio contínuo de Laplace
$G_n(z)$	FT nominal do processo sem o tempo morto no domínio discreto $\mathcal{Z}$
IMC	<i>Internal Model Control</i>
$l/s$	Litro por segundo
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MTMA	Matriz de Transferência de Malha Aberta
PID	Proporcional + Integral + Derivativo
PSF	Preditor de Smith Filtrado
PSM	Preditor de Smith Modificado
$P(s)$	FT do processo com o tempo morto no domínio contínuo de Laplace
$P(z)$	FT do processo com o tempo morto no domínio discreto $\mathcal{Z}$
$P_n(s)$	FT nominal do processo com o tempo morto no domínio contínuo de Laplace
$P_n(z)$	FT nominal do processo com o tempo morto no domínio de discreto $\mathcal{Z}$
$P_r(s)$	FT real do processo simulado com o tempo morto no domínio de Laplace
$P_r(z)$	FT real do processo simulado com o tempo morto no domínio discreto $\mathcal{Z}$

$q_u(t)$	Sinal de perturbação de entrada do processo no domínio do tempo
$Q_u(z)$	Transformada $\mathcal{Z}$ do sinal $q_u(t)$ discretizado
$q_y(t)$	Sinal de perturbação de saída do processo no domínio do tempo
$Q_y(z)$	Transformada $\mathcal{Z}$ do sinal $q_y(t)$ discretizado
$r(t)$	Sinal de referência do controlador no domínio do tempo
$R(z)$	Transformada $\mathcal{Z}$ do sinal $r(t)$ discretizado
SISO	<i>Single-Input and Single-Output</i>
SOPDT	<i>Second Order Plus Dead Time</i>
SP	<i>Smith predictor</i>
$u(k)$	Sinal de entrada do processo em tempo discreto
$u(t)$	Sinal de entrada do processo no domínio do tempo
$y(t)$	Sinal de saída do processo no domínio do tempo
$Y(z)$	Transformada $\mathcal{Z}$ do sinal $y(t)$ discretizado
$\hat{y}(t)$	Sinal de saída estimado pelo preditor
$\mathcal{Z}^{-1}(\cdot)$	Transformada $\mathcal{Z}$ Inversa
$z^{-d}$	Modelo do atraso do processo em tempo discreto
$z^{-d_n}$	Modelo nominal do atraso do processo em tempo discreto

# Índice

Resumo	vii
Abstract	viii
Nomenclatura	ix
Índice	xi
Lista de Figuras	xiii
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	2
1.2 Objetivo . . . . .	5
1.2.1 Objetivo Geral . . . . .	5
1.2.2 Objetivo Específico . . . . .	5
1.3 Organização do Documento . . . . .	6
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>9</b>
2.1 Controlador Clássico . . . . .	10
2.2 Compensador de atraso . . . . .	12
2.2.1 Preditor de Smith . . . . .	12
2.2.2 Preditor de Smith Filtrado . . . . .	14
2.2.3 Preditor de Smith Modificado . . . . .	17
<b>3 ESTIMAÇÃO DE ATRASO</b>	<b>21</b>
3.1 Sistemas com Atraso Variável . . . . .	21
3.2 Estimação de atraso . . . . .	22
3.2.1 Estimação por Excitação ao Degrau - Modelo a três ou quatro parâmetros . . . . .	22
3.2.2 Estimação por Métodos de Área . . . . .	24
3.2.3 Estimação por Método do Momento . . . . .	25
3.3 Funções de Correlação . . . . .	26
3.3.1 Autocorrelação . . . . .	26
3.3.2 Correlação Cruzada . . . . .	28

3.4	Estimação do atraso por Funções de Correlação . . . . .	29
3.4.1	Descarte de Falso Pico . . . . .	31
3.4.2	Figura de Mérito . . . . .	32
3.4.3	Algoritmo de Estimação . . . . .	34
<b>4</b>	<b>COMPENSADORES DE ATRASO ADAPTATIVOS</b>	<b>40</b>
4.1	Preditor de Smith Filtrado com Correção de Atraso . . . . .	40
4.2	Preditor de Smith Modificado com Correção de Atraso . . . . .	41
4.3	Simulações . . . . .	43
4.3.1	Caso SISO - FOPDT - FTMA Estável . . . . .	43
4.3.2	Caso SISO - FOPDT - FTMA Estável com Ruído de Medição	49
4.3.3	Caso SISO - SOPDT - FTMA Estável . . . . .	52
4.3.4	Caso SISO - FOPDT - FTMA Instável . . . . .	56
4.3.5	Caso MIMO - MTMA Estável . . . . .	60
4.4	Conclusão . . . . .	66
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>69</b>
5.1	Principais Contribuições . . . . .	70
5.2	Trabalhos Futuros . . . . .	71
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>73</b>

# Lista de Figuras

2.1	Sistema de controle de um processo com tempo morto . . . . .	10
2.2	Sistema de controle ideal de um processo com tempo morto . . . . .	11
2.3	Estrutura do preditor de Smith . . . . .	13
2.4	Estrutura do preditor de Smith filtrado em tempo contínuo. . . . .	15
2.5	Estrutura do preditor de Smith filtrado em tempo discreto. . . . .	17
2.6	Estrutura do preditor de Smith modificado . . . . .	18
3.1	Gráfico da resposta característica de um processo representado pela Equação 3.1 . . . . .	23
3.2	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável com modelo de ordem completa e não realização do descarte de falso pico . . . . .	33
3.3	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável com modelo de ordem completa e não realização do descarte de falso pico . . . . .	36
3.4	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável com modelo de ordem completa e realização do descarte de falso pico . . . . .	37
3.5	Resposta da estimação de atraso - caso com processo instável com modelo de ordem reduzida e não realização do descarte de falso pico . . . . .	37
4.1	Resposta da estimação de atraso - caso com processo instável, com modelo de ordem reduzida e realização do descarte de falso pico . . . . .	42
4.2	Resposta da estimação de atraso - caso com processo instável, com modelo de ordem reduzida e não realização do descarte de falso pico . . . . .	43
4.3	Ruído para marcação do sinal de controle. . . . .	45
4.4	Resposta comparativa - caso com processo estável com modelo de ordem completa . . . . .	46
4.5	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável de primeira ordem com modelo de ordem completa e realização do descarte de falso pico . . . . .	46
4.6	Comparação entre autocorrelação e correlação cruzada . . . . .	47
4.7	Resposta comparativa - caso com processo estável com modelo de ordem reduzida . . . . .	48
4.8	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável com modelo de ordem reduzida e realização do descarte de falso pico . . . . .	48

4.9	Ruído de marcação do sinal de controle e Ruído de medição na saída do processo . . . . .	49
4.10	[Resposta comparativa - caso com processo estável com modelo de ordem completa e ruído de medição . . . . .	50
4.11	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável com modelo de ordem completa e realização do descarte de falso pico na presença de ruído de medição . . . . .	50
4.12	[Resposta comparativa - caso com processo estável com modelo de ordem reduzida e ruído de medição . . . . .	51
4.13	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável com modelo de ordem reduzida e realização do descarte de falso pico na presença de ruído de medição . . . . .	51
4.14	Ruído para marcação do sinal de controle . . . . .	53
4.15	Resposta comparativa - caso com processo estável de segunda ordem com modelo de ordem completa . . . . .	54
4.16	Resposta da estimação de atraso - caso com processo estável de segunda ordem com modelo de ordem completa e realização do descarte de falso pico . . . . .	54
4.17	Resposta comparativa - caso com processo estável de segunda ordem com modelo de ordem reduzida . . . . .	55
4.18	Resposta comparativa - caso com processo estável de segunda ordem com modelo de ordem reduzida . . . . .	55
4.19	Ruído para marcação do sinal de controle. . . . .	57
4.20	Resposta comparativa - caso instável com modelo de ordem completa	58
4.21	Resposta da estimação de atraso - caso com processo instável com modelo de ordem completa e não realização do descarte de falso pico	58
4.22	Resposta comparativa - caso instável com modelo de ordem reduzida	59
4.23	Resposta da estimação de atraso - caso com processo instável com modelo de ordem reduzida e realização do descarte de falso pico . . .	60
4.24	Resposta do sistema multivariável estável em malha aberta com modelo de ordem completa . . . . .	64
4.25	Resposta da estimação de atraso - caso MIMO da entrada 1 para a saída 1 e realização do descarte de falso pico . . . . .	64
4.26	Resposta da estimação de atraso - caso MIMO da entrada 2 para a saída 1 e realização do descarte de falso pico . . . . .	65
4.27	Resposta da estimação de atraso - caso MIMO da entrada 1 para a saída 2 e realização do descarte de falso pico . . . . .	65
4.28	Resposta da estimação de atraso - caso MIMO da entrada 2 para a saída 2 e realização do descarte de falso pico . . . . .	66

# Capítulo 1

## INTRODUÇÃO

O estudo de sistemas de controle tem crescido com o avanço da engenharia, desempenhando grandes funções, desde a automatização de perigosos processos industriais e serviços residenciais até a pilotagem de aviões e veículos espaciais. A automatização de processos industriais gera redução de diversos custos e aumento da qualidade de produtos e serviços, conseqüentemente nota-se aumento do lucro, e assim, chama a atenção de pesquisadores para esta área de atuação. Estes sistemas podem ser encontrados em nossas residências, nas indústrias, e são comumente chamados de sistemas de controle em malha fechada. Esta denominação está ligada ao fato de utilizarem o sinal de saída (ou derivada do sinal de saída) do processo, com a finalidade de comparar com o sinal de referência e reduzir o erro do sistema [1].

Grande parte dos projetos de sistemas de controle é realizada a partir do modelo matemático, que descreve o comportamento dinâmico do processo. Em alguns casos, estes sistemas podem apresentar atraso da entrada para a saída (tempo morto), que precisam ser representados em seu modelo. O atraso pode ocorrer em diversos processos em que ocorrem transporte de massa, energia, informação ou em processos de ordem elevadas [2]. O tempo morto é um parâmetro importante do modelo do sistema, devendo ser analisadas suas influências na malha de controle [3].

De acordo com [3], sistemas com tempo morto relativamente alto em relação à constante de tempo do processo não são facilmente controlados por técnicas de controle convencional devido aos seguintes fatores:

- o efeito das perturbações não são sentidas até que tempo do atraso tenha passado;

- o efeito das ações de controle levam certo tempo para serem sentidas na variável controlada;
- as ações aplicadas pelo controlador no instante de tempo atual tentam corrigir um estado observado em um determinado tempo passado.

Historicamente, houve evolução nas técnicas utilizadas para tratar o controle de sistemas com tempo morto. Técnicas que utilizam, por exemplo, o controlador proporcional + integral + derivativo (PID), preditivo baseado em modelo (MPC), compensadores de atraso com modelo fixo ou adaptativo, entre outros, foram utilizadas para melhorar o desempenho de sistemas com atraso [3].

Neste trabalho, optou-se por estudar compensadores de atraso com parâmetros adaptativos. Esta adaptação busca alcançar melhores desempenhos nos controladores, visto que alguns processos podem sofrer mudança no valor do atraso a medida que o ponto de operação é alterado. Em conjunto com estes compensadores, utilizaram-se controladores PID devido a sua simplicidade de sintonia e a sua larga utilização na indústria [1].

## 1.1 Motivação

Modelos com atraso da entrada para a saída, também conhecidos como modelos com tempo morto, são utilizados para representar diversos processos reais [3], por exemplo: atrasos em redes de comunicação, como CAN automotiva, normalmente são pequenos pois transmitem informações de medidas e leis de controle. Estes atrasos existem em virtude da priorização de tarefas realizada pelo processador [4]. Já os sistemas que realizam transporte de massa ou calor apresentam tempo morto elevado devido às propriedades do processo [5].

Em sistemas dinâmicos com atraso, observa-se um intervalo temporal entre a alteração de uma variável manipulada e o início de sua efetiva ação na variável de saída. Processos com atraso de transporte considerável impõem uma redução da margem de fase, trazendo dificuldades para controle em malha fechada [3]. Alguns processos industriais, como plantas químicas, são instáveis em malha aberta e possuem grande dificuldade de serem controlados quando tem atraso de transporte [6].



Muitas técnicas foram expostas ao longo do tempo com o objetivo de solucionar problemas causados pelo tempo morto. A título de exemplo, têm-se: aproximação de Padé (aplicável para sistemas com atraso considerado pequeno em relação à constante de tempo) [5], estratégias através de sintonia de PID, compensadores de atraso, IMC modificado, entre outras [6]. O preditor de Smith (SP) [7] é uma das técnicas mais populares dentre aquelas que lidam com o problema do atraso de maneira explícita. No entanto, em sua versão original, sabe-se que [3]: i) a rejeição às perturbações em malha fechada é mais lenta que a resposta em malha aberta e ii) caso o modelo seja integrador ou tenha polos instáveis, o sistema em malha fechada não será estável internamente. Além das deficiências expostas anteriormente, percebe-se que o preditor de Smith não é muito robusto na presença de erros de modelagem, e ainda, o exato valor do tempo morto é necessário para realizar a predição [8]. No entanto, estimar o modelo do processo e do atraso de transporte sem erros não é uma tarefa simples devido à presença de perturbações, não linearidades [4] e pelo fato do atraso ser uma variável não observável [8].

Diversas soluções foram propostas para superar as limitações do preditor de Smith: o preditor de Smith modificado, preditor de Artstein, preditor modificado de Artstein [9], preditor de Smith filtrado, dentre outras. Pode-se destacar o preditor de Smith filtrado por se tratar de uma solução unificada [10]. Nesta abordagem, utiliza-se apenas um filtro adicional, denominado de filtro de robustez, o qual pode ser utilizado para assegurar estabilidade interna. Este filtro é responsável por estabelecer uma solução de compromisso entre robustez e desempenho de rejeição de perturbação. Apesar da importância do filtro de robustez, o tamanho da incerteza do atraso é um elemento crucial no que diz respeito ao comportamento robusto do sistema de controle. Conforme apontado no Capítulo 2 de [3], se o atraso for maior do que a constante de tempo dominante (sistema estável do tipo atraso dominante), então o erro de modelagem nas médias e nas altas frequências será fundamentalmente definido pela incerteza no atraso. Observou-se que [11] foi ainda mais enfático na Seção 2.5.1 de sua Tese ao afirmar que o erro de estimação do atraso é o mais importante dentre as incertezas do modelo para processos com tempo-morto.

A ideia de corrigir o modelo do processo com atraso durante a operação do sistema não é nova. Em [4], a estimação de atraso foi realizada através dos sinais observáveis

do sistema. Um observador de entrada foi utilizado para estimar o valor atrasado que realmente é aplicado ao processo. Dado o valor do atraso estimado, utiliza-se este valor para melhorar as margens de estabilidade de um controlador sem compensador de tempo morto.

O problema de correção do atraso para plantas instáveis com o preditor de Smith modificado é tratado em [6]. Neste sentido, utiliza-se um conjunto de modelos operando em paralelo com diferentes atrasos. Um algoritmo compara a saída do sistema com a saída de cada modelo, escolhendo aquele que apresenta a melhor estimativa do tempo morto. No entanto, para estimar o atraso seria necessário aplicar uma senoide na referência, prejudicando a operação do processo no que tange em fixar um ponto de operação.

Este problema também foi abordado em [12] no contexto do atraso variável de redes de comunicação. Neste trabalho, o tempo morto era obtido diretamente do *round trip time* da rede devido às características inerentes a este meio de transmissão de dados. Uma vez que o tempo morto era estimado, ele seria atualizado em um preditor de Smith padrão.

Já em [5], utilizou-se uma ideia similar àquela em [6], mas a estimativa do tempo morto se dava a partir da aplicação de um degrau na referência, ao invés de uma senoide [6]. Porém, o algoritmo de predição do atraso em alguns casos leva até 50 segundos para convergir para o valor correto, no momento em que a constante de tempo era cerca de 5 segundos. Deve-se realçar também que o fato de utilizar um degrau na referência para estimar o tempo morto faz com que o sistema tenha que sair do ponto ótimo de operação por um intervalo de tempo considerável.

Um mecanismo mais completo para obtenção de novos modelos e re-sintonia do controlador primário foi recentemente proposto em [13]. Neste último caso, a estimativa dos novos parâmetros depende de uma mudança de referência ou do surgimento de uma perturbação.

Estratégias de estimativa e correção (adaptação) do atraso também são encontradas em compensadores baseados em representações do tipo espaço de estados. A correção do atraso na presença de ruído e incerteza no gestático foi tratada em [14]. Neste caso, não foram considerados outros tipos de perturbações e/ou erros de modelagem.

O preditor modificado de Artstein foi utilizado em [8], assumindo estados mensuráveis. Esta hipótese pode ser superada com a utilização de um estimador de estados, mas foi demonstrado em [9] que o preditor de Artstein modificado aplicado em [8] não permite lidar com o compromisso entre robustez e rejeição de perturbações. Esta limitação é particularmente indesejada para o caso de sistemas com atrasos longos [9].

Tem-se então a maior parte dos trabalhos a respeito da estimação do tempo morto utilizando preditores ou através da minimização de uma função custo que compara diversos modelos de sistemas em paralelo. Além disso, observa-se nas técnicas estudadas o alto tempo de convergência do valor do atraso para a vizinhança da medida exata.

Diante deste cenário, encontra-se a possibilidade de estudar a utilização de um algoritmo de identificação do atraso de transporte baseado na autocorrelação do incremento de controle. Um ruído pseudo-aleatório de baixa densidade espectral de potência será utilizado para atribuir uma assinatura ao sinal de controle. Desta forma, o algoritmo de estimação de atraso é efetivo em diferentes modos de operação, isto é, pode ser utilizado: i) durante mudanças de referência, ii) durante a rejeição de perturbações do tipo degrau e iii) com o sistema num determinado ponto de equilíbrio. Além do exposto, assim como a técnica utilizada recentemente em [14], o algoritmo de estimação proposto é insensível a erros de estimação do ganho estático.

## 1.2 Objetivo

### 1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo desse trabalho é desenvolver uma técnica de adaptação e estimação de atraso a ser aplicada a modelos lineares invariantes no tempo com incerteza no tempo morto, decorrente de mudança de ponto de operação, bem como de erro de modelagem.

### 1.2.2 Objetivo Específico

- Melhorar o comportamento robusto na presença de incertezas;

- Corrigir o atraso de transporte durante a operação do sistema de controle;
- Criar algoritmo de estimação do tempo morto do sistema baseado na autocorrelação do incremento do sinal de controle, na vizinhança do ponto de operação ou em regime transitório causado por mudança de referência ou perturbações constantes;
- O atraso estimado deverá atualizar o modelo do atraso do preditor de Smith filtrado para sistemas estáveis em malha aberta e para sistemas multivariáveis. Para sistemas instáveis em malha aberta, o atraso estimado deverá atualizar o preditor de Smith modificado.

### 1.3 Organização do Documento

Esta dissertação apresenta cinco capítulos expostos da seguinte forma:

- **Capítulo 1: Introdução**

Na introdução apresentou-se a aspectos gerais que motivaram o estudo do tema proposto, apontando os principais trabalhos relacionados, a relevância do tema, os resultados que desejam-se alcançar e a forma que foi organizada o documento.

- **Capítulo 2: Fundamentação Teórica**

São abordados os fundamentos teóricos que devem subsidiar a estratégia de controle em malha fechada utilizada. Em particular, será tratado o preditor de Smith filtrado para sistemas estáveis em malha aberta e para sistemas multivariáveis. No caso de sistemas instáveis em malha aberta será apresentado o preditor de Smith modificado para tratar o controle do processo.

- **Capítulo 3: Estimação de Atraso**

As técnicas de estimação de tempo morto para sistemas lineares invariantes no tempo são analisadas. Métodos de estimação no domínio do tempo, no domínio da frequência, estimação explícita de parâmetro, métodos de área e métodos de momento são apresentadas. Também é expressada a utilização das

funções de correlação para predição do tempo morto (método utilizado para realizar a predição nesta dissertação).

- **Capítulo 4: Preditor de Smith com Correção de Atraso**

Uma vez que discutiu-se a respeito das estratégias de controle em malha fechada e sobre alguns métodos de estimação de atraso, são apresentados os resultados de simulações para sistemas estáveis, instáveis e multivariáveis com adaptação do tempo morto durante a operação do processo.

- **Capítulo 5: Conclusão**

São apresentadas as principais conclusões sobre o estudo e simulações, e as perspectivas para trabalhos futuros.



## Capítulo 2

# FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Sistemas de controle realimentados comparam os sinais de entrada e saída do sistema, de forma que a diferença entre estes sinais (sinal de erro) seja o meio de controle do processo. O objetivo desse sistema é: i) manter o sinal de saída em um valor de referência desejado, ii) rejeitar perturbações na entrada e na saída do processo, iii) estabilizar sistemas instáveis e iv) reduzir a sensibilidade à variações de parâmetros do processo e de controle. Estes sistemas são largamente utilizados na indústria com o objetivo de manter variáveis como pressão, temperatura, posição, velocidade, pH, entre outras sob controle [1]. Normalmente, para se obter bom desempenho de seguimento de referência é necessário que o controlador tenha ganhos elevados. No entanto, o projetista do sistema de controle deve saber ponderar a performance da rejeição de perturbação e a robustez do processo [20].

Para que o desempenho de um sistema de controle seja satisfatório é necessário identificar os parâmetros do modelo de um determinado processo. No entanto, diversos fatores motivam a variação de características dinâmicas do sistema. Logo, a capacidade de adaptação do sistema de controle à variações dinâmicas do processo é uma atributo desejável em alguns casos. Técnicas que apresentam estas características são denominados controladores adaptativos [1].

Sistemas adaptativos podem adequar mudanças derivadas do próprio sistema ou de fora dele. Desta forma, mudanças nos valores de parâmetros do modelo, causado por aspectos ambientais bem como por erros de projeto e falhas de componentes do processo, podem ser bem compensados pelo controlador adaptativo. Assim, pode-se garantir que o processo tenha respostas satisfatórias e que não entrem em um ponto

de instabilidade [1].

Uma vez que nesta dissertação trabalhou-se em sistemas com atraso, buscou-se fazer a estimação e adaptação do tempo morto no modelo dinâmico do sistema, dentre os parâmetros que podem ser adaptados. A escolha deste parâmetro do modelo para ser estimado e adaptado deu-se devido a necessidade de reduzir o erro de estimação do atraso, pois em sistemas com tempo morto, esta é a variável mais importante entre as incertezas do processo [11].

## 2.1 Controlador Clássico

Pode-se observar os controladores monovariáveis apresentados nas Figuras 2.1 e 2.2, sendo  $C(s)$  o controlador,  $G(s)$  o modelo do processo sem atraso,  $e^{-sL}$  o modelo do atraso em tempo contínuo. Os sinais  $r(t)$  e  $q(t)$  representam as variáveis de referência do controlador e perturbação respectivamente. Estes modelos podem ser utilizados para exemplificar as limitações presentes no controlador clássico.

As relações matemáticas entre as saídas e as entradas dos sistemas tem um desenvolvimento matemático simples. Para o controlador clássico que é apresentado na Figura 2.1 que pode ser verificado a partir das equações a seguir:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G(s)e^{-sL}}, \quad (2.1)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{G(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G(s)e^{-sL}}. \quad (2.2)$$

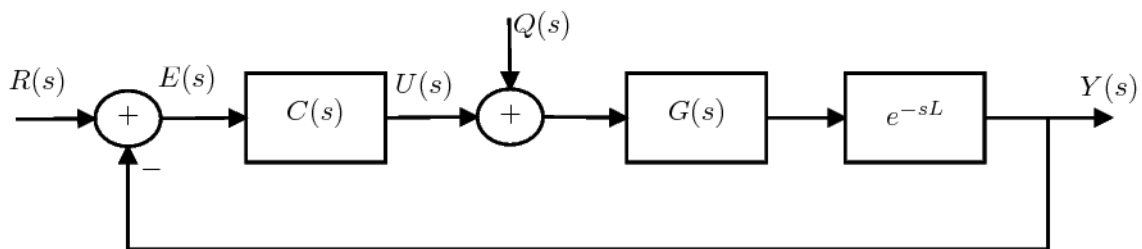


Figura 2.1: Sistema de controle de um processo com tempo morto.



Compara-se com o sistema supracitado o controle de um processo com atraso ideal. Este controlador é ilustrado na Figura 2.2 e verifica-se que modelo do tempo morto permanece fora na malha de controle. A relação matemática deste sistema pode ser analisada a partir das equações a seguir:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G(s)}, \quad (2.3)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{G(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G(s)}. \quad (2.4)$$

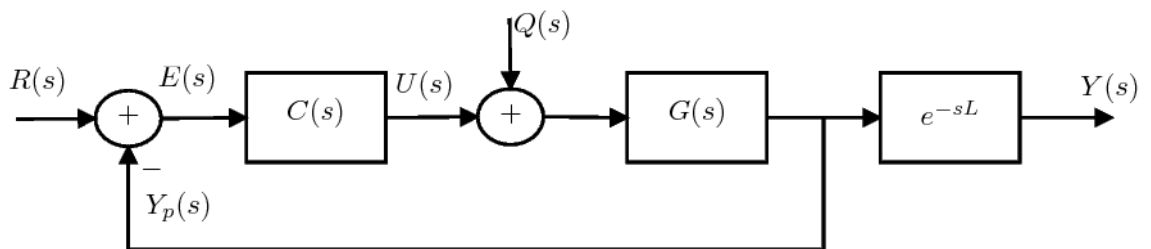


Figura 2.2: Sistema de controle ideal de um processo com tempo morto.

O sistema ilustrado anteriormente representa um processo com tempo morto ideal, pois o atraso de transporte está separado do restante do processo. Ademais o tempo morto não está presente na realimentação da malha de controle, evitando diversos problemas no controle do processo. Neste modelo,  $Y_p(s)$  representa a estimativa da saída do processo no futuro, de forma que  $y(t + L) = y_p(t)$ . Normalmente, na prática, a implementação real desta solução não é possível, pois nem sempre pode-se posicionar o sensor em um local desejado ou o tempo morto pode estar presente devido a um fator que impossibilita a separação entre processo e atraso [3].

Conforme citado anteriormente e analisando a presença do atraso na equação característica das Equações 2.1 e 2.2, pode-se notar que este atraso causa efeito negativo na fase da malha, reduzindo a margem de fase do sistema, trazendo dificuldade para o controle em malha fechada e em alguns casos tornando o sistema instável [21].

Em processos com tempo morto consideravelmente alto em relação à constante de tempo do sistema que utilizem controladores clássicos, nota-se que o desempenho do sistema em malha fechada é afetado pelo modelo do atraso. É importante ressaltar que mesmo conhecendo precisamente o valor do atraso de transporte do processo existe grandes dificuldades no controle destes sistemas [3]. Para evitar as limitações expostas anteriormente, compensadores de atraso foram adicionados às malhas de controle clássicas. Algumas dessas estratégias serão apresentadas a seguir.

## 2.2 Compensador de atraso

Modelos de predição foram as principais técnicas que encararam de maneira explícita os problemas iniciais resultantes da presença do atraso na equação característica do sistema. O preditor de malha aberta, em tese, permite eliminar matematicamente o tempo morto da malha do processo, no entanto, este controlador que atua em malha aberta não seria eficiente em caso de erros de modelagem, perturbações e não teria todas as vantagens do sistema de controle em malha fechada [3].

O preditor de Smith [7] - que será tratado na seção a seguir - apresenta uma solução em malha fechada, que utiliza o modelo do processo sem o atraso para corrigir variações na saída. No entanto, este preditor apresenta limitações para lidar com o compromisso entre a robustez e a rejeição de perturbações do processo [3].

Além dos preditores supracitados, pode-se verificar diversas alterações do preditor de Smith. Entre elas estão o preditor de Smith modificado, utilizado para controlar processos instáveis em malha aberta, e o preditor de Smith filtrado, que corrige algumas limitações do preditor de Smith para o seguimento de referências e para rejeição de perturbações.

### 2.2.1 Preditor de Smith

O preditor de Smith [7], proposto inicialmente em 1957, é uma das técnicas mais populares dentre aquelas que lidam com o problema do atraso de maneira explícita. Encontra-se na Figura 2.3, sendo  $G_n(s)$  o modelo nominal do sistema sem o atraso ou também chamado na literatura de *fast model* ou modelo rápido,  $e^{-sL_n}$  o modelo

do atraso nominal do sistema na forma da transformada de Laplace,  $r(t)$  o sinal de entrada de referência,  $q(t)$  a perturbação de entrada e  $y_p(t)$  o sinal de saída estimado pelo preditor. Nesta configuração, erros de modelagem são corrigidos pela diferença entre o sinal de saída do sistema e o sinal do preditor de malha aberta  $e_p(t)$  [3]. Através deste esquema pode-se extrair as seguintes funções de transferência, sem incerteza (caso nominal, o qual  $G(s) = G_n(s)$  e  $L = L_n$ ), da estrutura apresentada:

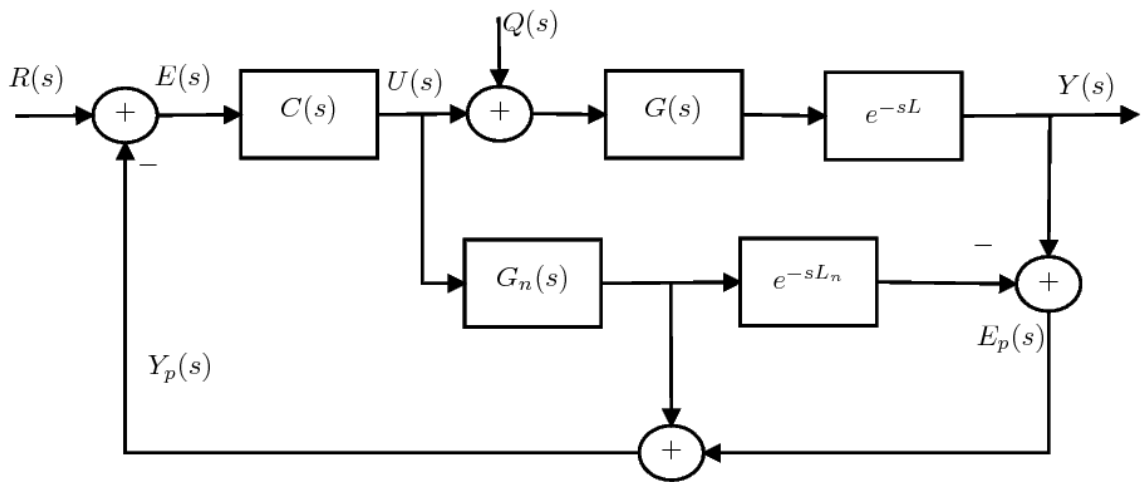


Figura 2.3: Estrutura do preditor de Smith.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G(s)}, \quad (2.5)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = G(s)e^{-sL} \left[ 1 - \frac{C(s)G(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G(s)} \right]. \quad (2.6)$$

A partir das Equações 2.5 e 2.6, consegue-se concluir alguns ganhos e algumas limitações existentes na estrutura proposta. A título de exemplo, comparando-se as Equações 2.5 e 2.1, nota-se que o preditor de Smith eliminou o atraso da equação característica do sistema. Deste modo, como  $e_p(t) = 0$ , pode-se ter  $y_p(t) = y(t + L)$ . Assim reduziu-se a equação característica a  $1 + C(s)G(s) = 0$ , a qual não contém a presença do atraso e como resultado não reduz a margem de fase do sistema.

Este desenvolvimento representa um grande avanço, visto que evita-se a redução da margem de fase e através deste modelo de predição, para um processo sem erros

de modelagem, pode-se também projetar um controlador para o sistema com atraso considerando o modelo sem atraso. Pode-se notar também que predição realimenta a saída do processo sem o tempo morto mais o efeito da perturbação no instante atual menos o efeito da perturbação sem o atraso [3].

Por outro lado, constata-se por intermédio da Equação 2.6, a presença do atraso na resposta à rejeição de perturbação. Assim, verifica-se que a resposta a perturbação em malha fechada seria mais lenta que a resposta de malha aberta e que se  $G_n(s)$  for instável ou integrador, então o sistema não será estável internamente [21]. Vale lembrar ainda que o preditor de Smith possui apenas um grau de liberdade, impossibilitando que o controlador seja sintonizado para atender especificações de seguimento de referência e rejeição de perturbações ao mesmo tempo [3].

No que se refere a garantia de estabilidade interna do preditor de Smith, sabe-se que se  $C(s)$  for escolhido buscando alto desempenho em rejeitar perturbações em malha fechada, pode-se atingir a instabilidade devido a erros de modelagem. Logo, para garantir que o sistema permaneça estável, os ganhos do controlador devem ser limitados mesmo que implique na performance de malha fechada. Sugere-se que para situações reais, o modelo seja analisado, principalmente o valor do tempo morto, antes de sintonizar o controlador, pois este modelo do atraso afeta diretamente a estabilidade do sistema com o preditor de Smith [3].

Conforme apresentado nesta seção, observa-se que o preditor de Smith representou um grande avanço do estudo de sistemas com tempo morto. No entanto, esta técnica ainda apresenta algumas limitações que podem ser amenizadas por modificações na estrutura inicial do preditor. Estas modificações serão apresentadas nas seções a seguir.

### 2.2.2 Preditor de Smith Filtrado

Conforme discutido na seção anterior, erros de modelagem, principalmente no valor do atraso de transporte do processo podem levar o sistema com o preditor de Smith à instabilidade. Este problema pode ser solucionado ao adicionar-se o então chamado filtro de robustez, que tem ganho igual ao filtro de referência. Este filtro pode ser do tipo passa-baixa. Assim iria atenuar as variações na saída do processo causadas pelos erros de modelagem [3].

O modelo simplificado do sistema de controle com o preditor de Smith filtrado é apresentado na Figura 2.4, sendo  $P(s)$  a representação do sistema em tempo contínuo,  $C(s)$  o controlador primário,  $G(s)$  o modelo do sistema sem atraso,  $e^{-sL}$  o modelo do atraso em tempo discreto,  $F(s)$  o filtro de referência e  $F_r(s)$  o filtro de robustez. Os sinais  $Y(s)$ ,  $U(s)$ ,  $Q(s)$ ,  $N_1(s)$  e  $N_2(s)$  representam respectivamente as versões no domínio de Laplace da variável de processo, variável manipulada, perturbação de entrada, perturbação de saída e ruído de medição.

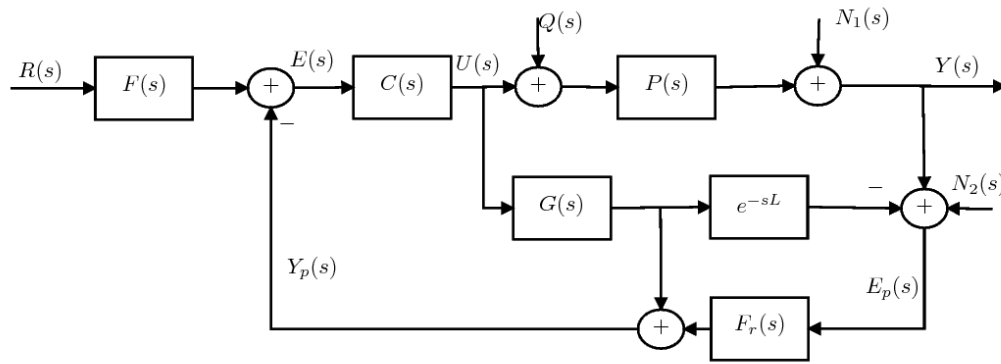


Figura 2.4: Estrutura do preditor de Smith filtrado em tempo contínuo.

O controlador primário e o filtro de referência são sintonizados para controlar o modelo sem atraso,  $G(s)$ . Logo, nota-se na Equação (2.7) que o filtro de robustez não interfere na resposta ao seguimento de referência, fazendo que esta saída para o preditor de Smith filtrado permaneça igual a do preditor de Smith.

De forma semelhante, o filtro de robustez é utilizado para garantir a estabilidade interna caso as plantas não sejam BIBO estáveis [21], alterar o desempenho de rejeição de perturbação e melhorar robustez do controlador. O interessante do filtro de robustez é que pode ser estabelecido como um filtro de primeira ordem, de forma que tenha apenas um parâmetro a ser sintonizado. Este parâmetro de sintonia depende da frequência de oscilação da saída do processo [3]. É importante ressaltar que a velocidade da rejeição de perturbação e a robustez do sistema de controle estão fortemente ligados, de forma que não se pode melhorar de forma ilimitada um destes quesitos sem comprometer o outro.

Para o caso nominal (*i.e.*,  $P(s) = P_n(s) = G_n(s)e^{-sL}$ ), obtêm-se as seguintes

funções de transferência de malha fechada:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{F(s)C(s)G_n(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G_n(s)}, \quad (2.7)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = P(s) \left[ 1 - \frac{F_r(s)C(s)G_n(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G_n(s)} \right], \quad (2.8)$$

$$\frac{Y(s)}{N_1(s)} = \left[ 1 - \frac{F_r(s)C(s)G_n(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G_n(s)} \right], \quad (2.9)$$

$$\frac{Y(s)}{N_2(s)} = \left[ - \frac{F_r(s)C(s)G_n(s)e^{-sL}}{1 + C(s)G_n(s)} \right]. \quad (2.10)$$

Neste caso, considerando as Equações (2.7), (2.8) e (2.9), observa-se que, para o caso nominal,  $F(s)$  interfere apenas na relação da referência para saída, Equação (2.7), ao passo que  $F_r(s)$  interfere nas funções de transferência associadas à rejeição de perturbações de entrada e saída, Equações (2.8) e (2.9). Desta forma,  $1 - e^{-sL}F_r(s)$  deve ser sintonizado para que os pólos indesejados da resposta a rejeição de perturbação seja eliminada e assim não apareçam como zero da equação do controlador equivalente [21].

### Preditor de Smith Filtrado - Caso Discreto

Vale lembrar que o método de sintonia do filtro de robustez muda de acordo com o processo a ser controlado. O modelo para implementação real do preditor de Smith filtrado pode ser visto na Figura 2.5. Na prática,  $S(z)$  deve ser sintonizado para atender as condições de estabilidade interna, de forma que  $F_r(z)$  seja escolhido para que  $S(z)$  seja uma função de transferência estável, no qual:

$$S(z) = G_n(z) \left[ 1 - F_r(z)z^{-d_n} \right],$$

sendo  $G_n(z)$  o modelo rápido em tempo discreto,  $F_r(z)$  o filtro de robustez em tempo discreto e  $z^{-d_n}$  o atraso nominal em tempo discreto. Assim, diferentes técnicas são usadas para sistema estável, instável ou integrador. Os devidos procedimentos de sintonia para os diferentes casos supracitados podem ser observados em [21].

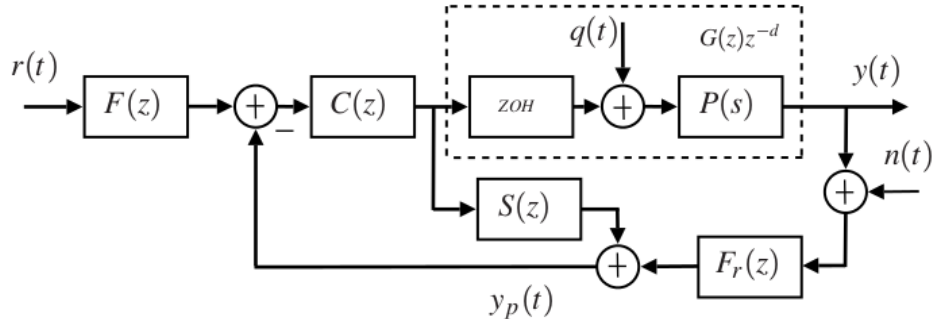


Figura 2.5: Estrutura do preditor de Smith filtrado em tempo discreto.

### 2.2.3 Preditor de Smith Modificado

Conforme apresentado na Seção 2.2.1, os ganhos do preditor de Smith geraram grande avanço na abordagem de sistemas com atraso de transporte. No entanto, suas limitações a respeito dos sistemas integradores e instáveis em malha aberta provocaram pesquisas sobre modificações estruturais que garantissem o controle de processos com estas características.

Entre as soluções que permitem o sistema de controle superar as limitações supracitadas está o preditor de Smith modificado. Este sistema de controle consiste em inserir duas modificações estruturais no diagrama do preditor de Smith convencional. A primeira modificação, é uma realimentação interna, que seria responsável por garantir a estabilidade dos sistemas integradores e instáveis em malha aberta. Já a segunda mudança garante que o sistema seja capaz de rejeitar perturbações desde que a malha interna esteja estável [22].

Pode-se observar na Figura 2.6 o PSM, sendo  $G_n(s)$  o modelo nominal do sistema sem atraso,  $e^{-sL_n}$  o modelo do atraso nominal do sistema,  $C(s)$  o controlador convencional responsável pelo seguimento de referência da resposta,  $C_1(s)$  o controlador que deve manter a estabilidade do sistema e  $C_2(s)$  o controlador encarregado de realizar a rejeição de perturbações. Vale ressaltar que quando os valores de  $C_1(s) = 0$  e  $C_2(s) = 0$  a estrutura do preditor de Smith modificado é equivalente à estrutura padrão do preditor.

A partir da análise da estrutura do PSM pode-se deduzir as seguintes equações,

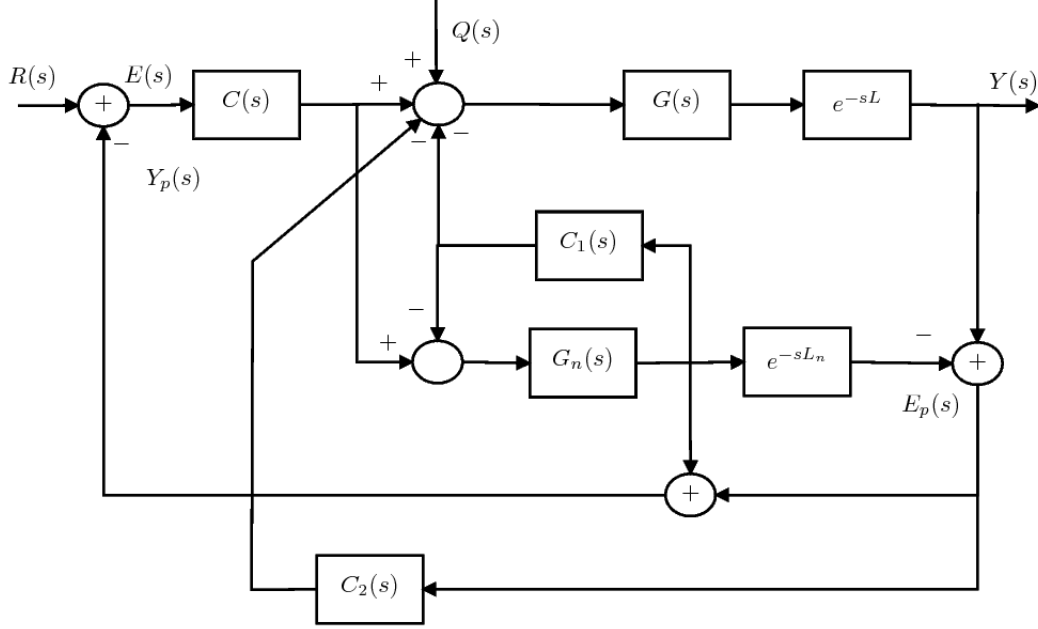


Figura 2.6: Estrutura do preditor de Smith modificado [22].

conforme foram apresentadas em [22]:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)e^{-sL}[1+C_2(s)G_n(s)e^{-sL_n}]}{[1+G_n(s)[C(s)+C_1(s)]] [1+C_2(s)G(s)e^{-sL}]+C(s)[G(s)e^{-sL}-G_n(s)e^{-sL_n}]}, \quad (2.11)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{G(s)e^{-sL}[1+G_n(s)[C(s)+C_1(s)+C(s)e^{-sL_n}]}{[1+G_n(s)[C(s)+C_1(s)]] [1+C_2(s)G(s)e^{-sL}]+C(s)[G(s)e^{-sL}-G_n(s)e^{-sL_n}]}. \quad (2.12)$$

Para o caso nominal, o qual  $G_n(s) = G(s)$  e  $L_n = L$  tem-se:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)e^{-sL}}{1 + G(s)[C(s) + C_1(s)]}, \quad (2.13)$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{G(s)e^{-sL}}{1 + G(s)[C(s) + C_1(s)]} \frac{1 + G(s)[C(s) + C_1(s)] - C(s)G(s)e^{-sL}}{1 + C_2(s)G(s)e^{-sL}}. \quad (2.14)$$

Assim pode-se observar que a estabilidade do preditor de Smith modificado depende da equação característica  $[1 + G(s)[C(s) + C_1(s)]] [1 + C_2(s)G(s)e^{-sL}] = 0$ . No entanto, o desempenho do controlador e a capacidade em manter o sistema estável estão ligados a magnitude do erro de modelagem, de forma que variações do modelo devido à mudança de ponto de operação ou erro de modelagem podem levar o sistema à instabilidade. Esta variação ocorre devido ao cancelamento de pólos que



acontece para o caso não nominal ( $G_n(s) \neq G(s)$ ), conforme pode ser observado nas Equações 2.11 e 2.12 [22].

É importante ressaltar que ao utilizar o PSM para controlar sistemas instáveis, a sintonia de  $C(s)$ ,  $C_1(s)$  e  $C_2(s)$  não necessita ser refeita devido à mudança do valor de  $L_n$  desde que os pólos de  $1 + C_2(s)G(s)e^{-sL_n}$  permaneçam no semi-plano direito. Por outro lado, o PSF necessita que  $F_r(s)$  seja recalculado a depender do valor de  $d_n = L_n/h$ , sendo  $h$  o período de amostragem. Assim, justifica-se o uso do PSM para controle de sistemas instáveis em malha aberta. Métodos de sintonia do PSM para sistemas FOPDT, SOPDT e processos integradores com tempo morto elevado estão presentes em [22].



# Capítulo 3

## ESTIMAÇÃO DE ATRASO

### 3.1 Sistemas com Atraso Variável

Em diversos processos reais, o tamanho do atraso de transporte varia em função do ponto de operação. A título de exemplo, pode-se citar a variação do atraso de transporte do fluido numa tubulação, que depende do valor da vazão. Neste caso, ao variar o ponto de operação, observa-se uma variação no valor do tempo-morto. Neste tipo de problema, é comum assumir um valor nominal fixo independente do ponto, por questões de simplicidade.

Em [23], com vistas a realizar o controle de temperatura de um coletor solar, observou-se um atraso de 43s ao variar a vazão de 2,5 para 3,4l/s e um atraso de 28s ao variar a vazão de 1,6 para 3,5l/s. Neste problema, utilizou-se um atraso nominal fixo definido como 40s. Por outro lado, a incerteza no atraso impõe limites mais restritos ao desempenho do controlador uma vez que as margens de robustez devem suportar este tipo de variação.

Em processos os quais ocorrem alterações do atraso de transporte, pode-se estimar ou identificar o tempo morto ao mensurar alguma variável do sistema. Estas medições podem ser realizadas de forma online, e assim, ter a estimação calculada no domínio discreto e utilizá-la em estratégias de controle adaptativas [3].

## 3.2 Estimação de atraso

Nas seções a seguir, serão apresentados alguns métodos de estimação de atraso de transporte de processos presentes na literatura.

### 3.2.1 Estimação por Excitação ao Degrau - Modelo a três ou quatro parâmetros

Conforme apresentado anteriormente, dificuldades como ruído de medição e certificar-se que o sistema esteja em repouso faz a detecção do tempo morto uma tarefa complexa, pois não se identifica facilmente o momento em que ocorre uma variação da saída após a variação da entrada. Logo, métodos que utilizam vários pontos são mais eficientes em caracterizar sistemas com atraso [3].

A medida que se aumenta o número de parâmetros, melhores aproximações do sistema real podem ser obtidas. No entanto, quantidade excessiva de parâmetros dificulta a estimação. A equação a seguir representa o modelo a três parâmetros [24]:

$$G(s) = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-sL}, \quad (3.1)$$

sendo  $K$  o ganho estático do sistema,  $\tau$  a constante de tempo e  $L$  o tempo morto. A resposta descrita pelo modelo da Equação 3.1, quando excitado pela entrada degrau, pode ser observada pela Figura 3.1.

A equação a seguir representa a curva  $s(t)$  apresentada na Figura 3.1:

$$s(t) = K(1 - e^{-(t-L)/\tau}). \quad (3.2)$$

Os parâmetros apresentados na Equação 3.1 podem ser obtidos graficamente. O parâmetro  $L$  (tempo morto) pode ser obtido interceptando a tangente da resposta do processo no momento de subida ao eixo horizontal, como pode ser visto na Figura 3.1 [24].

Curvas de respostas à entrada degrau semelhante à apresentada na Figura 3.1, caso apresente um formato "S" acentuado, podem ser modeladas pela seguinte equação [24]:

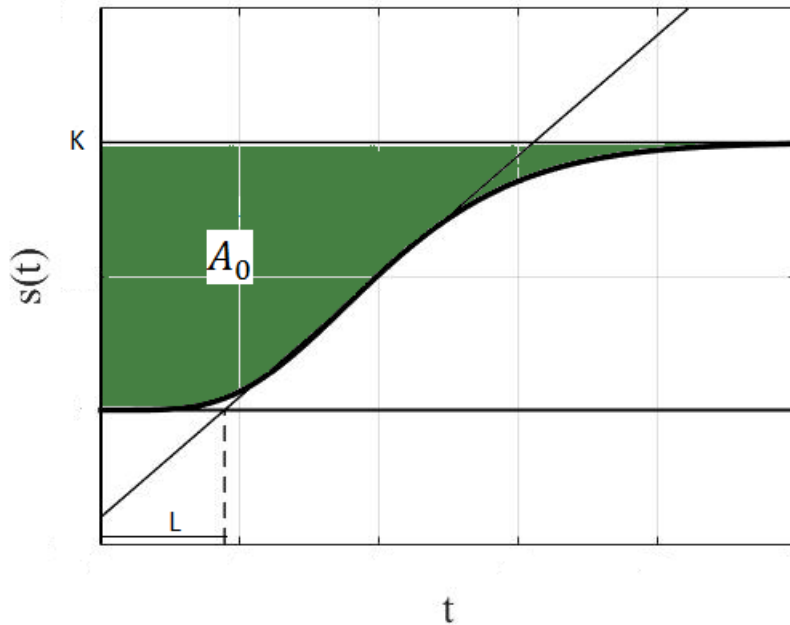


Figura 3.1: Gráfico da resposta característica de um processo representado pela Equação 3.1.

$$G(s) = \frac{K}{(1 + s\tau)^2} e^{-sL}, \quad (3.3)$$

sendo a sua resposta no domínio temporal:

$$s(t) = K \left( 1 - \left( 1 + \frac{t-L}{\tau} \right) e^{-(t-L)/\tau} \right). \quad (3.4)$$

Uma aproximação ainda melhor de um processo real pode ser obtido pela seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{K}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)} e^{-sL}. \quad (3.5)$$

Este modelo apresenta quatro parâmetros: ganho  $K$ , tempo morto  $L$  e constantes de tempo  $\tau_1$  e  $\tau_2$ . O ganho e o tempo morto podem ser determinados da mesma forma que foram obtidos no modelo a três parâmetros. No entanto, o cálculo das constantes de tempo envolve solução de equações que devem ser encontradas numericamente.

### 3.2.2 Estimação por Métodos de Área

Métodos de área utilizam as relações entre o atraso de transporte e a curva da resposta do sistema ao degrau ou ao impulso para determinar o tempo morto [15].

Conforme apresentado anteriormente, as Equações 3.1 e 3.3 podem ser boas representações para diversos processos reais. Para estimar o tempo morto, inicialmente calcula-se o valor de  $T_{ar}$ , que representa uma medida grosseira do tempo que a resposta alcance o valor de regime permanente ( $s(\infty)$ ) [15]:

$$T_{ar} = \frac{A_0}{K}.$$

No qual,  $K = s(\infty)$  representa o ganho estático. Então pode-se encontrar  $A_0$  e  $A_1$  por:

$$A_0 = \int_0^{\infty} (s(\infty) - s(t))dt, \quad (3.6)$$

e

$$A_1 = \int_0^{T_{ar}} s(t)dt. \quad (3.7)$$

Para os sistema de primeira ordem, tem-se a constante de tempo descrita por:

$$T = \frac{e^1 A_1}{K}, \quad (3.8)$$

e o atraso por:

$$L = T_{ar} - T. \quad (3.9)$$

Para os sistema de segunda ordem, tem-se a constante de tempo descrita por:

$$T = \frac{e^2 A_1}{K}, \quad (3.10)$$

e o atraso por:

$$L = T_{ar} - 2T. \quad (3.11)$$

É importante destacar que este método é mais sensível a perturbações em baixas frequências. Por outro lado, ele apresenta baixa sensibilidade a perturbações em altas frequências [24].

### 3.2.3 Estimação por Método do Momento

Além de métodos que consideram a área da resposta ao degrau, existe métodos que utilizam a integral da resposta ao impulso. No entanto, existe dificuldade em realizar fisicamente o impulso. Desta forma, na prática, pode-se utilizar a derivada da resposta ao degrau para lidar com este método. Considerando-se  $h(t)$  a resposta do sistema ao impulso, temos  $f(t)$  o impulso normalizado como [24]:

$$f(t) = \frac{h(t)}{\int_0^{\infty} h(t)dt}. \quad (3.12)$$

O momento de ordem  $n$  é definido por [15]:

$$m_n = \int_0^{\infty} t^n f(t)dt. \quad (3.13)$$

Utilizando-se o peso do impulso, pode-se definir o ganho estático ( $K$ ) do sistema por:

$$K = \int_0^{\infty} h(t)dt. \quad (3.14)$$

Então, calcula-se o valor de  $T_{ar}$  sendo o momento de primeira ordem, representando a probabilidade do impulso aplicado no tempo 0 não alterar a saída no tempo  $t$  [15]:

$$T_{ar} = m_1 = \int_0^{\infty} t f(t)dt. \quad (3.15)$$

Para os sistemas de primeira ordem, conforme a Equação 3.1, a constante de tempo ( $T$ ) e o atraso de transporte ( $L$ ) podem ser calculados por [15]:

$$T^2 = m_2 - T_{ar}^2 = \int_0^{\infty} t^2 f(t)dt - T_{ar}^2, \quad (3.16)$$

e

$$L = T_{ar} - T. \quad (3.17)$$

Já em relação aos sistemas de segunda ordem, como na Equação 3.3, a constante de tempo ( $T$ ) e o tempo morto ( $L$ ) podem ser calculados por [15]:

$$T^2 = \frac{1}{2}m_2 - \frac{1}{2}T_{ar}^2 = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} t^2 f(t)dt - \frac{1}{2}T_{ar}^2, \quad (3.18)$$

e

$$L = T_{ar} - 2T. \quad (3.19)$$

Pode-se conseguir bons resultados ao utilizar o método do momento, no entanto, é necessário que o sistema desloque-se para o zero ou para um valor médio conhecido, de forma que seja possível subtrair este valor médio no cálculo do momento. Outrossim, algumas modificações propostas por [24], através da transformada de Laplace podem ser utilizadas para superar esta limitação.

Neste trabalho, o método de estimação proposto poderá realizar o cálculo do atraso de transporte com qualquer que seja a entrada aplicada ao processo. Desta forma, pode-se estimar tanto em regime transitório quanto em regime permanente.

### 3.3 Funções de Correlação

#### 3.3.1 Autocorrelação

A função de autocorrelação indica a semelhança entre componentes de um sinal que ocorrem em momentos diferentes [25].

A função de autocorrelação no domínio do tempo contínuo é definida por:

$$\varphi_{ff}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t + \tau)f^*(t)dt. \quad (3.20)$$

Através da equação supracitada pode-se observar que  $f(t)f^*(t+\tau)$  pode apresentar valores positivos, bem como negativos. No entanto, para  $\tau = 0$ , a autocorrelação terá valor positivo. Por intermédio dos sinais auxiliares de  $f(t) - f(t - \tau)$  e  $f(t) + f(t - \tau)$  percebe-se que a função de autocorrelação tem limites máximos e mínimos e apresenta valor máximo em  $\tau = 0$ . Pode-se observar ainda que a função de autocorrelação apresenta simetria em relação a  $\tau = 0$  de forma que [25]:

$$\varphi_{ff}(\tau) = \varphi_{ff}(-\tau). \quad (3.21)$$

A princípio não é previsto a forma da função de autocorrelação para instantes de tempo muito distantes ( $\tau \rightarrow \infty$ ). No entanto, diversos casos indicam que não existe relação entre sinais com grande separação no domínio temporal [25].



Vale lembrar que quando aplicados a sinais complexos, a autocorrelação apresenta simetria de  $\tau$  para  $-\tau$  ocorre em relação ao conjugado, de forma que:

$$\varphi_{ff}(\tau) = \varphi_{ff}^*(-\tau).$$

Logo, a parte real do sinal apresenta simetria par conforme apresentado na Equação 3.21. A parte imaginária do sinal apresenta simetria ímpar. Para  $\tau = 0$ , a autocorrelação é puramente real [25].

É importante ressaltar que a função de autocorrelação apresenta relação com convolução e com a transformada de Fourier. Observando-se a Equação 3.20 e substituindo  $t' = -t$  pode-se obter:

$$\varphi_{ff}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau - t')f^*(-t')dt' = f(\tau) * f^*(-\tau). \quad (3.22)$$

A partir da Equação 3.22 e utilizando-se as propriedades da transformada de Fourier, sendo  $\varphi_{ff}(\tau)$  a autocorrelação da função  $f(t)$  e  $\phi_{ff}$  a transformada de Fourier observa-se:

$$\begin{aligned} f(t) &\longrightarrow F(j\omega), \\ f^*(t) &\longrightarrow F^*(j\omega), \\ \varphi_{ff}(\tau) &\longrightarrow \phi_{ff}(j\omega). \end{aligned}$$

Considerando-se que:

$$\varphi_{ff}(\tau) = f(\tau) * f^*(-\tau),$$

e

$$f(\tau) * f^*(-\tau) \longrightarrow F(j\omega)F^*(j\omega) = |F(j\omega)|^2.$$

Logo,

$$\varphi_{ff}(\tau) \longrightarrow |F(j\omega)|^2.$$

Para análise de sinais discretos, pode-se ampliar os conceitos da Equação 3.20 de forma que as propriedades para a autocorrelação em tempo contínuo também sejam válidas para os sistemas discretizados. Assim define-se:

$$\varphi_{ff}(\nu) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k + \nu)f^*(k). \quad (3.23)$$

### 3.3.2 Correlação Cruzada

A função de correlação cruzada indica a semelhança entre dois sinais observando os seus respectivos deslocamentos temporais, de forma que pode ser considerada uma extensão da função de autocorrelação [25].

A função de correlação cruzada no domínio do tempo é definida por:

$$\varphi_{fg}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t + \tau)g^*(t)dt. \quad (3.24)$$

Diversas observações feitas para a função de autocorrelação não podem ser assumidas para a correlação cruzada, no entanto, ainda assim existem importantes propriedades que se relacionam com a autocorrelação.

De forma semelhante ao apresentado na Equação 3.22, pode-se obter a relação entre a correlação cruzada e a convolução. Assim expressa-se:

$$\varphi_{fg}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t + \tau)g^*(t)dt = f(\tau) * g^*(-\tau). \quad (3.25)$$

A partir da Equação 3.25, observa-se que a simetria da correlação cruzada estaria ligada à relação comutativa da operação. No entanto, pode-se notar a partir da Equação 3.24, que um deslocamento positivo de  $f(t)$  sobre  $g(t)$  é equivalente a um deslocamento negativo de  $g(t)$  sobre  $f(t)$ . Desta forma, nota-se que correlação cruzada não apresenta a mesma simetria que a autocorrelação e, pode-se também chegar às seguintes relações:

$$\begin{aligned} \varphi_{fg}(\tau) &\neq \varphi_{gf}(\tau), \\ \varphi_{fg}(\tau) &= \varphi_{gf}^*(-\tau). \end{aligned}$$

De forma análoga ao apresentado para a função de autocorrelação e utilizando as propriedades da transformada de Fourier, pode-se afirmar:

$$\begin{aligned} f(t) &\longrightarrow F(j\omega), \\ f^*(t) &\longrightarrow F^*(j\omega), \\ \varphi_{fg}(\tau) &\longrightarrow \phi_{fg}(j\omega). \end{aligned}$$

Considerando que:

$$\varphi_{fg}(\tau) = f(\tau) * g^*(-\tau),$$

e

$$f(\tau) * g^*(-\tau) \longrightarrow F(j\omega)G^*(j\omega).$$

Logo,

$$\varphi_{fg}(\tau) \longrightarrow F(j\omega)G^*(j\omega).$$

Semelhante ao apresentado na seção anterior, pode-se utilizar os conceitos da Equação 3.24 de forma que as propriedades da correlação cruzada em tempo contínuo também sejam aplicadas para os sistemas discretizados. Assim define-se:

$$\varphi_{fg}(\nu) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k + \nu)g^*(k). \quad (3.26)$$

Neste trabalho, utilizou-se os conceitos das funções de correlação em tempo discreto para estimar o atraso de transporte de processos. Desta forma, a autocorrelação e a correlação cruzada são utilizadas para comparar a semelhança entre sinais cuja única diferença existente é o atraso. Através desta comparação pode-se estimar o tempo morto. Na seção a seguir, expõe-se de forma detalhada, o procedimento utilizado neste trabalho para estimar o atraso.

### 3.4 Estimação do atraso por Funções de Correlação

Com vistas a estimar o atraso, serão utilizadas as funções de autocorrelação e correlação cruzada em tempo discreto apresentadas anteriormente. Para tanto, observa-se que a saída do processo, quando considera-se perturbações de entrada e saída, é dada por:

$$Y(z) = P(z)[U(z) + Q_u(z)] + Q_y(z).$$

Assim, ao considerar que essas perturbações causam erro na saída do processo, será utilizado um modelo do tipo ARX, como segue:

$$A_n(z^{-1})Y(z) = B_n(z^{-1})z^{-d_n-1}U(z) + E(z),$$

com

$$G_n(z^{-1}) = B_n(z^{-1})z^{-d_n-1}/A_n(z^{-1}).$$

Desta forma, assumindo que  $e(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{E(z)\}$  é descorrelacionado com  $u(k)$ , pode-se definir os sinais auxiliares:

$$\Phi(z^{-1}) = A_n(z^{-1})Y(z),$$

e

$$\theta(z^{-1}) = B_n(z^{-1})U(z)$$

Estes sinais auxiliares são utilizados para comparar os valores aplicados na entrada e aos medidas na saída. Deve-se notar que para o caso nominal (sem incertezas ou perturbações),  $\theta(z) = z^{-d_n-1}B_n(z^{-1})U(z)$ . Deste modo, pode-se obter o atraso correlacionando  $\Phi(z)$  com  $B_n(z^{-1})U(z)$ .

Esta solução, apesar de útil do ponto de vista teórico, possui duas limitações relevantes: i) na presença de perturbações externas,  $e(k)$  afeta  $y(k)$  e  $u(k)$ , por consequência, fazendo com que os sinais não sejam descorrelacionados e ii) em regime permanente,  $u(k) = u(k+1) = u(k+2) = \dots = u(\infty)$  de tal maneira que correlação cruzada de  $\Phi(z)$  com  $B_n(z^{-1})U(z)$  não depende do instante de tempo, pois em regime permanente não haveria variações da entrada e da saída processo.

Tendo em vista resolver estas limitações, duas modificações serão propostas. Na primeira delas, será utilizado  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$  e  $\Delta \phi(k) = \phi(k) - \phi(k-1)$  com vistas a identificar a presença dos picos causados por perturbações constantes, descartando-os quando identificados. Esta operação, proposta neste trabalho, foi denominada de "Descarte de Falso Pico", pois identifica os picos de saída que não foram gerados pela entrada prevista ao processo, e os exclui da operação de correlação cruzada. Além disso, será adicionado um ruído de baixa densidade espectral de potência ao sinal de controle. O objetivo deste ruído é atribuir uma assinatura ao sinal de controle aplicado ao processo, de forma que seja possível realizar a leitura desta assinatura ao comparar o sinal de saída com o de entrada. Assim, será

utilizado o controle como abaixo:

$$\begin{aligned} U(z) &= V(z) + \epsilon(z), \\ V(z) &= C(z)[F(z)R(z) - Y_p(z)], \end{aligned} \quad (3.27)$$

sendo  $V(z)$  a transformada do sinal de controle sem o ruído de marcação e  $\epsilon(z)$  a transformada do ruído pseudo aleatório conhecido. Em aplicações práticas, esta densidade espectral de potência pode ser de um nível equivalente à observada na saída do sistema. Este tipo de ruído tem o papel de identificar o sinal de controle em regime permanente. Esta assinatura faz uso de uma ideia semelhante à utilizada na modulação do tipo *spread spectrum*. Desta maneira, torna-se possível estimar o atraso, mesmo que a planta esteja em regime permanente, pois o ruído será suficientemente pequeno para que não seja perceptível a variação da saída do processo, mas com a potência necessária para identificação da assinatura. Esta é uma diferença relevante da técnica proposta, se comparada aos trabalhos anteriores.

### 3.4.1 Descarte de Falso Pico

O descarte de falso pico é uma operação proposta neste trabalho indispensável para a estimativa do atraso na presença de perturbações. Com o intuito de estimar o atraso, serão montados vetores como seguem:

$$\vec{\Delta\phi}(k) = [\Delta\phi(k) \ \Delta\phi(k-1) \ \dots \ \Delta\phi(k-M)],$$

e

$$\vec{\Delta\theta}(k, i) = [\Delta\theta(k-i) \ \Delta\theta(k-i-1) \ \dots \ \Delta\theta(k-i-M)],$$

sendo  $\phi(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{A_n(z^{-1})Y(z)\}$ ,  $\theta(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{B_n(z^{-1})U(z)\}$  e  $M$  o tamanho da janela de autorrelação. Conforme discutido anteriormente, no caso sem perturbações externas ou erros de modelagem  $\vec{\Delta\phi}(k) = \vec{\Delta\theta}(k, d_n + i)$ . Por outro lado, na presença de perturbações constantes, surgem variações bruscas em  $\vec{\Delta\phi}(k)$  as quais não apresentam correspondência com  $\vec{\Delta\theta}(k, i)$ . Estas variações podem ser descartadas através da comparação dos vetores. Neste caso, é importante descartar o pico, bem como  $n_a$  valores anteriores e posteriores, sendo  $n_a$  a ordem do polinômio  $A(z^{-1})$ . Desta forma, evita-se que o falso pico se propague ao longo de  $\vec{\Delta\phi}(k)$ .

Visando-se obter a melhor estimativa para o atraso de transporte do sistema, verificou-se que o descarte de falso pico é uma etapa imprescindível para o funcionamento do algoritmo. Após diversos testes, verificou-se que a estimação do atraso de transporte apresenta problemas na presença de perturbações e de sobressinais. Por outro lado, ao utilizar o descarte de falso pico, o algoritmo faz a estimação permanecer numa vizinhança aceitável para o bom desempenho dos compensadores de atraso.

Notou-se também, que as limitações supracitadas do algoritmo quando não se descarta o falso pico comprometem ainda mais o desempenho no momento em que se trabalhou com plantas com modelo de ordem reduzida. Assim, constatou-se que o algoritmo de estimação é extremamente sensível a erros de modelagem e perturbações quando não se descarta o falso pico.

Vale salientar que esta operação se torna ainda mais importante quando aplica-se aos sistemas instáveis em malha aberta ou sistemas multivariáveis. Estes processos apresentam sensibilidade ainda maior aos erros de modelagem ou plantas com modelo de ordem reduzida de forma que pequenas variações no estimador de atraso poderia comprometer a estabilidade do sistema, bem como a sua permanência no ponto de operação desejado.

Diferente de outros trabalhos que apresentavam diversas limitações em estimar o atraso de transporte na presença de perturbações de entrada e saída, o descarte de falso pico possibilitou o uso deste algoritmo de estimação nos mais diversos tipos de sistema. Assim, pode-se perceber que a operação de descarte de falsos picos é fundamental para o algoritmo de estimação de atraso desenvolvido neste trabalho.

A título de exemplificação, pode-se observar os vetores de entrada estimada ( $\overrightarrow{\Delta\phi}(k)$ ) e entrada aplicada ( $\overrightarrow{\Delta\theta}(k)$ ) ao processo, no momento em que ocorre perturbação ao sistema na Figura 3.2. Percebe-se que devido a perturbação ao sistema, existe discrepância entre o valor do vetor estimado e aplicado, no momento da perturbação, bem como o valor anterior, os quais são descartados pelo algoritmo.

### 3.4.2 Figura de Mérito

Costuma-se chamar de figura de mérito o critério para definição do atraso estimado [5]. Neste trabalho, a autocorrelação normalizada de  $\overrightarrow{\Delta\phi}(k)$  definirá um objetivo.

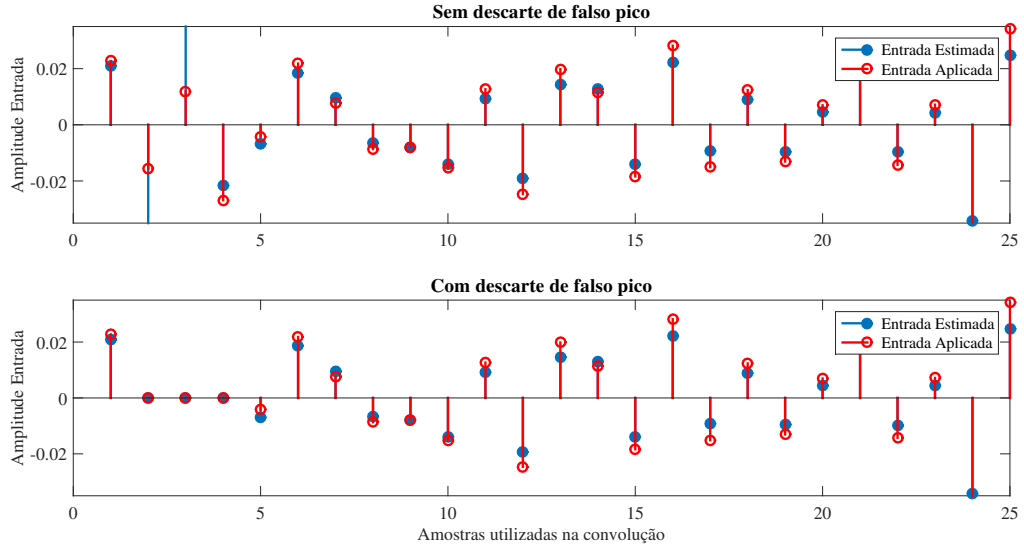


Figura 3.2: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando não é realizado a operação de descarte de falso pico para o FTMA estável com modelo de ordem completa.

A busca será realizada a partir da correlação cruzada normalizada entre  $\vec{\Delta\phi}(k)$  e  $\vec{\Delta\theta}(k, i)$ , sendo  $i$  a variável de decisão.

Neste caso, são definidos a autocorrelação e a correlação cruzada sem normalização, respectivamente, por:

$$\mathcal{C}(\vec{\Delta\phi}(k), \vec{\Delta\phi}(k))[n] = \sum_{j=0}^{M-n} \vec{\Delta\phi}(j+n)\vec{\Delta\phi}(j),$$

e

$$\mathcal{C}(\vec{\Delta\theta}(k, i), \vec{\Delta\phi}(k))[n] = \sum_{j=0}^{M-n} \vec{\Delta\theta}(j+n, i)\vec{\Delta\phi}(j).$$

As versões normalizadas,  $\bar{\mathcal{C}}(\cdot, \cdot)[n]$ , são obtidas de tal forma que seus valores máximos sejam iguais a 1. Desta forma, independente do ganho estático do sistema, todos os valores da correlação serão comparados sob o mesmo padrão de referência. Assim, mesmo havendo erro de modelagem no ganho estático do sistema, o algoritmo será insensível a este erro. Desta maneira, a figura de mérito é dada por:

$$J(i) = \sum_{n=1}^M |\bar{C}(\vec{\Delta\phi}(k), \vec{\Delta\phi}(k))[n] - \bar{C}(\vec{\Delta\theta}(k, i), \vec{\Delta\phi}(k))[n]|.$$

Outro parâmetro que interfere no desempenho do estimador de tempo morto é o tamanho da janela de autocorrelação de atraso, que deve ser escolhida entre um valor que contenha o atraso mínimo e máximo possível do sistema. Desta forma a janela não seria muito curta a ponto de não identificar o valor correto do atraso de transporte em caso de um alto erro de modelagem do atraso, e nem mesmo, desnecessariamente longa, de modo que o algoritmo realize teste acima do necessário para encontrar o correto valor de tempo morto. Através de testes exaustivos, em diferentes processos, pôde-se definir que a janela de identificação seria aceitável entre  $M \in [2 * (d_n + n_a), 5 * (d_n + n_a)]$ .

### 3.4.3 Algoritmo de Estimação

A seguir, para fins ilustrativos, de forma que a compreensão da estimação de tempo morto seja facilitada, apresenta-se o pseudo código do algoritmo para o caso em que  $n_a = 1$ . No entanto, este algoritmo também pode ser utilizado para sistemas de ordem superior.

#### Inicia Algoritmo

- 1:  $x \leftarrow$  Vetor de variação de entrada estimada
- 2:  $y \leftarrow$  Vetor de variação de entrada aplicada
- 3:  $M \leftarrow$  janela de autocorrelação
- 4: **Se**  $\max(|x(i)|) > \max(|y(j) * 1.1|)$
- 5: **Então:**
- 6:  $x(i - 1) \leftarrow 0$
- 7:  $x(i) \leftarrow 0$
- 8:  $x(i + 1) \leftarrow 0$
- 9: **Fim - Se**
- 10:  $w \leftarrow$  autocorrelação( $x(1:1+M)$ )
- 11:  $w \leftarrow$  normalização( $w$ )



```
12:  $i \leftarrow 1$   
13: Iniciar Loop  
14:  $y \leftarrow y(i:i+M)$   
15:  $z \leftarrow \text{correlação\_cruzada}(x,y)$   
16:  $z \leftarrow \text{normalização}(z)$   
17:  $v(i) \leftarrow |w - z|$   
18: Fim Loop  
19:  $i \leftarrow \min(v(i), i)$   
20: Atraso adaptativo  $\leftarrow i-1$ 
```

#### **Fim Algoritmo**

Nas linhas 1 e 2 são definidos os vetores de entrada aplicada ao processo e os vetores de entrada estimada a partir do sinal de saída. Na linha 3, define-se o tamanho da janela de autocorrelação. Conforme explicado anteriormente, a dimensão desta janela deve ser escolhida de forma que não seja muito grande, fato que traria um esforço computacional muito grande, nem muito pequena, pois poderia deixar o algoritmo incapaz de identificar o atraso de transporte.

Da linha 4 até a linha 9 é realizada a operação de descarte de falso pico, no qual compara-se os maiores valores da entrada estimada e aplicada ao processo. Assim, caso a entrada estimada seja 10% maior que a entrada aplicada, o algoritmo entende que esta discrepância acontece devido a uma perturbação ao sistema. Desta forma, exclui-se do vetor de entrada estimada o pico de perturbação, bem como  $n_a$  valores anteriores e posteriores. O critério de 10% utilizado na linha 4 pode ser modificado a depender do processo o qual deseja-se estimar o atraso de transporte. O importante deste critério é identificar o momento em que ocorre perturbação ao sistema.

Nas linhas 10 e 11 é realizado a autocorrelação e a normalização do vetor definido na linha 1. Da linha 12 a 18 é feito *loop* com diversas correlações cruzadas entre os vetores definidos nas linhas 1 e 2 e posteriormente a sua normalização. Estas normalizações realizadas são necessárias para que o algoritmo não tenha problemas em caso de erro de modelagem do ganho estático do sistema. Na linha 17 o *loop* é finalizado com a subtração entre a autocorrelação normalizada feita na linha 11 e a

correlação cruzada normalizada feita na linha 16.

Por fim, nas linhas 19 e 20 identifica-se a posição do menor valor calculado na linha 17 e define-se o valor do atraso.

A título de exemplo, pode-se observar na Figura 3.3 a resposta do algoritmo de estimação de atraso quando não é realizado o descarte de falso pico em sistema estável em malha aberta. Nos momentos em que  $t = 70s$  e  $t = 140s$  ocorrem, respectivamente, as perturbações de entrada e saída. É importante informar o resultado simulado na Figura 3.3 não executou as linhas 4 a 9 do algoritmo apresentado anteriormente, o que justifica o resultado indesejado.

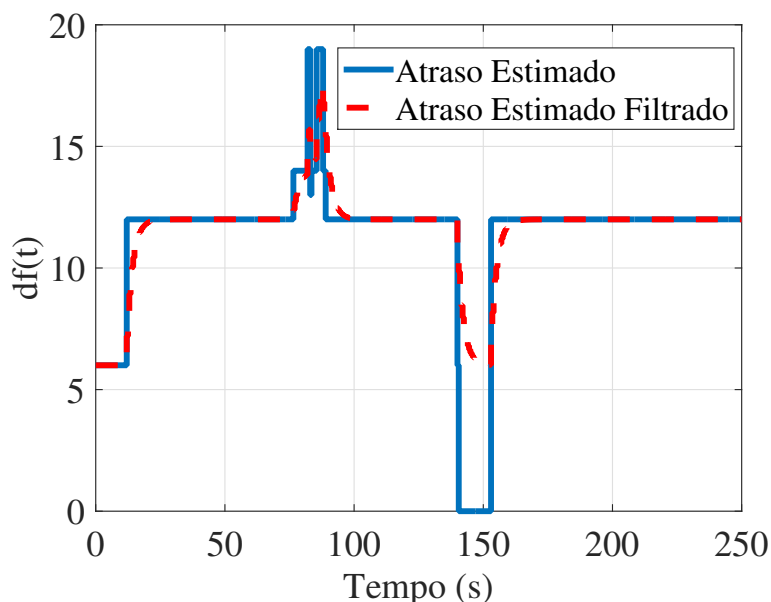


Figura 3.3: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando não é realizado a operação de descarte de falso pico para o FTMA estável com modelo de ordem completa.

De forma semelhante, a Figura 3.4 representa o mesmo processo quando o algoritmo de estimação de atraso realiza o descarte de falso pico. A partir dessas figuras, pode-se perceber que esta operação é uma etapa indispensável para o bom funcionamento do algoritmo, pois ao realizá-la, nota-se que a resposta do estimador permanece, durante toda a operação, no valor correto do atraso de transporte mesmo que as perturbações estejam presentes no processo (em  $t = 70s$  e  $t = 140s$ ).

A importância da operação de descarte do falso pico fica ainda mais evidente

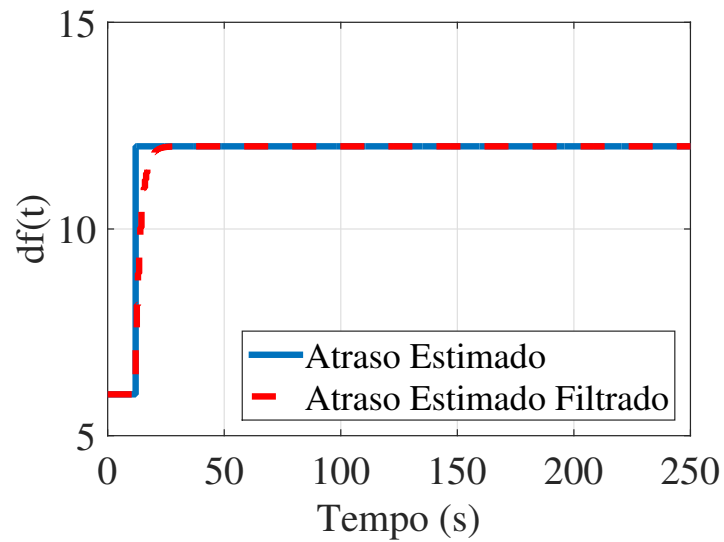


Figura 3.4: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA estável com modelo de ordem completa.

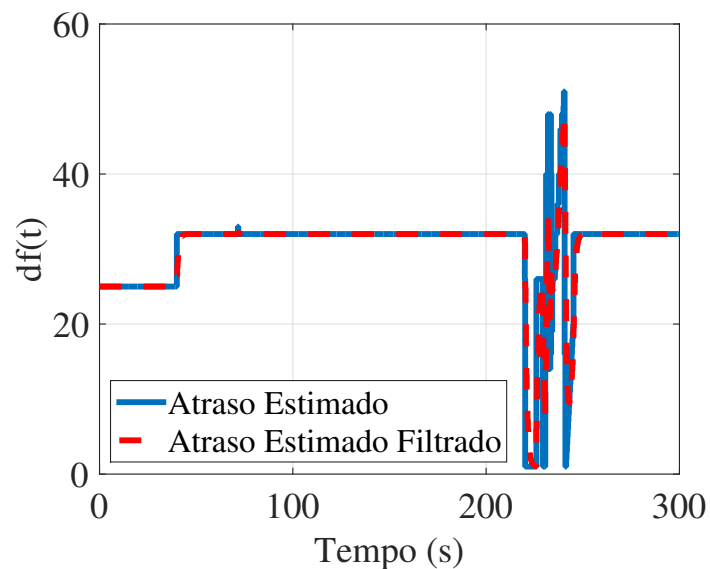


Figura 3.5: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando não é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA instável com modelo de ordem reduzida.

quando estamos tratando os sistemas instáveis em malha aberta. Conforme ilustrado na Figura 3.5, observa-se que o estimador de atraso diverge totalmente da

vizinhança do tempo morto real do sistema no momento em que o processo sofre perturbação. Este comportamento ocorre pelo fato de não descartar os falsos picos no processo simulado, sendo que esta simulação apresenta modelo de ordem reduzida em sua planta instável em malha aberta. Desta forma, caso o compensador de atraso necessitasse do valor correto do tempo morto para estabilizar o sistema, observa-se que não seria possível na presença de perturbações.

Também pode-se destacar, que em alguns momentos, a saída do algoritmo de estimação de tempo morto apresenta alta variação. Para superar esta limitação, será utilizado um filtro de suavização que elimina estas grandes variações.



# Capítulo 4

## COMPENSADORES DE ATRASO ADAPTATIVOS

### 4.1 Preditor de Smith Filtrado com Correção de Atraso

Nesta seção, será apresentado a estratégia de estimação e correção do atraso utilizado para fins de predição. Quando aplicado a processos SISO, os quais apresentam FTMA estável, utilizou-se o preditor de Smith filtrado como estratégia de controle. Sendo assim, o mecanismo de adaptação consiste em 4 etapas:

1. aplicação de um ruído suficientemente pequeno à entrada do processo;
2. identificação de perturbações ao sistema;
3. verificação por correlação;
4. atualização do tempo morto no PSF.

Inicialmente deve-se observar que a saída do preditor convencional é dada por:

$$Y_p(z) = G_n(z)U(z) + F_r(z)[Y(z) - P_n(z)U(z)], \quad (4.1)$$

com  $P_n(z) = G_n(z)z^{-d_n}$ , sendo a parcela  $Y_0(z) = G_n(z)U(z) + F_r(z)Y(z)$  independente do atraso nominal. Assim, o caso com adaptação de atraso pode ser representado por

$$y_p(k, \hat{d}(k)) = - \mathcal{Z}^{-1}\{F_r(z)G_n(z)\mathcal{Z}\{u(k - \hat{d}(k))\}\} + \mathcal{Z}^{-1}\{Y_0(z)\}, \quad (4.2)$$

com  $\hat{d}(k)$  simulando o atraso estimado. Deve-se notar que neste caso, uma sequência de controles passados deve ser armazenada. O tamanho desta sequência será sempre fixa, e conseqüentemente, deve ser escolhida em função do tempo de amostragem, atraso mínimo e máximo esperado para o sistema. Desta forma, assume-se que  $0 \leq \hat{d}(k) \leq \bar{d}$ , sendo  $\bar{d}$  o valor máximo do atraso conhecido. Assim, caso o processo tenha uma variação de atraso para um valor acima de  $\bar{d}$ , este algoritmo não seria capaz de estimar o tempo morto presente no sistema.

## 4.2 Preditor de Smith Modificado com Correção de Atraso

Nesta seção, será apresentada a utilização do preditor de Smith modificado juntamente com o algoritmo de estimação e correção do atraso aplicado a sistemas SISO que apresentam FTMA instáveis. O mecanismo de estimação e adaptação do atraso de transporte é realizado da mesma forma que apresentada na Seção 4.1, de forma que as entradas de controles e as saídas do processo são armazenadas para que seja feita a estimação do atraso de transporte.

É importante ressaltar que apesar de utilizar-se o preditor de Smith modificado como estratégia de controle, a forma com a qual o atraso é estimado permanece igual àquela apresentada na Seção 3.4. Assim, utilizou-se um modelo ARX com perturbação na entrada e na saída do processo e novamente foi feita a comparação entre os sinais:

$$\Phi(z^{-1}) = A_n(z^{-1})Y(z),$$

e

$$\theta(z) = z^{-d_n-1}B_n(z^{-1})U(z),$$

sendo  $\Phi$  o sinal de entrada estimado a partir da saída do processo e  $\theta$  o sinal medido na entrada do processo.

Para superar as limitações existentes decorrentes das perturbações de entrada e saída do processo, continuou-se utilizando o algoritmo de "Descarte de falso pico" apresentado na Seção 3.4 através dos sinais auxiliares de  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$  e  $\Delta \phi(k) = \phi(k) - \phi(k-1)$ . De forma semelhante, para que fosse possível realizar a

correção do atraso no preditor de Smith modificado, também foi inserido um ruído de baixa densidade espectral de potência ao sinal de controle, para que pudesse ser inserido uma assinatura ao sinal de controle.

Nas ilustrações a seguir pode-se observar a diferença entre os resultados no uso do algoritmo desenvolvido para estimar o tempo morto quando a operação de descarte do falso pico é realizada, bem como quando não é feita esta operação.

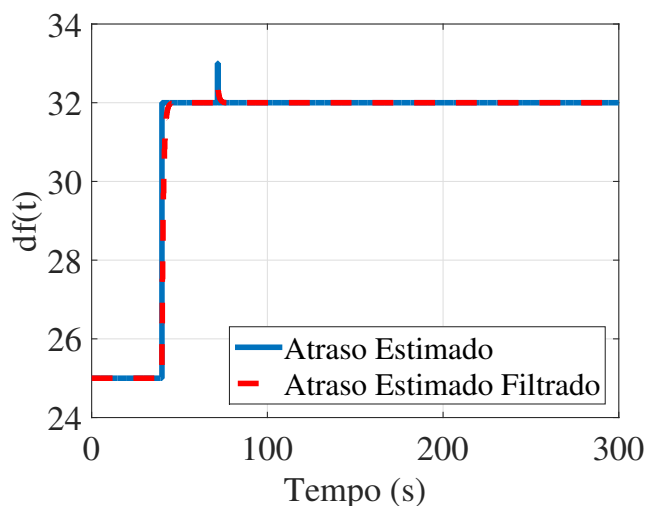


Figura 4.1: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA instável com modelo de ordem reduzida.

A partir da Figura 4.2 percebe-se que para os sistemas instáveis em malha aberta o descarte de falso pico é ainda mais importante. Pode-se notar que ao simular sistemas com modelo de ordem reduzida, surge um erro elevado na estimação no momento em que a perturbação está atuando se o descarte falso pico não for utilizado. Percebe-se também que o algoritmo apresentou desempenho para sistema instável semelhante ao desempenho dos sistemas estáveis. Desta forma, verifica-se que é possível obter resultados semelhantes no caso instável, ilustrando a generalidade da técnica proposta. Nota-se que as outras limitações presentes em FTMA estável também acontecem para os processos instáveis.



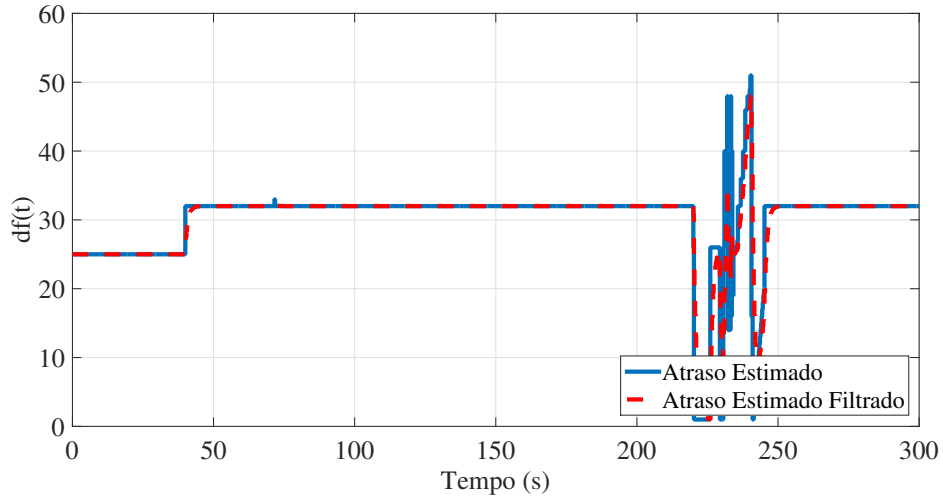


Figura 4.2: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando não é realizada a operação de descarte de falso pico para FTMA instável com modelo de ordem reduzida.

## 4.3 Simulações

### 4.3.1 Caso SISO - FOPDT - FTMA Estável

Os estudos de simulação realizados para o algoritmo apresentado na Seção 3.4, aplicado a plantas estáveis, envolveram dois aspectos de teste: i) plantas com modelo de ordem completa e ii) plantas com modelo de ordem reduzida. Para ambos os casos considerou-se um erro de modelagem de 50% para o ganho unitário do sistema e para constante de tempo do processo.

Para processos estáveis utilizou-se o preditor de Smith filtrado uma vez que variações no modelo não implicavam a necessidade de recalcular diversos parâmetros do sistema de controle. Desta forma, o único parâmetro que seria atualizado durante a operação do processo seria o modelo do atraso do PSF.

O modelo nominal  $P_n(s)$  e os casos com  $P_r(s)$  distintos para erro de modelagem

e modelo de ordem reduzida são indicados a seguir:

$$P_n(s) = \frac{1}{10s + 1} e^{-3s}, \quad (4.3)$$

$$P_{r1}(s) = \frac{1,5}{15s + 1} e^{-6s}, \quad (4.4)$$

$$P_{r2}(s) = \frac{1,5}{(15s + 1)(0,5s + 1)} e^{-6,2s}. \quad (4.5)$$

Utilizou-se um período de amostragem  $T_s = 0,5s$  com:

$$C(z) = 2,5 \frac{z - 0,95}{z - 1},$$

e

$$Fr(z) = \frac{1,272z - 1,172}{z - 0,9}. \quad (4.6)$$

Chama-se a atenção para que a planta e a sintonia citada anteriormente para este controlador com o preditor de Smith filtrado foi extraída de [26]. Neste trabalho, concentrou-se em observar os ganhos obtidos com a adaptação do modelo atraso no PSF.

O filtro de robustez foi definido de maneira que o polo de malha aberta,  $p = -0,1$ , possibilite a rejeição de perturbação [10] e  $Fr(z) = 1|_{z=1}$ . Um filtro de estimação  $F_e(z) = 0,1z/(z - 0,9)$  é utilizado para atenuar as variações de alta frequência do atraso estimado. Neste caso, utilizou-se  $M = 4d_n$ . O ruído de baixa densidade espectral de potência é apresentado na Figura 4.3. Este ruído foi gerado a partir de bloco ruído branco com nível de potência de  $10^{-4}$ .

As respostas do algoritmo de estimação de atraso e da saída do sistema que utiliza preditor de Smith filtrado com e sem correção de atraso são apresentadas nas Figuras 4.4 e 4.5 para  $P_{r1}(s)$ . Observa-se que o atraso estimado melhora substancialmente os desempenhos servo e regulatório. Conforme apresentado na Seção 3.4 pode-se verificar que o algoritmo de estimação de atraso foi eficaz, mesmo na presença de perturbações constantes e durante o período que o sistema permaneceu em regime. Além do exposto, o erro de 50% no ganho e na constante de tempo não causou qualquer tipo de problema para o algoritmo.

Na figura 4.6, ilustra-se o mecanismo de decisão associada à figura de mérito para o instante de tempo  $t = 141s$ , ou seja, logo após surgir uma perturbação na saída. Neste caso, mesmo com a perturbação na saída, é possível identificar corretamente o

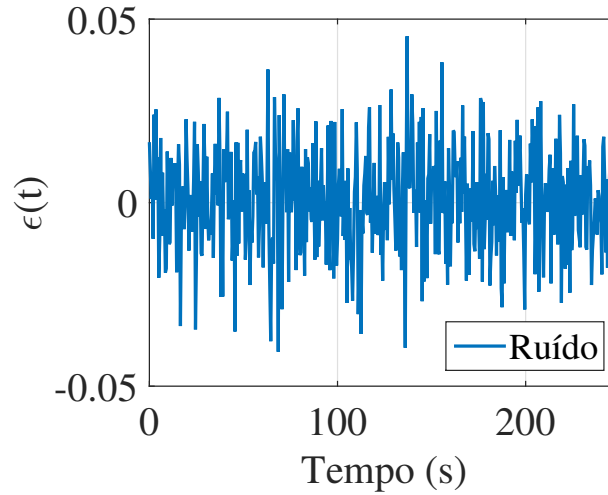


Figura 4.3: Ruído para marcação do sinal de controle.

atraso  $\hat{d}_n(k) = 12$  comparando  $\mathcal{C}(\overrightarrow{\Delta\phi}(k), \overrightarrow{\Delta\phi}(k))[n]$  com  $\mathcal{C}(\overrightarrow{\Delta\theta}(k, i), \overrightarrow{\Delta\phi}(k))[n]$  para valores distintos de  $i$ .

No caso em que o atraso não é múltiplo do período de amostragem e são simuladas plantas com modelo de ordem reduzida observa-se um transitório significativo uma vez que surgirão elementos em  $\overrightarrow{\Delta\phi}(k)$  que não são contemplados em  $\overrightarrow{\Delta\phi}(k)$  conforme apresentado na Figura 4.8. Desta forma, o filtro passa-baixas  $F_e(z)$  cumpre um papel importante na atenuação das variações de alta frequência do atraso estimado. No entanto, há de se destacar que os ganhos obtidos com a correção de atraso são significativos, conforme indicado na Figura 4.7. A melhoria observada é considerável, mesmo que a convergência ocorra apenas em regime permanente. Deve-se observar que o controlador sem correção de atraso está próximo da instabilidade. Além do exposto, optou-se por um exemplo que sequer o sistema tem o atraso dominante, o que beneficia o controlador sem correção de atraso.

Percebe-se que ao simular plantas com modelo de ordem reduzida, o controle do processo é afetado drasticamente quando este não tem a mínima possibilidade de se adaptar. Outro ponto a chamar atenção é que o algoritmo de predição do atraso de transporte proposto, para sistemas com esta característica, consegue manter o resultado no valor real, conforme pode ser visto na Figura 4.8.

Nota-se também, que a resposta da estimação do atraso de transporte tem uma

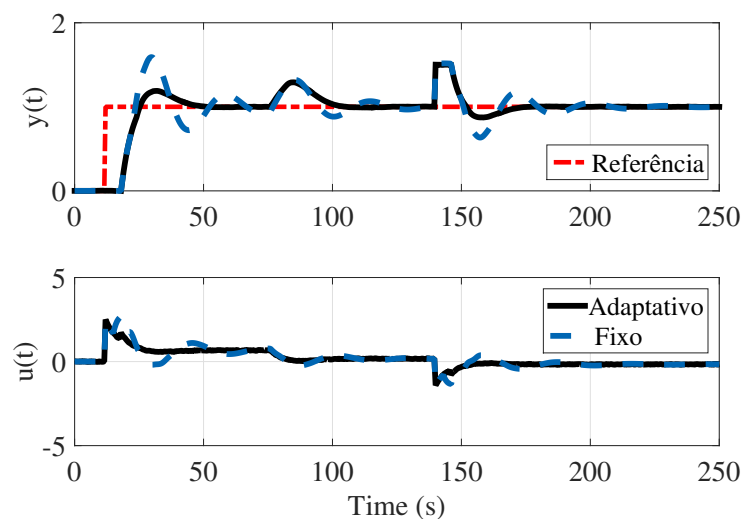


Figura 4.4: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de primeira ordem com modelo de ordem completa.

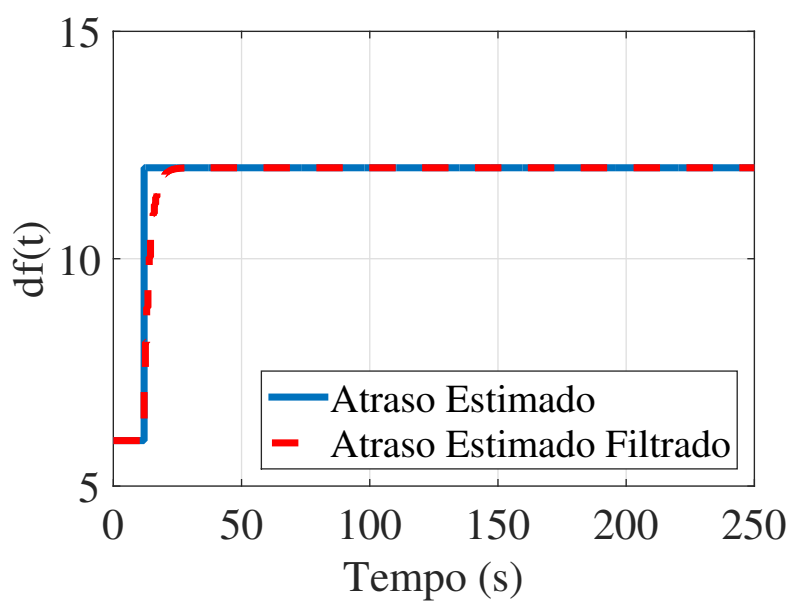


Figura 4.5: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA estável de primeira ordem com modelo de ordem completa.

pequena variação no momento em que ocorre perturbação ao sistema, no entanto, o algoritmo foi capaz de identificar a perturbação na presença de erro de modelagem

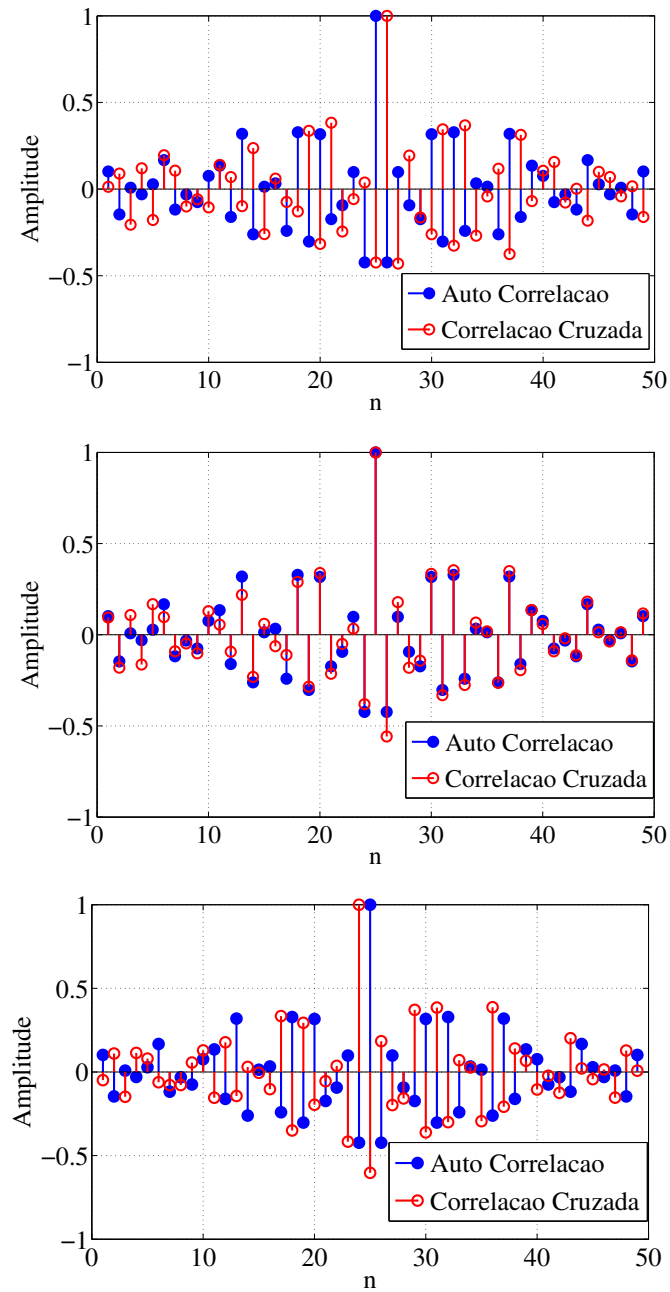


Figura 4.6: Comparação entre autocorrelação e correlação cruzada  $t = 141s$ : imagem superior  $\rightarrow i = 12$ , imagem intermediária  $\rightarrow i = 13$  e imagem inferior  $\rightarrow i = 14$ .

em plantas com modelo de ordem reduzida. Esta situação pode ser observada nas Figuras 4.7 e 4.8, nos momentos os quais ocorrem perturbações na entrada ( $t = 70s$ ) e saída ( $t = 140s$ ) do processo, e ainda assim, o algoritmo converge para o valor

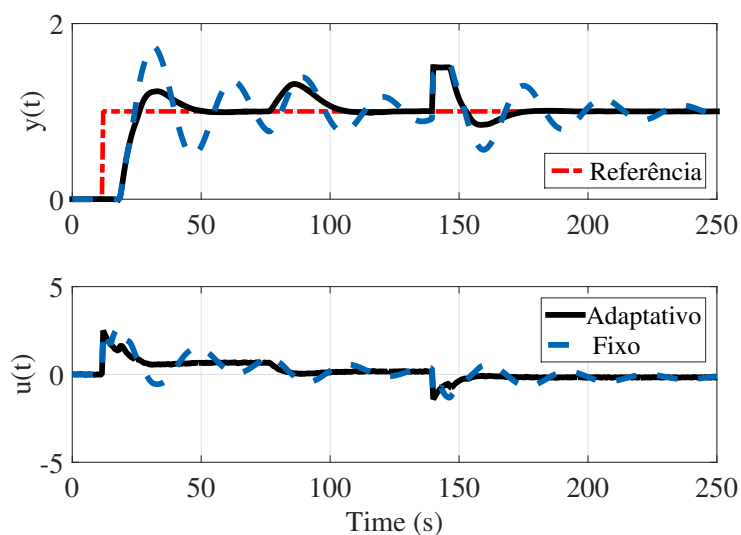


Figura 4.7: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de primeira ordem com modelo de ordem reduzida.

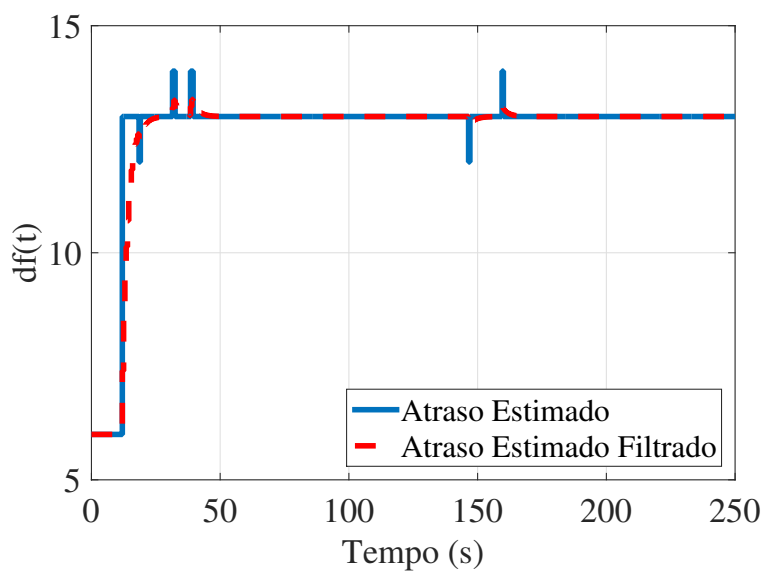


Figura 4.8: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA estável de primeira ordem com modelo de ordem reduzida.

correto de atraso de transporte. Percebe-se que o atraso estimado filtrado fica na maior parte do tempo no valor correto, justificando o bom desempenho do PSF

adaptativo e o seu uso no processo em regime permanente tal como transitório e até mesmo na presença perturbações.

Este desempenho destaca-se em relação a outros trabalhos presentes na literatura, visto que grande parte dos algoritmo não são capazes de estimar o atraso de transporte com grande variedade de situações como: perturbação de entrada, perturbação de saída, erro de modelagem e em plantas com modelo de ordem reduzida.

### 4.3.2 Caso SISO - FOPDT - FTMA Estável com Ruído de Medição

Em complemento ao caso apresentado na seção anterior, realizou-se simulações envolvendo sistemas de primeira ordem estáveis em malha aberta com atraso de transporte que apresentavam ruído de medição. Desta forma, testou-se o algoritmo de estimação de dois modos: i) plantas com modelo de ordem completa e ii) plantas com modelo de ordem reduzida. Em ambos os casos, os erros de modelagem considerado para o ganho unitário do sistema e para a constante de tempo do processo foram de 50%.

Destaca-se que os modelos nominais e reais do sistema, ddo controlador e o filtro de robustez simulados são idênticos ao utilizado na seção anterior. Diferenciando-se apenas pela presença de ruído de medição. Desta forma, pode-se observar os sinais de ruído de marcação do sinal de controle e o ruído de medição na figura a seguir.

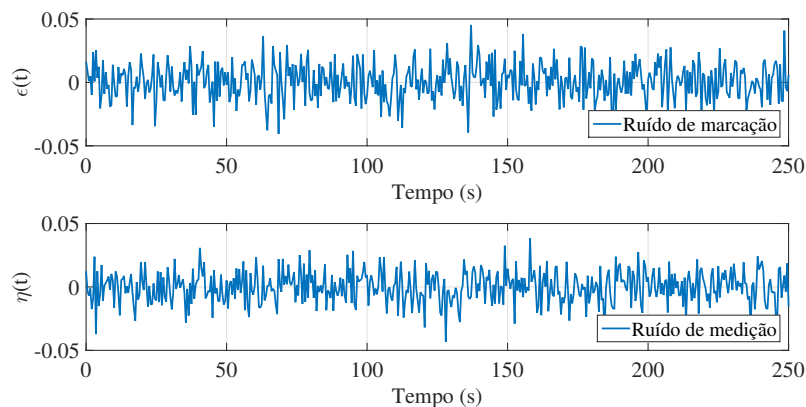


Figura 4.9: Ruído de marcação do sinal de controle e Ruído de medição na saída do processo.

Os ruídos de marcação e medição apresentados na Figura 4.9 contêm, respectivamente, potência no valor de  $1 \times 10^{-4}$  e  $8 \times 10^{-5}$ .

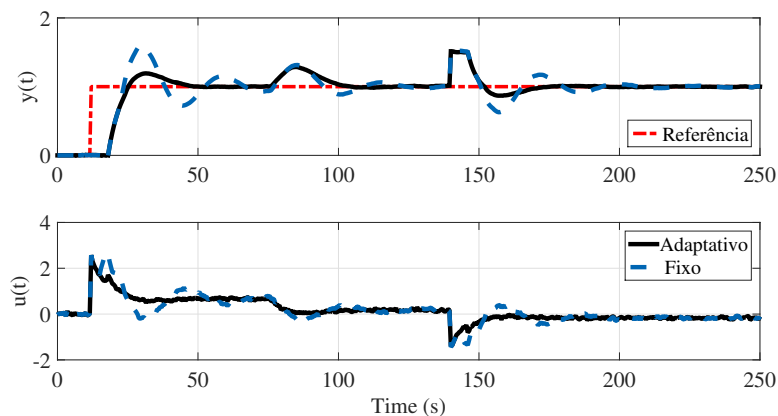


Figura 4.10: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de primeira ordem com modelo de ordem completa e ruído de medição.

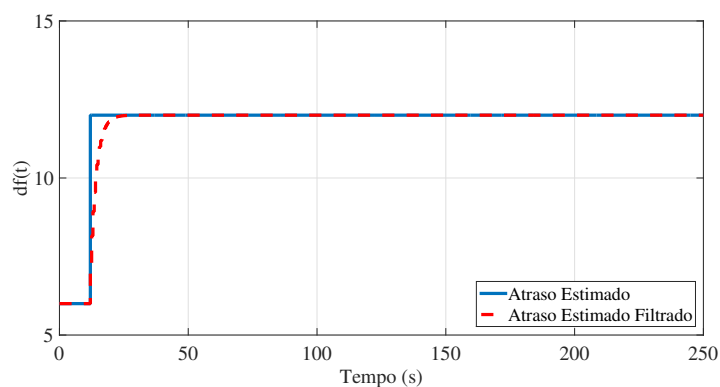


Figura 4.11: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA estável de primeira ordem com modelo de ordem completa na presença de erro de medição.

A partir das Figuras 4.10 e 4.11, pode-se observar que ao simular o processo com modelo de ordem completa, mesmo na presença de ruído de medição, tanto a resposta do sistema quanto o algoritmo de estimação de atraso tiveram bom desempenho.

Observa-se ainda, nas Figuras 4.12 e 4.13, que mesmo ao simular o processo com modelo de ordem reduzida na presença de ruído de medição, o algoritmo de



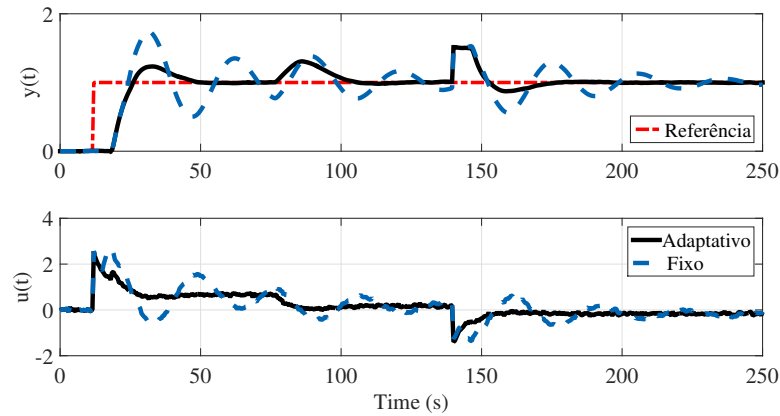


Figura 4.12: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de primeira ordem com modelo de ordem reduzida e ruído de medição.

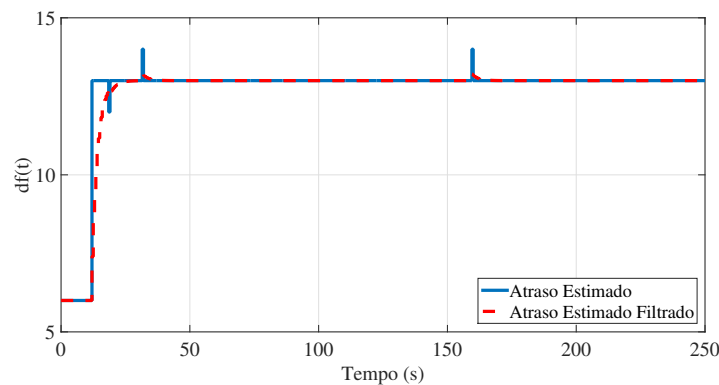


Figura 4.13: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA estável de primeira ordem com modelo de ordem reduzida na presença de erro de medição.

estimação bem como a saída do processo não sofreram variações de desempenho se comparado ao caso apresentado seção anterior.

Vale salientar que o bom desempenho do algoritmo para o caso apresentado nesta seção, deve-se ao fato que o ruído de marcação do sinal de controle tem potência 25% maior que a potência do ruído de medição. Em testes cuja esta relação mínima não foi respeitada, não foi possível obter o mesmo desempenho satisfatório. Desta forma, para aplicações reais, é recomendado primeiramente analisar a dimensão do

ruído de medição associado ao processo, e posteriormente, escolher a potência do ruído de marcação.

### 4.3.3 Caso SISO - SOPDT - FTMA Estável

Também realizou-se simulações para sistemas de segunda ordem estáveis em malha aberta com atraso de transporte. Neste caso, o teste do algoritmo de estimação de tempo morto envolveram dois aspectos: i) plantas com modelo de ordem completa e ii) plantas com modelo de ordem reduzida. Para ambos os casos considerou-se um erro de modelagem de 50% para o ganho unitário do sistema e de 50% para cada uma das constantes de tempo do processo.

De forma semelhante ao realizado na seção anterior, utilizou-se o preditor de Smith filtrado. De forma que somente o parâmetro do atraso do PSF seja estimado e atualizado durante o processo de operação.

O modelo nominal  $P_n(s)$  e os casos com  $P_r(s)$  distintos para erro de modelagem e modelo de ordem reduzida são indicados a seguir:

$$P_n(s) = \frac{1}{(10s + 1)(0,5s + 1)} e^{-3s}, \quad (4.7)$$

$$P_{r1}(s) = \frac{1,5}{(15s + 1)(0,75s + 1)} e^{-6s}, \quad (4.8)$$

$$P_{r2}(s) = \frac{1,5}{(12s + 1)(0,75s + 1)(0,4s + 1)} e^{-6,2s}. \quad (4.9)$$

Utilizou-se um período de amostragem  $T_s = 0,5s$  com:

$$C(z) = 2,5 \frac{z - 0,95}{z - 1},$$

e

$$Fr(z) = \frac{1,272z - 1,172}{z - 0,9}. \quad (4.10)$$

Semelhante ao caso do processo de primeira ordem apresentado na seção anterior, a planta e a sintonia citada anteriormente para este controlador com o preditor de Smith filtrado foi extraída de [26]. No entanto, foi adicionado uma dinâmica ao modelo previsto no artigo.

O ruído de baixa densidade espectral de potência utilizado para marcar o sinal de controle para o sistema de 2ª ordem é apresentado na Figura 4.14. Este ruído foi gerado a partir de bloco ruído branco com nível de potência de  $10^{-3}$ .

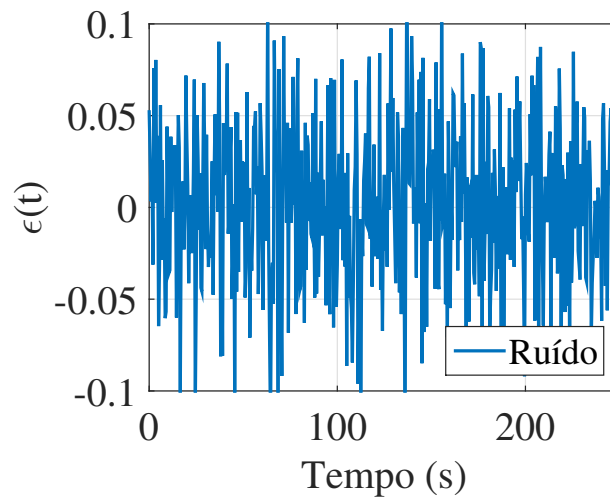


Figura 4.14: Ruído para marcação do sinal de controle.

Os resultados do processo quando é utilizado modelo de ordem completa podem ser observados a seguir. Nota-se que tanto o desempenho servo quanto o regulatório são satisfatoriamente melhorados no momento em que realiza-se a adaptação do atraso de transporte mesmo ao simular sistemas de segunda ordem. Enquanto o sistema com atraso fixo oscila em volta do valor de referência, o controlador adaptativo atinge o valor desejado rapidamente, mesmo após sofrer perturbações de entrada e saída.

Pode-se observar na Figura 4.16 que o algoritmo de estimação de tempo morto também obteve bom desempenho ao trabalhar com sistemas de segunda ordem. Vale lembrar que o sistema sofreu o efeito de perturbações de entrada e saída, e ainda assim, permaneceu dentro de uma vizinhança aceitável para o valor do atraso de transporte.

Ao simular o processo com modelo de ordem reduzida, constata-se que o sistema adaptativo se comporta ainda melhor. Percebe-se que controlador com tempo morto fixo se aproxima da instabilidade, enquanto que o controlador que atualiza o atraso mantém o processo na referência desejada e rejeita as perturbações de entrada e saída. A resposta do sistema com modelo de ordem reduzida pode ser observada na

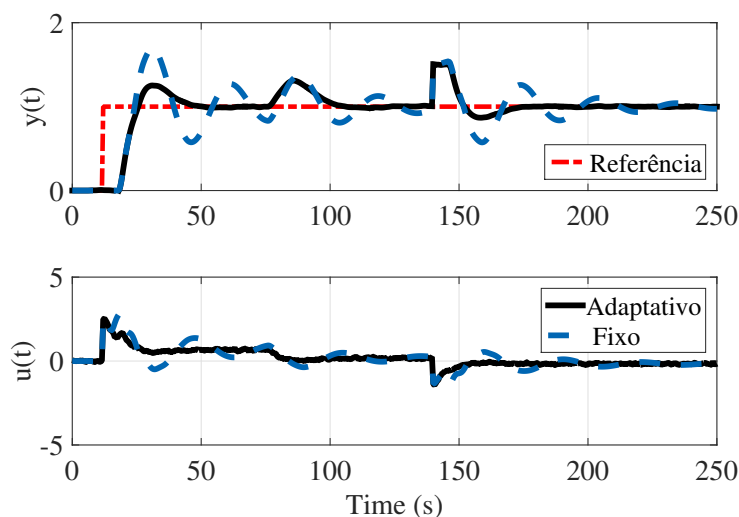


Figura 4.15: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de segunda ordem com modelo de ordem completa.

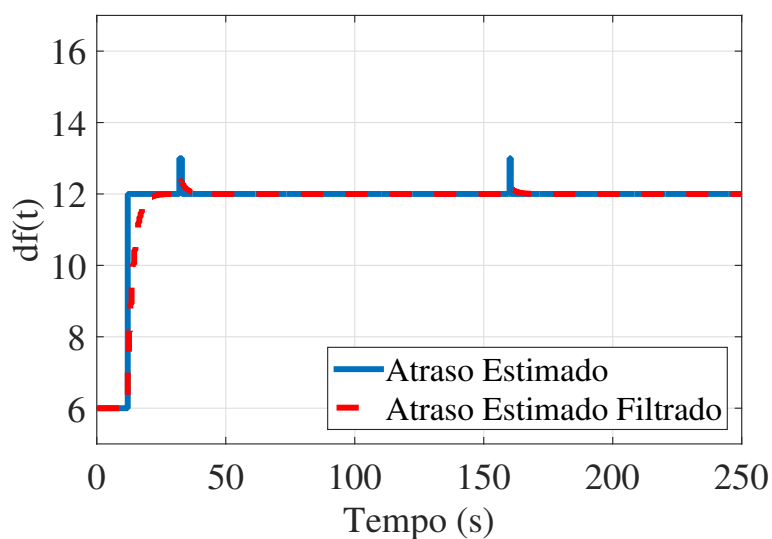


Figura 4.16: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA estável de segunda ordem com modelo de ordem completa.

Figura 4.17, bem como o resultado da estimação na Figura 4.18.

Vale ressaltar que ao simular o processo com modelo de ordem reduzida também utilizou-se valor de atraso que não é múltiplo do período de amostragem, fator que

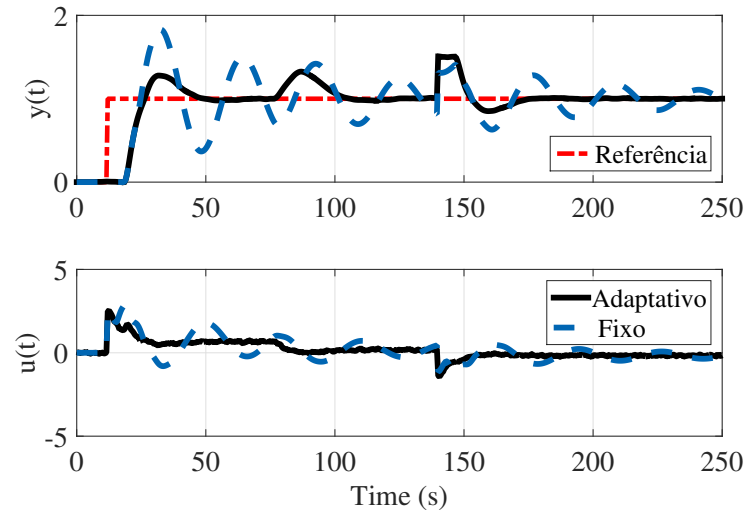


Figura 4.17: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de segunda ordem com modelo de ordem reduzida.

dificulta a estimação do atraso pelo algoritmo proposto, mas ainda assim o estimador foi capaz de identificar o valor correto do tempo morto.

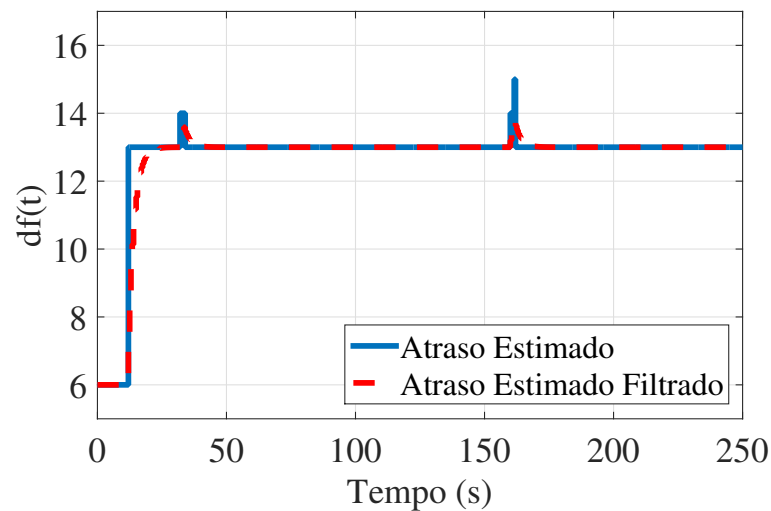


Figura 4.18: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sistema estável de segunda ordem com modelo de ordem reduzida

Assim, percebe-se que o filtro de estimação mantém o tempo morto na maior parte do tempo na vizinhança de um valor aceitável para o bom desempenho do

sistema adaptativo. Desta forma, pode-se dizer que os algoritmo de estimação de atraso proposto neste trabalho apresenta desempenho satisfatório ao trabalhar com FTMA estáveis de segunda ordem.

#### 4.3.4 Caso SISO - FOPDT - FTMA Instável

As simulações realizadas para o algoritmo de estimação do atraso de transporte aplicado a plantas instáveis em malha aberta também envolveram dois aspectos de teste: i) plantas com modelo de ordem completa e ii) plantas com modelo de ordem reduzida. Para o primeiro caso considerou-se um erro de modelagem de 20% para o ganho unitário do sistema e para constante de tempo do processo. Já para o caso em que a planta apresentava modelo de ordem reduzida considerou-se um erro de modelagem de 10% para o ganho unitário do sistema e para constante de tempo do processo.

Para processos instáveis em malha aberta utilizou-se o preditor de Smith modificado dado que variações no erro do ganho unitário e na constante de tempo do modelo não exigia que fosse recalculado os parâmetros controlador. Assim, continuou-se a atualizar durante a operação do processo apenas a variável que representa o modelo do atraso de transporte do PSM.

O modelo nominal  $P_n(s)$  e os casos com  $P_r(s)$  supracitados com erro de modelagem e modelo de ordem reduzida são indicados a seguir:

$$P_n(s) = \frac{1}{10s - 1} e^{-5s}, \quad (4.11)$$

$$P_{r1}(s) = \frac{1,2}{12s - 1} e^{-5,8s}, \quad (4.12)$$

$$P_{r2}(s) = \frac{5,5}{(11s - 1)(s + 5)} e^{-6,15s}. \quad (4.13)$$

Utilizou-se um período de amostragem  $T_s = 0,2s$  com:

$$G_c(s) = \frac{0,1s + 1}{0,1s},$$

$$G_{c1}(s) = 13,468,$$

e

$$G_{c2}(s) = 1,414.$$

É importante deixar claro que a planta e a sintonia citada anteriormente para este controlador com o preditor de Smith modificado foi extraída de [6]. Neste trabalho, concentrou-se em observar os ganhos obtidos com a adaptação do modelo atraso no PSM.

O filtro de estimação também foi utilizado para o preditor de Smith modificado aplicado a sistemas instáveis em malha aberta  $F_e(z) = 0,1z/(z - 0,9)$  para atenuar as variações de alta frequência do atraso estimado. Neste caso, utilizou-se  $M = 5d_n$ . O ruído de baixa densidade espectral de potência é apresentado na Figura 4.19.

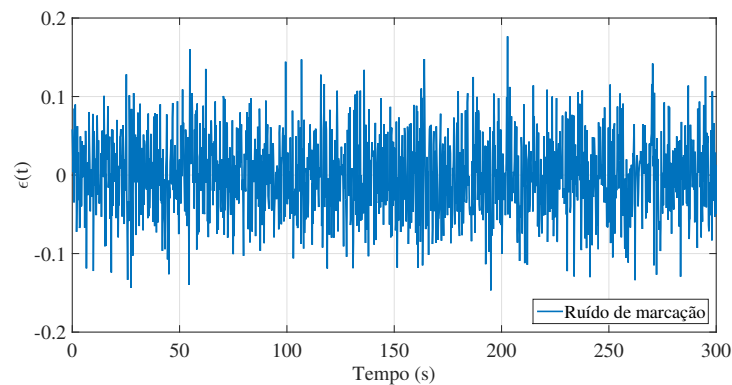


Figura 4.19: Ruído para marcação do sinal de controle.

As respostas do estimador de atraso e do preditor de Smith modificado com e sem correção de atraso são apresentadas nas Figuras 4.20 e 4.21 para o caso em que considera-se planta com modelo de ordem completa ( $P_{r1}(s)$ ). Observa-se que o atraso estimado, semelhante ao caso para sistema estável em malha aberta apresentado na Seção 4.3.1, apresenta desempenho consideravelmente melhor para caso servo bem como para o caso regulatório. A partir da Figura 4.23 verifica-se que para erros de modelagem de até 20%, o algoritmo de estimação de atraso tem boa performance, na presença de perturbações constantes, bem como durante o período que o sistema permaneceu em regime. Vale ressaltar que o erro de 20% no ganho e na constante de tempo não causaram problemas consideráveis a resposta do sistema e nem mesmo ao algoritmo de estimação de atraso.

Deve-se também realçar que os ganhos obtidos com a correção de atraso são extremamente significativos para sistemas instáveis em malha aberta, principalmente após a simulação do processo com modelo de ordem reduzida, como pode ser ob-

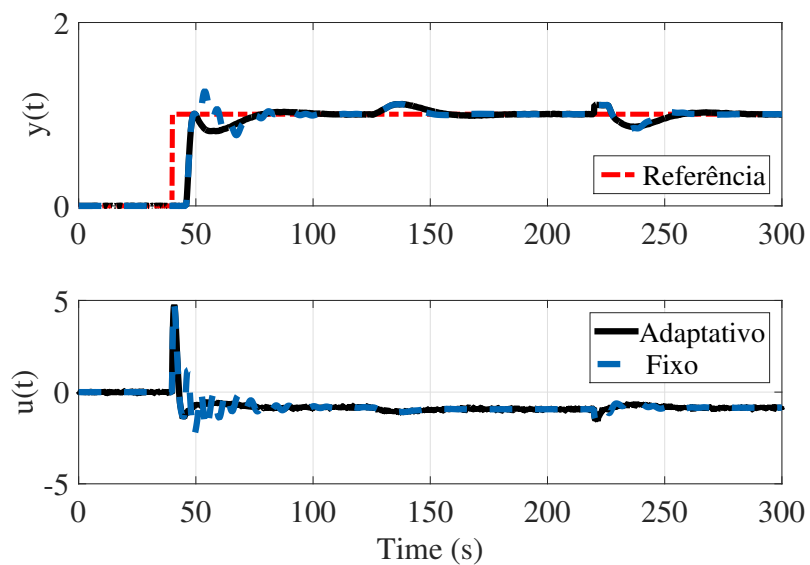


Figura 4.20: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso instável com modelo de ordem completa.

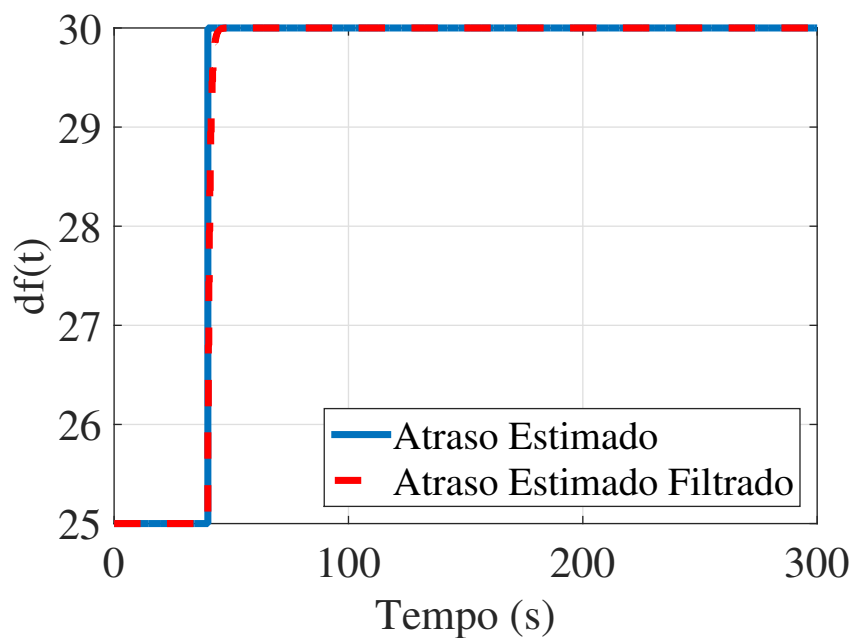


Figura 4.21: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando não é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA instável com modelo de ordem completa.



servado na Figura 4.22. Observa-se que controlador com atraso fixo é incapaz de controlar o processo, atingindo rapidamente a instabilidade. Já o sistema com atualização de atraso de transporte no preditor de Smith modificado mantém um bom desempenho para seguimento de referência e rejeição de perturbações.

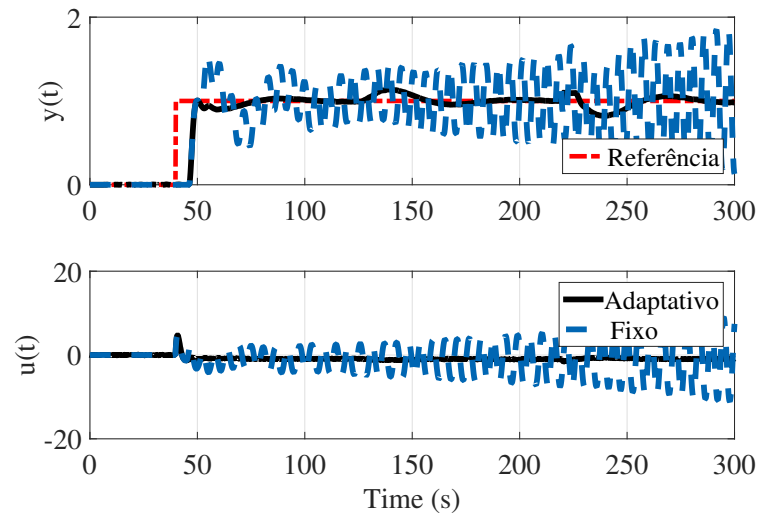


Figura 4.22: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso instável com modelo de ordem reduzida.

Conforme apresentado na Seção 4.3.1, quando simulado em um ambiente com modelo de ordem reduzida, o algoritmo de predição do atraso de transporte expressa alta variação na predição no valor do atraso. Desta forma, novamente usou-se um filtro passa-baixa para suavizar a estimação do atraso. Percebe-se que o atraso estimado filtrado fica próximo ao valor correto, justificando o bom desempenho do PSM adaptativo.

Também deve-se observar o comportamento do algoritmo de estimação de atraso no momento em que ocorre perturbações ao processo. Conforme ilustrado nas Figuras 4.22 e 4.23, constata-se que as perturbações de entrada e saída ocorrem respectivamente aos 125 e 220 segundos. Nestes momentos o estimador de tempo morto identifica de forma satisfatória as perturbações ao processo não comprometendo o desempenho da estimação.

Conforme os casos apresentados nesta seção, pode-se verificar que o algoritmo desenvolvido para estimar o atraso de transporte também poder ser testado com

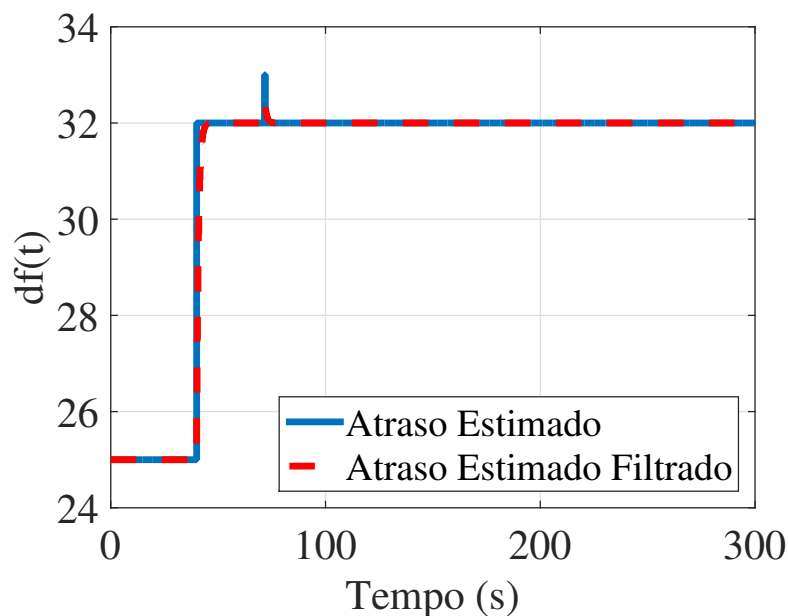


Figura 4.23: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para FTMA instável com modelo de ordem reduzida.

sistemas reais, uma vez que os testes em simuladores foram totalmente satisfatórios, desde os casos mais simples até as mais complexas dificuldades.

#### 4.3.5 Caso MIMO - MTMA Estável

As simulações realizadas para o algoritmo de estimação do atraso de transporte aplicado a sistemas MIMO com MTMA estáveis envolveram apenas um aspecto de teste. Neste caso, considerou-se apenas plantas com modelo de ordem completa, no entanto, com erro de modelagem para o ganho unitário, constante de tempo e atraso de transporte.

Necessitou-se realizar algumas modificações em relação ao algoritmo de estimação de atraso apresentado na Seção 4.1. A título de exemplo, um sistema com duas entradas e duas saídas apresenta quatro modelos de tempo morto que devem ser atualizado durante a operação. Ademais dois estimadores são essenciais, sendo o primeiro estimador responsável por calcular as relações de atraso entre a primeira saída e as duas entradas. Já o segundo estimador calcula o atraso das entradas para

segunda saída.

Outra alteração que fez-se presente para a estimação de atraso de transporte para sistemas MIMO deu-se na escolha dos sinais auxiliares. Enquanto que para sistemas SISO utilizou-se o modelo ARX para facilitar o cálculo da Figura de mérito através das funções de autocorrelação e correlação cruzada, para sistemas  $MIMO_{2 \times 2}$ , considerando o processo sem perturbação, realizou-se as seguintes operações:

$$\begin{bmatrix} Y_1(z) \\ Y_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{n11}(z^{-1}) & P_{n12}(z^{-1}) \\ P_{n21}(z^{-1}) & P_{n22}(z^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(z) \\ U_2(z) \end{bmatrix},$$

$$Y_1(z) = P_{n11}(z^{-1})U_1(z) + P_{n12}(z^{-1})U_2(z) = \frac{B_{n11}(z^{-1})z^{-d_{n11}-1}}{A_{n11}(z^{-1})}U_1(z) + \frac{B_{n12}(z^{-1})z^{-d_{n12}-1}}{A_{n12}(z^{-1})}U_2(z),$$

com

$$G_{nxy}(z^{-1}) = B_{nxy}(z^{-1})z^{-d_{nxy}-1}/A_{nxy}(z^{-1}).$$

Assim:

$$A_{n11}(z^{-1})A_{n12}(z^{-1})Y_1(z) = A_{n12}(z^{-1})B_{n11}(z^{-1})z^{-d_{n11}-1}U_1(z) + A_{n11}(z^{-1})B_{n12}(z^{-1})z^{-d_{n12}-1}U_2(z).$$

Considerando-se que o atraso é desconhecido e que o erro presente no modelo é decorrelacionado com o sinal de entrada, define-se os sinais auxiliares semelhante ao apresentado na Seção 3.4:

$$\Phi_1(z^{-1}) = A_{n11}(z^{-1})A_{n12}(z^{-1})Y_1(z),$$

e

$$\theta_1(z^{-1}) = A_{n12}(z^{-1})B_{n11}(z^{-1})U_1(z) + A_{n11}(z^{-1})B_{n12}(z^{-1})U_2(z).$$

Conforme apresentado anteriormente, nota-se que para o caso nominal,  $\theta_1(z^{-1}) = z^{-d_{n11}-1}A_{n12}(z^{-1})B_{n11}(z^{-1})U_1(z) + z^{-d_{n12}-1}A_{n11}(z^{-1})B_{n12}(z^{-1})U_2(z)$ . Assim, ao fazer uma varredura em  $d_{n11}$  e  $d_{n12}$  encontra-se o atraso correlacionando entre  $\Phi_1(z)$  e  $\theta_1(z)$ . Vale lembrar que, em comparação ao algoritmo apresentado na Seção 3.4.3, o estimador de atraso utilizado para sistemas MIMO sofreu algumas modificações. Foi necessário realizar dois *loops*, de forma que a varredura do primeiro seja feita para

estimar  $d_{n11}$  e na segunda  $d_{n12}$ . Uma nova modificação necessária para a estimar o atraso de transporte em sistemas com múltiplas entradas é que um ruído de baixa densidade espectral de potência deve ser adicionado em cada uma das entradas do processo. Desta forma, desempenha papel crucial na análise dos sinais através das funções de correlação, de forma que pode-se observar as componentes do ruído nas diferentes saídas e estimar o tempo morto relativo a cada entrada.

De acordo com o apresentado para sistemas SISO, em processos estáveis utilizou-se o preditor de Smith filtrado, devido à facilidade de sintonia do controlador adaptativo. Neste caso, para o sistema em questão estudado com duas entradas e duas saídas, exigiu-se o ajuste dos quatro modelos de atraso de transporte ( $d_{n11}$ ,  $d_{n12}$ ,  $d_{n21}$  e  $d_{n22}$ ) do PSF.

Os modelos nominais  $P_{nxy}(s)$  e os casos reais com  $P_{rxy}(s)$  distintos para erro de modelagem podem ser observados a seguir:

$$P_n(s) = \begin{bmatrix} P_{n11}(s) & P_{n12}(s) \\ P_{n21}(s) & P_{n22}(s) \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Sendo:

$$P_{n11}(s) = \frac{12,8}{16,7s+1}e^{-s}, \quad (4.15)$$

$$P_{n12}(s) = \frac{-18,9}{21s+1}e^{-3s}, \quad (4.16)$$

$$P_{n21}(s) = \frac{6,6}{10,9s+1}e^{-7s}, \quad (4.17)$$

e

$$P_{n22}(s) = \frac{-19,4}{14,4s+1}e^{-3s}. \quad (4.18)$$

$$P_r(s) = \begin{bmatrix} P_{r11}(s) & P_{r12}(s) \\ P_{r21}(s) & P_{r22}(s) \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

Sendo:

$$P_{r11}(s) = \frac{15,36}{20,04s+1}e^{-2s}, \quad (4.20)$$

$$P_{r12}(s) = \frac{-22,68}{25,2s+1}e^{-5s}, \quad (4.21)$$

$$P_{r21}(s) = \frac{7,92}{13,08s+1}e^{-11s}, \quad (4.22)$$

$$P_{r22}(s) = \frac{-23,28}{17,28s + 1} e^{-6s}. \quad (4.23)$$

Utilizou-se um período de amostragem  $T_s = 1s$  com:

$$C(z) = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & 0 \\ 0 & C_{22}(z) \end{bmatrix}.$$

Sendo:

$$C_{11}(z) = 0,5 + \frac{0,5 T_s z}{9(z-1)}, \quad (4.24)$$

$$C_{22}(z) = -0,2 + \frac{-0,2 T_s z}{9(z-1)}, \quad (4.25)$$

e

$$Fr(z) = \begin{bmatrix} Fr_{11}(z) & 0 \\ 0 & Fr_{22}(z) \end{bmatrix}.$$

Sendo:

$$Fr_{11}(z) = Fr_{22}(z) = (1 - 0,85)^2 \frac{z^2}{(z - 0,85)^2}. \quad (4.26)$$

Vale ressaltar que a planta e a sintonia citada anteriormente para este controlador com o preditor de Smith filtrado foi extraída de [27]. Neste trabalho, concentrou-se em observar os ganhos obtidos com a adaptação do modelo atraso no PSF.

O filtro de robustez foi definido de maneira que o controlador não fosse muito agressivo a rejeição de perturbação, de forma que a rejeição a uma das entradas ou saídas não tivesse grande influência na outra e  $Fr(z)|_{z=1} = 1$ . Um filtro de estimação  $F_e(z) = 0,1z/(z - 0,9)$  é utilizado para atenuar as variações de alta frequência de cada um dos estimadores de atraso. Neste caso, utilizou-se  $M = 4d_n$ .

As respostas do preditor de Smith filtrado com correção de atraso aplicado a sistema multivariável são apresentadas na Figura 4.24 para  $P_r(s)$ . Observa-se que o atraso estimado é capaz de manter as duas saídas no ponto de operação desejado mesmo existindo erro de modelagem e perturbações no processo.

A partir das Figuras 4.25 a 4.28, pode-se verificar que o algoritmo de estimação de atraso foi eficaz para sistemas multivariáveis, no entanto, devido ao acoplamento do processo, verifica-se pequenas oscilações no momento em que ocorrem perturbações. Durante o período em que o sistema permaneceu em regime permanente os estimadores foram aptos a identificar a relação temporal entre as entradas e as saídas. Além do exposto, os erros de modelagem não causaram problemas relevantes ao algoritmo.

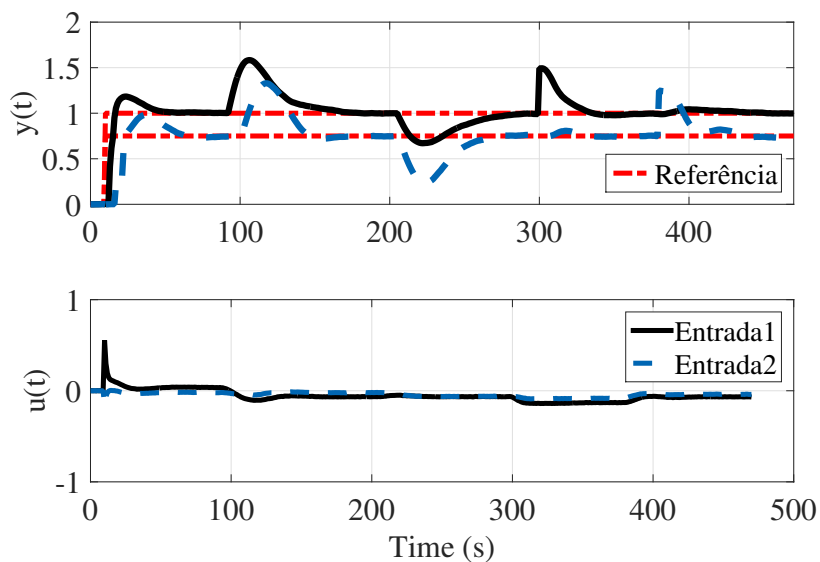


Figura 4.24: Resposta do sistema multivariável estável em malha aberta com modelo de ordem completa.

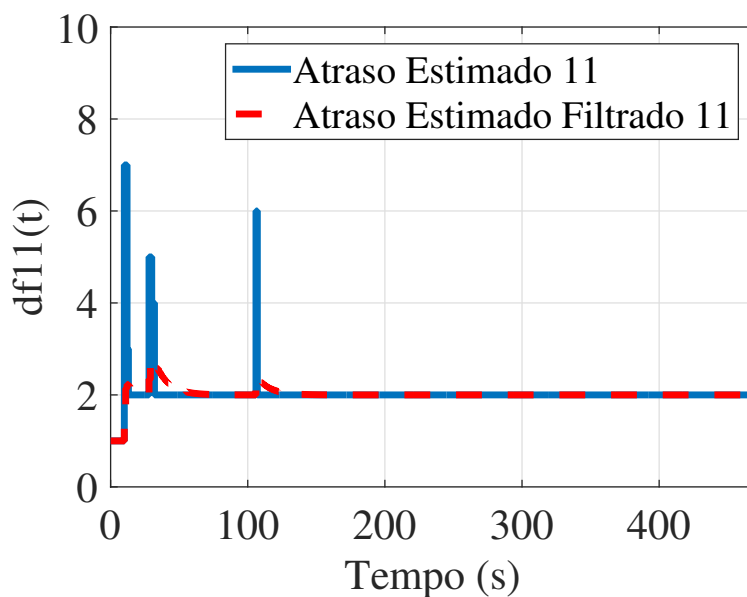


Figura 4.25: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para sistema MIMO da entrada 1 para a saída 1.

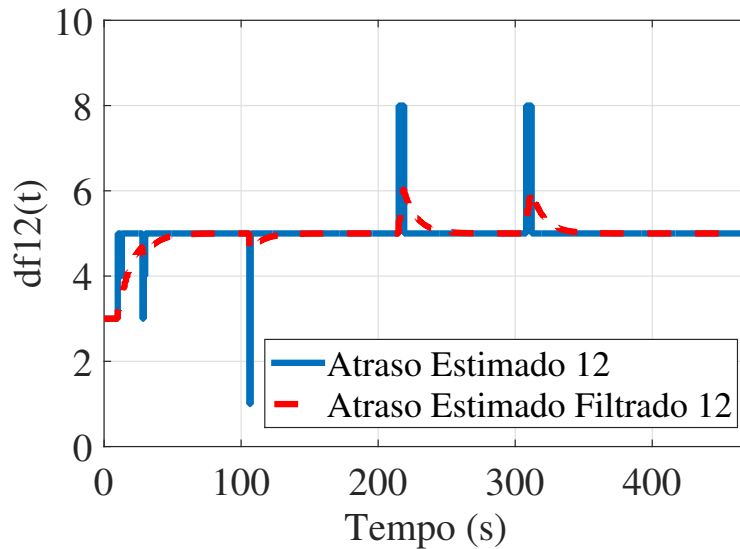


Figura 4.26: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para sistema MIMO da entrada 2 para a saída 1.

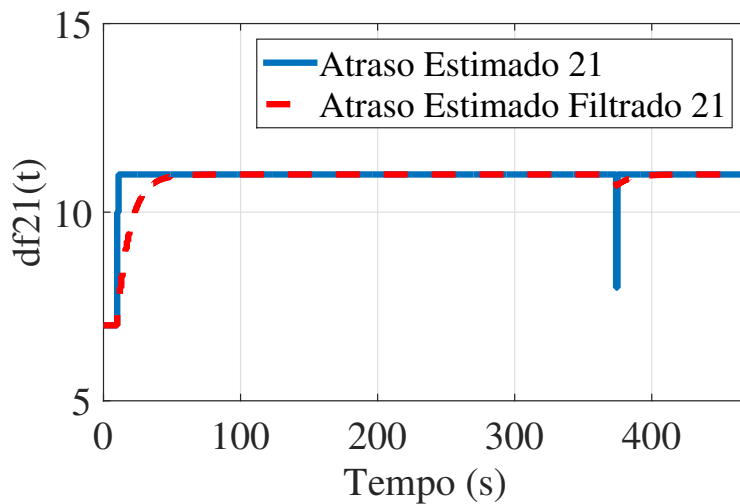


Figura 4.27: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para sistema MIMO da entrada 1 para a saída 2.

Observa-se que mesmo em momentos de perturbações no sistema, a técnica de estimação de atraso teve bom desempenho e convergiu para um valor na vizinhança do tempo morto real.

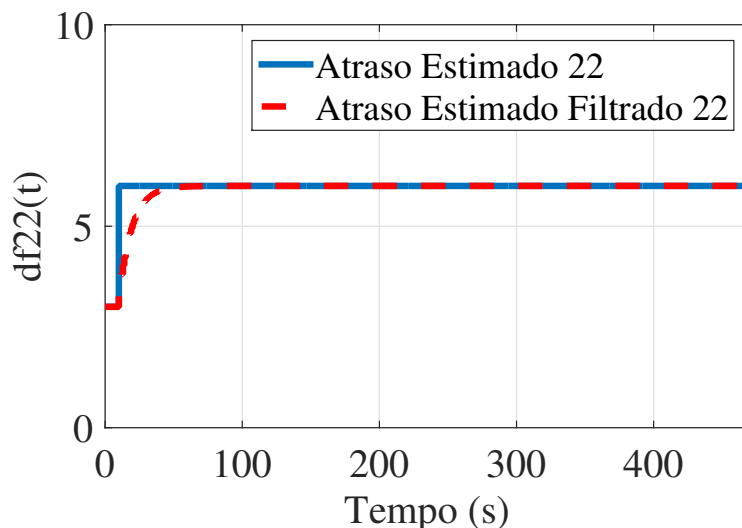


Figura 4.28: Resposta do algoritmo de estimação do tempo morto quando é realizado a operação de descarte de falso pico para sistema MIMO da entrada 2 para a saída 2.

É necessário chamar atenção que para processos multivariáveis o algoritmo respondeu de forma satisfatória aos erros de modelagem presentes. No entanto, quando ao simular situações com modelo de ordem reduzida, os estimadores de atraso para processos MIMO não obtiveram o mesmo desempenho que o estimador de processo SISO. Desta forma indica-se que ao trabalhar com sistemas multivariáveis, seja realizado um estudo bem criterioso a respeito da modelagem do sistema em diversos pontos de operação, de forma que o algoritmo esteja preparado para atuar em uma planta minimamente conhecida. Ao simular o processo com modelo de ordem reduzida, o controlador não apresenta a mesma facilidade em manter o sistema seguindo uma trajetória nem consegue rejeitar perturbações com a mesma facilidade. Este problema ocorre devido à grande dificuldade do algoritmo em estimar o tempo morto de sistemas multivariáveis na falta do modelo completo.

## 4.4 Conclusão

Pode-se afirmar que após o estudo de PSF e PSM com atraso adaptativo, o algoritmo desenvolvido apresentou desempenho satisfatório para sistemas de controle monovariável de primeira e segunda ordem, tanto para sistemas com erro de mode-



lagem quanto para processos com modelo de ordem reduzida. Notou-se ainda que o desempenho nos casos supracitados foram consideravelmente melhorados em relação aos compensadores de atraso não adaptativos. O trabalho com sistema instável não afetou a performance do algoritmo. No entanto, para os casos multivariáveis, o algoritmo de estimação não apresentou comportamento aceitável ao simular processo com modelo de ordem reduzida devido o efeito do cruzamento das entradas. Mas quando foi considerado apenas erros de modelagem, o sistema multivariável apresentou funcionamento adequado.



# Capítulo 5

## CONCLUSÃO

Nesta dissertação, apresentou-se um algoritmo de estimação de tempo morto que pode ser utilizado para sistemas estáveis bem como para sistemas instáveis. Entre os processos estáveis, verificou-se o funcionamento do estimador em sistemas SISO (de primeira e segunda ordem) e MIMO. Esta estimação baseia-se na utilização das funções de correlação de forma que se verifica a relação temporal do sinal de controle aplicado ao processo e o sinal de saída medido. O objetivo é de realizar o controle adaptativo de sistemas com tempo morto, de forma que o modelo do atraso pudesse ser atualizado durante a operação. Assim, pode-se ter um controlador com melhor desempenho e mais apto a suportar variações de tempo morto devido a mudança de ponto de operação, erros de modelagem ou perturbações na entrada e saída do processo.

No segundo capítulo, apresentou-se a teoria de compensadores de atraso, mais especificamente sobre o preditor de Smith e suas modificações. Exibiram-se os ganhos e as limitações de cada compensador e os procedimentos de configuração dos blocos de controle.

No terceiro capítulo, realizou-se uma revisão bibliográfica das principais abordagens sobre cálculo de diversas formas de estimação do atraso de transporte. Além disto, discutiu-se sobre o cálculo e algumas propriedades das funções de correlação, ferramenta empregada nesta dissertação para estimar o tempo morto dos processos.

O quarto capítulo apresenta uma série de colaborações ao estudo de sistemas de controle com tempo morto. Primeiramente explica-se o uso do preditor de Smith filtrado com atualização do atraso para sistemas SISO, de forma que se expõe a

metodologia de cálculo do tempo morto, as equações utilizadas e sinais auxiliares, a figura de mérito e o algoritmo. Posteriormente, faz-se uma expansão do uso das técnicas supracitadas para sistemas MIMO. Ainda no quarto capítulo exhibe-se o preditor de Smith modificado com correção de tempo morto como forma de controlar os processos instáveis em malha aberta. As contribuições supracitadas foram apresentadas através de simulação de processos com erros de modelagem, modelo de ordem reduzida e perturbações de entrada e saída. Ademais, exibiu-se o resultado do algoritmo de estimação de atraso para os casos estudados.

Desta forma, observa-se que este trabalho possibilitou a melhoria do desempenho robusto dos sistemas a partir da correção do atraso de transporte durante o processo de operação. A estimação proposta pode ser realizada tanto em tempo real quanto em uma análise posterior do dados coletados mesmo que o processo sofra o efeito de perturbações constantes.

Ainda assim, nota-se que o estudo de sistemas de controle aplicado a processos com atraso de transporte apresenta diversos problemas em aberto, principalmente no que se refere a sistemas multivariáveis com erro de modelagem e modelo de ordem reduzida.

## 5.1 Principais Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

- Proposição de técnica de identificação de tempo morto para sistemas lineares invariantes no tempo durante processo de operação.
- Proposição de compensadores de atraso adaptativos baseados no PSF e PSM.
- Estimação e adaptação do atraso sem a necessidade de mover as variáveis de processo de ponto de operação e em tempo real.
- Redução da sensibilidade da estimação do atraso com relação a perturbações constantes.

## 5.2 **Trabalhos Futuros**

Alguns trabalhos a respeito de sistema de controle adaptativo com atraso de transporte podem ser desenvolvidos. Entre eles estão:

- Teste do algoritmo de correção de atraso para sistema de controle com preditor de Smith filtrado aplicado a sistemas reais monovariáveis e multivariáveis estáveis em malha aberta.
- Aprimorar o algoritmo de estimação de atraso de transporte, de forma que este esteja apto a trabalhar com sistemas multivariáveis com modelo de ordem reduzida.
- Teste do algoritmo de correção de atraso para sistema com tempo morto dominante, como por exemplo, o problema do coletor solar de Almeria [23].



# Referências Bibliográficas

- [1] Katsuhiko Ogata, Paulo Álvaro Maya, and Fabrizio Leonardi. *Engenharia de controle moderno*. Prentice Hall, 2003.
- [2] Paulo Renato da Costa Mendes, Julio Elias Normey-Rico, Vilmarque Joao Junior, and Daniel Miranda Cruz. A filtered smith predictor based subspace predictive controller. In *World Congress*, volume 19, pages 1011–1016, 2014.
- [3] J. E. Normey-Rico and E. F. Camacho. *Control of dead-time processes*. Springer Verlag, 2007.
- [4] S Diop, I Kolmanovsky, PE Moraal, and M Van Nieuwstadt. Preserving stability/performance when facing an unknown time-delay. *Control Engineering Practice*, 9(12):1319–1325, 2001.
- [5] J Herrera and A Ibeas. On-line delay estimation for stable, unstable and integrating systems under step response. *ISA transactions*, 51(3):351–361, 2012.
- [6] J Herrera, A Ibeas, S Alcantara, and R Vilanova. Identification and adaptive control of delayed unstable systems. In *Intelligent Control (ISIC), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 767–772. IEEE, 2010.
- [7] O. J. M. Smith. Closed control of loops with dead time. *Chem Eng Prog*, 53:217–219, May 1957.
- [8] V. Lechappe, S. Rouquet, M. Gonzalez, J. de Leon-Morales, F. Plestan, E. Moulay, and A. Glumineau. Delay estimation and predictive control of uncertain systems with input delay: Application to a dc motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP(99):1–1, 2016.

- [9] T.L.M. Santos. Modified artstein predictor for LTI systems with dead time and unknown disturbances. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, pages 1–11, 2016.
- [10] J. E. Normey-Rico and E. F. Camacho. Unified approach for robust dead-time compensator design. *J Process Control*, 19(1):38–47, 2009.
- [11] Bismark Claire Torrico. *Contribuição ao Controle Preditivo Robusto de Sistemas com Atraso*. PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- [12] Chien-Liang Lai and Pau-Lo Hsu. Design the remote control system with the time-delay estimator and the adaptive smith predictor. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 6(1):73–80, 2010.
- [13] J. E Normey-Rico, R. Sartori, M. Veronesi, and A. Visioli. An automatic tuning methodology for a unified dead-time compensator. *Control Engineering Practice*, 27:11–22, 2014.
- [14] D.L. Gaudette and D.E. Miller. Stabilizing a siso LTI plant with gain and delay margins as large as desired. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 59(9):2324–2339, 2014.
- [15] Svante Björklund. *A survey and comparison of time-delay estimation methods in linear systems*. Citeseer, 2003.
- [16] Boyi Ni, Deyun Xiao, and Sirish L Shah. Time delay estimation for mimo dynamical systems—with time-frequency domain analysis. *Journal of Process Control*, 20(1):83–94, 2010.
- [17] Tao Liu and Furong Gao. A frequency domain step response identification method for continuous-time processes with time delay. *Journal of Process Control*, 20(7):800–809, 2010.
- [18] Lemma D Tufa and M Ramasamy. Closed-loop identification of systems with uncertain time delays using arx–obf structure. *Journal of Process Control*, 21(8):1148–1154, 2011.



- [19] Fengwei Chen, Hugues Garnier, and Marion Gilson. Robust identification of continuous-time models with arbitrary time-delay from irregularly sampled data. *Journal of Process Control*, 25:19–27, 2015.
- [20] Alan V Oppenheim, Alan S Willsky, and Syed Hamid Nawab. *Signals and systems*, volume 2. Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1983.
- [21] Tito L. M. Santos, Paulo E. A. Botura, and Julio E. Normey-Rico. Dealing with noise in unstable dead-time process control. *J Process Control*, 20(7):840–847, 2010.
- [22] S Majhi and DP Atherton. Modified smith predictor and controller for processes with time delay. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 146(5):359–366, 1999.
- [23] L. Roca, J.L. Guzman, J.E. Normey-Rico, M. Berenguel, and L. Yebra. Filtered smith predictor with feedback linearization and constraints handling applied to a solar collector field. *Solar Energy*, 85(5):1056–1067, 2011.
- [24] K. J. Astrom and T. Hagglund. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America, 1995.
- [25] Bernd Girod, Alexander Stenger, and Rudolf Rabenstein. *Signals and systems*. Wiley, 2001.
- [26] Julio E Normey-Rico, Pedro Garcia, and Antonio Gonzalez. Robust stability analysis of filtered smith predictor for time-varying delay processes. *Journal of Process Control*, 22(10):1975–1984, 2012.
- [27] Rodolfo CC Flesch, Bismark C Torrico, Julio E Normey-Rico, and Marcus U Cavalcante. Unified approach for minimal output dead time compensation in mimo processes. *Journal of Process Control*, 21(7):1080–1091, 2011.