

**DAS** Departamento de Automação e Sistemas  
**CTC** **Centro Tecnológico**  
**UFSC** Universidade Federal de Santa Catarina

# **Sintonia Automática de Controladores com Compensação de Atraso.**

*Relatório submetido a Universidade Federal de Santa Catarina  
como requisito para a aprovação da disciplina:*

***DAS 5511: Projeto de Fim de Curso***

***Luisa Schoeller Guenther***

*Florianópolis, Fevereiro 2013*

---

**Sintonia Automática de Controladores com Compensação de Atraso.**

***Luisa Schoeller Guenther***

Esta monografia foi julgada no contexto da disciplina  
**DAS5511: Projeto de Fim de Curso**  
e aprovada na sua forma final pelo  
**Curso de Engenharia de Controle e Automação**

***Prof. Julio Elias Normey Rico, Dr.***

---

Assinatura do Orientador

# Sumário

<b>Resumo</b>	<b>vi</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>viii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2 Proposta do projeto</b>	<b>3</b>
2.1 Sistema de identificação . . . . .	4
2.2 Sistema de controle . . . . .	5
2.3 Sistema supervisorio . . . . .	5
2.4 Conclusão . . . . .	6
<b>3 Sistema de identificação</b>	<b>7</b>
3.1 Métodos de identificação . . . . .	7
3.1.1 Dinâmica de um sistema . . . . .	8
3.1.2 Método da Área . . . . .	9
3.1.3 Mínimos Quadrados . . . . .	11
3.1.3.1 Modelo de regressão . . . . .	13
3.1.3.2 Estimação Offline (Não recursivo) . . . . .	13
3.1.3.3 Estimação Online . . . . .	13
3.1.3.4 Sinal de excitação . . . . .	15
3.1.4 Validação do modelo . . . . .	17

3.1.5	Identificação de sistemas com atraso . . . . .	18
3.2	Conclusão . . . . .	19
<b>4</b>	<b>Sistema de controle</b>	<b>20</b>
4.1	Preditor de Smith . . . . .	21
4.1.1	Exemplo de aplicação do PS . . . . .	22
4.1.2	Robustez do Preditor de Smith . . . . .	24
4.2	Preditor de Smith Filtrado . . . . .	26
4.2.1	Robustez . . . . .	28
4.2.2	Sintonia do Preditor de Smith filtrado . . . . .	28
4.3	Controle primário e filtro de referência . . . . .	29
4.4	Índice de qualidade da malha fechada . . . . .	31
4.5	Conclusão . . . . .	32
<b>5</b>	<b>Sistema supervisório</b>	<b>33</b>
5.1	Modelo do sistema supervisório . . . . .	33
5.2	Mecanismo de comutação entre estados . . . . .	35
5.3	Esquemas utilizados . . . . .	37
5.3.1	Pré-teste . . . . .	37
5.3.2	Cálculo do primeiro controle . . . . .	38
5.3.3	Teste de qualidade do controle em malha fechada . . . . .	39
5.3.4	Melhora da aproximação do modelo . . . . .	40
5.3.5	Melhora do controle . . . . .	41
5.4	Conclusões . . . . .	42
<b>6</b>	<b>Resultados</b>	<b>43</b>
6.1	Processos . . . . .	43
6.2	Especificações . . . . .	44

---

6.3	Simulações . . . . .	44
6.3.1	Funcionamento do controle por bandas . . . . .	50
6.4	Conclusão . . . . .	51
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>52</b>
7.1	Trabalhos futuros . . . . .	52
	<b>Referências</b>	<b>54</b>

# Resumo

O atraso de transporte é uma parte fundamental em muitos processos industriais. Estruturas de controle com compensação do atraso possuem uma melhor performance que a obtida com controladores do tipo PI ou PID. Neste projeto se desenvolveu um sistema de sintonia automática que identifica e controla sistemas com atraso, o qual pode ser usado com o processo em pleno funcionamento, e sem a necessidade do operador possuir conhecimentos avançados em controle.

A estrutura de controle usada foi a do preditor de Smith filtrado, a qual apresentou compromisso entre performance e robustez. A identificação é realizada através do método dos mínimos quadrados discreto. O sistema supervisorio, através de dados de entrada, saída e índices de desempenho, faz a coordenação entre a identificação, validação e teste de qualidade, melhorando o modelo e o controle do processo.

Ao final foram realizadas diversas simulações para comprovar a eficácia do sistema em diferentes dinâmicas e testar os possíveis cenários.

**Palavras-chave:** Controle de processo, Sintonia automática, Compensador de atraso, Identificação.

# Abstract

The time delay is a fundamental part of many industrial processes. Control structures with dead time compensation present higher performance than those achieved with PI or PID controllers. This project has developed an automatic tuning system that identifies and controls dead time processes, which can be used with running processes, and does not need an user with advanced knowledge in process control.

The control structure selected was the filtered Smith predictor, which presents compromise between performance and robustness. The identification uses the discrete least square method . The supervisory system with data input, output and performance indices, coordinates the identification, validation and quality tests, improving the model and process control.

Several simulations were performed to demonstrate the effectiveness of the system in different dynamics and possibles scenarios.

**Key-words:** Process control, Automatic tuning, Dead time compensator, Model identification.

# Lista de Figuras

2.1	Fluxograma do sistema de sintonia automática . . . . .	3
3.1	Aproximação pelo método da área . . . . .	11
3.2	Componentes frequenciais do processo . . . . .	17
3.3	Sinal PRBS no tempo . . . . .	18
4.1	Resposta do ajuste PID para dinâmica com atraso . . . . .	20
4.2	Esquema do preditor de Smith . . . . .	21
4.3	Controle equivalente PS . . . . .	22
4.4	Comparação de controle PID e PS para um sistema com atraso . . . . .	23
4.5	Erro de modelagem no preditor de Smith . . . . .	25
4.6	Exemplos de limitações do preditor de Smith . . . . .	26
4.7	Esquema do Preditor de Smith filtrado . . . . .	27
4.8	Esquema do Preditor de Smith filtrado discreto simplificado . . . . .	27
4.9	Teste de qualidade . . . . .	32
5.1	Modelo do supervisor . . . . .	34
5.2	Resposta do sistema sem mecanismo de comutação . . . . .	35
5.3	Resposta do sistema com mecanismo de comutação . . . . .	37
5.4	Controle em malha fechada com PSF . . . . .	39
5.5	Esquema dos mínimos quadrados . . . . .	40
6.1	Comportamento planta 1 . . . . .	45
6.2	Comportamento planta 2 . . . . .	47
6.3	Comportamento planta 3 . . . . .	48
6.4	Resultados quanto o índice de desempenho de malha fechada . . . . .	49



6.5	Resultados quanto a qualidade do modelo identificado . . . . .	49
6.6	Gráfico de dispersão FIT × índice de desempenho . . . . .	50
6.7	Comportamento do sistema frente a perturbações . . . . .	51

# 1 Introdução

Apesar da constante evolução da área de controle, com o desenvolvimento de novas soluções teóricas e com o barateamento de sistemas de software e hardware, na prática ainda há muito o que melhorar. Segundo [9], 85% das malhas de controle da indústria estão mal aproveitadas, sendo que 30% destas opera em modo manual; 30% apresenta problemas em seus elementos de transdução, transmissão e atuação; e 20% possui um projeto inadequado ou com erros.

Ainda que haja um profissional capacitado para realizar a sintonia do controlador adequadamente, existem vários outros fatores que comprometem o desempenho do sistema. Tais fatores serão explicados a seguir.

Normalmente para ajustar o controle de um processo é necessário obter seu modelo. E, a menos que se conheça todas as leis físicas relevantes na dinâmica do sistema, são necessários ensaios e testes de identificação. Estes tornam o sistema temporariamente inoperante. Um processo parado é muitas vezes visto apenas como prejuízo para a empresa. A falta de conhecimento adequado do modelo faz com que os controladores (quando em malha fechada) sejam sintonizados com parâmetros bastante conservativos, o que compromete sua performance.

A manutenção e readequação do sistema de controle é tão importante quanto o ajuste inicial, pois os processos variam com o passar do tempo. As principais causas são desgaste de sensores, atuadores e transmissores (causando folgas, atrito excessivo, histerese, ruído) e variação das condições de operação (mudança de set-point, da capacidade de produção, condições externas ou ambientais). Isto altera as constantes dos processos e um sistema de controle inicialmente bem ajustado pode ter seu desempenho comprometido.

Em processos com atraso de transporte, o atraso é geralmente causado principalmente pelo tempo a transportar a matéria, energia ou informação, o controle tende a ser projetado de forma ainda mais conservadora para manter a estabilidade. Ao utilizar uma estrutura básica do tipo PI ou PID para controlá-los o projetista se depara com as seguintes dificuldades: uma perturbação só será percebida após duas vezes

tempo do atraso; os efeitos da ação de controle demoram para serem notados na variável controlada; e o sinal de controle é calculado através de um erro anterior.

Para os projetos de PI ou PID's para sistemas com atraso normalmente o consideram parte da dinâmica. Do ponto de vista frequencial o atraso causa um descréscimo na fase, e para compensá-lo (evitar oscilações e sobre sinal) a performance do sistema é comprometida, principalmente quanto à velocidade de resposta, [13].

Para plantas com atraso de transporte é conveniente utilizar uma estrutura de controle com compensador de atraso, [6]. Dentre eles o preditor de Smith filtrado apresenta uma boa relação entre desempenho e robustez.

O objetivo deste projeto é desenvolver uma ferramenta de auto-sintonia para sistemas com atraso de transporte, a qual poderá ser utilizada com o processo em funcionamento sem a necessidade de parar a produção. A ferramenta é formada por um sistema de identificação, um sistema de controle e um sistema supervisorio. O sistema de identificação utilizará dados de entrada e saída do sistema para encontrar um modelo aproximado. O sistema de controle utiliza a estrutura do Preditor de Smith filtrado, que promove uma resposta melhor e mais robusta para este tipo de processo, sem que o usuário possua conhecimento avançado em esta estrutura de controle. O sistema supervisorio faz o chaveamento entre os módulos, decidindo quando é necessário refinar o modelo ou melhorar o controle da planta.

Este projeto está estruturado como segue: no capítulo 2 será melhor apresentado a proposta da estrutura completa e na sequencia é apresentado com maior aprofundamento os módulos. No 3 são vistos os métodos de identificação utilizados e como é feita a validação dos modelos. No capítulo 4 toda a estrutura de controle, análise de robustez e as justificativas pela escolha do Preditor de Smith filtrado. O capítulo 5 mostra como sistema supervisorio foi desenvolvido. O capítulo 6 traz os resultados e o 7 as conclusões e trabalhos futuros.

## 2 Proposta do projeto

Este capítulo apresenta a proposta do sistema de sintonia automática de controle para sistemas com atraso e as características básicas de suas partes . Possui três módulos principais:

- Módulo de identificação
- Módulo de controle
- Módulo do sistema supervisorio

O módulo de identificação é responsável por calcular o modelo que será usado no preditor de Smith filtrado, implementado pelo módulo de controle. Já o sistema supervisorio é quem monitora e coordena a execução dos diferentes sinais do processo e também, realiza cálculos de índices do comportamento para decidir quando o processo de identificação deverá ser executado ou o controle re-ajustado. Na figura 2.1 pode ser observado o fluxograma do sistema completo.

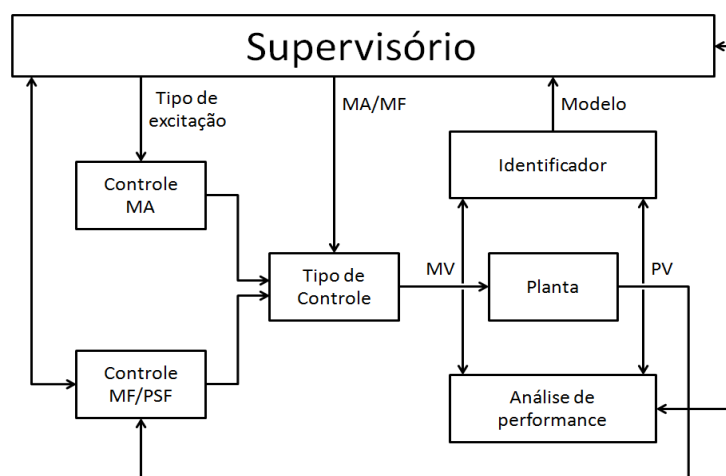


Figura 2.1: Fluxograma do sistema de sintonia automática

Na sequência, cada um destes módulos é analisado com maiores detalhes, assim como a explicação do fluxo de informações através do sistema. A implementação será realizada na ferramenta MATLAB e Simulink.

## 2.1: Sistema de identificação

Como comentado no capítulo 1 o preditor de Smith filtrado precisa de um modelo do processo para calcular a ação de controle. Para obter este modelo utiliza-se neste projeto algumas técnicas de identificação, as quais serão descritas no capítulo 3.

Tem o objetivo de manter um modelo com uma dinâmica que seja semelhante ou a mais próxima possível da dinâmica do processo. Para isso, o sistema utiliza dados de entrada e saída capturados do processo em ensaios coordenados pelo sistema supervisor. Desta forma, para o processamento deste modelo podem ser utilizadas diferentes técnicas de identificação e cada uma possui um procedimento e usa dados diferentes como:

- sinal e excitação
  - degrau, onda quadrada, PRBS, RBS, etc.
- forma de excitação
  - em malha aberta ou fechada
- processamento
  - online ou offline
- Tipos de modelos
  - lineares (ARX, RARX, ARMAX, ARIMA, CARIMA)
  - lineares (NARMAX,...), redes neurais, logica nebulosa

Para uma melhor facilidade do usuário, este módulo é dividido em duas partes, a primeira é uma identificação inicial onde o usuário apenas necessita determinar um período de amostragem inicial e um tempo de acomodação do sistema que tem o objetivo de estimar com uma melhor precisão variáveis como: Período de amostragem

( $T_s$ ); atraso do sistema ( $L$ ) e frequências mínimas e máximas que influenciam o processo ( $w_{min}, w_{max}$ ). Assim, é possível obter um modelo inicial simples e com estes dados poder realizar uma identificação mais complexa e de melhor precisão.

## 2.2: Sistema de controle

Este sistema é o responsável pelo funcionamento automático do processo nas condições desejadas e deve respeitar as restrições impostas no seu projeto como tempo de acomodação, sobre sinal, oscilação da saída ou da entrada, estabilidade e robustez. Quando o sistema possui atraso de transporte, uma estrutura de controle que tem um bom desempenho é o preditor de Smith.

O preditor de Smith é uma estrutura de controle em malha fechada e utiliza o modelo da dinâmica para controlá-la. Através da predição de resposta do processo, calcula o sinal de controle com o erro do modelo sem o atraso. Para diminuir problemas gerados por erros de modelagem, a diferença entre a saída predita (com o atraso) e a saída da planta é filtrada e realimentada juntamente com a saída predita (sem o atraso) para o cálculo do novo sinal de controle. No capítulo 4 será explicado de forma mais detalhada como é sua estrutura e como é realizada a sintonia de cada um de seus parâmetros.

Como já mencionado em 1 a resposta deste tipo de estrutura está diretamente ligada à qualidade do modelo. Por isso o sistema supervisor após verificar que a qualidade precisa ser melhorada, dará início a uma nova identificação.

Esta ligado ao sistema de identificação, pois recebe o modelo calculado, e ao supervisor que decide se o sinal de controle calculado é enviado para o processo ou não.

## 2.3: Sistema supervisor

É o principal módulo do trabalho a ser desenvolvido, pois ele que fará o sistema de sintonia automática funcionar corretamente. Além disto os outros dois métodos seguem técnicas já bastante empregadas em separado. O supervisor irá uni-las e fazer com que funcionem em conjunto.

Este modulo trabalha em paralelo e um nível acima dos outros módulos e determina em quais estados o sistema deve estar, coordenando as ações que devem

ser executadas para que objetivos intermediários sejam cumpridos e estes garantam o funcionamento do sistema completo. Como:

- levar o sistema ao ponto de operação: é necessário operar em modo manual e levar aos poucos (em forma de rampa) o processo até o ponto desejado
- testar a qualidade do controle: realizar o procedimento de acordo com o índice escolhido, como por exemplo aplicar um degrau no set-point, esperar o sistema atingir o ponto, realizar cálculo do índice e resetar o *set-point* para o valor original. Ao final do teste o resultado determina o envio do evento que indica como está o sistema de controle.
- identificar e validar o sistema: é iniciado com a presença de um evento indicando a necessidade de um novo modelo (e gerado no sistema de controle ao identificar uma qualidade ruim do controle) e recebe o sinal de excitação proveniente do sistema de identificação para aplicar no processo. Ao final, envia dados de aquisição de volta para sistema de identificação para processamento do novo modelo.
- calcular e ajustar o novo controle: determinar quando o novo controle deve ser calculado e realizar a adaptação para o novo sistema de controle
- verificar as condições do sistema: em todo momento é necessário a verificação da saída do sistema, para quando houver grandes perturbações ser possível tomar atitudes visando manter o sistema operante como geração de alertas e chaveamento de controle.

Sua estrutura segue a ideia de controle por eventos discretos, onde a presença de algum evento faz o sistema mudar de estado. Com isso é possível determinar um modelo para estudo de suas características o qual será explanada no capítulo 5.

## 2.4: Conclusão

Neste capítulo foi definida uma proposta do projeto com especificações de sua estrutura que é dividida em 3 partes. Nos próximos capítulos serão discutidas a estrutura de cada parte com suas bases teóricas e forma escolhida para implementação.

## 3 Sistema de identificação

Em estratégias de controle que usam um modelo explícito do sistema para obtenção da lei de controle, existe uma relação direta entre a qualidade do modelo e o desempenho do controle <sup>1</sup> O modelo usado pode resultar de algum método de identificação, seja matemático, geométrico, ou conhecido através de suas leis físicas. Neste projeto será utilizada a aquisição de dados da planta e o cálculo do modelo através de algum método de identificação.

Cada algoritmo de identificação possui suas restrições quanto aos dados, por isso sua natureza deve ser conhecida, como a qual modelo será utilizado para aproximação. Possivelmente a maior restrição neste caso é manter o sistema operante, e em seu ponto de operação manter a independência entre os sinais de entrada e saída (malha aberta).

### 3.1: Métodos de identificação

A identificação de parâmetros é o processo de atribuir valores à parâmetros desconhecidos de um sistema a partir de medições de sua entrada e saída e de um modelo matemático apropriado. É fundamental no projeto de um sistema de controle, pois permite conhecer as características da dinâmica do sistema. Alguns métodos ainda são capazes de pre-processar os dados medidos e desta maneira filtrar ruídos.

O processo de identificação está dividido em três etapas: a estrutura, a estimação dos parâmetros e a validação do modelo. A estrutura pode ser selecionada através de modelos candidatos. Na indústria os modelos de primeira e segunda ordem são os mais usados, desta forma estes serão usados neste projeto. Para a estimação dos parâmetros são utilizados modelos matemáticos para tratar os dados. Com a validação é possível qualificar o modelo estimado, comparando as respostas obtida e

---

<sup>1</sup>Contando com um mesmo ajuste que estabilize o sistema (como por exemplo um mesmo ajuste para o controlador primário do preditor).



estimada por meio de índices de qualidade do modelo estimado.

Os métodos matemáticos são algoritmos que tentam encontrar a melhor aproximação matemática para um grupo de dados. Neste projeto dois métodos específicos serão utilizados, o método da área, que aproxima a dinâmica por um modelo contínuo de primeira ordem com atraso e o método dos mínimos quadrados discreto.

### 3.1.1: Dinâmica de um sistema

A maioria dos sistemas industriais são naturalmente contínuos, como nível em reservatórios, concentração de produtos, pressões, etc.. Porém o controle digital é aplicado de forma discreta, através de um sustentados de ordem zero que mantém o sinal aplicado até o próximo período de amostragem. Uma possibilidade é projetar o controle com um modelo contínuo e discretizá-lo, a outra é obter o modelo discreto e desenhar o controle através dele, [13]. Neste projeto serão utilizadas as duas possibilidades.

Um dos métodos de identificação aproxima um modelo contínuo, neste caso o controle é calculado de forma contínua e então discretizado. Com o outro método, o modelo obtido é discreto, logo o controle é calculado de maneira discreta e aplicado com o sustentador de ordem zero.

Na maior parte do trabalho será usado um modelo discreto de segunda ordem, que pode ser representado pela função de transferência entre o sinal de entrada  $U(z)$  e o sinal de saída  $Y(z)$ :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{B}{A} z^{-d}$$

$$(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}) Y(z) = (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}) U(z) z^{-d}$$

onde  $d$  é o atraso. Se  $H(z)$  é um sistema de segunda ordem, então

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) + b_1 u(k-d-1) + b_2 u(k-d-2)$$

Este modelo será utilizado para representar o processo, desta forma é necessário obter os valores dos seguintes parâmetros:  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  e  $d$ . Na sequência serão apresentados métodos analíticos que calculam estes parâmetros.

### 3.1.2: Método da Área

O método da área é uma forma simples de obter um modelo de sistemas de baixa ordem, com ou sem atraso. A partir da realização de um ensaio de resposta ao degrau no processo real, considerando que o mesmo pode ser modelado por um sistema de primeira ordem com atraso, o que equivale ao modelo apresentado com  $a_2 = b_2 = 0$ . Tem a vantagem de ser robusto a ruídos brancos. O desenvolvimento do algoritmo é apresentado a seguir como visto em [13]

Seja um sistema de primeira ordem com atraso  $P(s) = \frac{K_p e^{-Ls}}{1+sT}$ , com os parâmetros  $K_p$ ,  $L$  e  $T$ , considere um degrau com valor inicial  $U_I$  e final  $U_F$  aplicado em malha aberta em  $P(s)$ . A saída muda de  $Y_I$  a  $Y_F$  e pode ser representada como:

$$y(t) = Y_I, \forall t < L$$

$$y(t) = Y_I + K_p(1 - e^{-\frac{t-L}{T}})\Delta U, \Delta U = U_F - U_I, \forall t \geq L$$

O objetivo do método é calcular  $K_p$ ,  $L$  e  $T$  usando as informações desta resposta. assim em seu regime permanente obtêm-se

$$Y_F = Y_I + K_p \Delta U \quad (3.1)$$

Logo o ganho  $K_p$  do modelo é facilmente calculado através da equação 3.1, todavia, para que o erro referente ao ruído não afete a estimação se usa a média dos valores de saída. Assim o ganho é:

$$K_p = \frac{\overline{Y_F} - \overline{Y_I}}{\Delta U} \quad (3.2)$$

onde  $\overline{Y_F}$  é calculado com a média dos valores finais e  $\overline{Y_I}$  dos iniciais.

Para os parâmetros restantes é necessário introduzir uma nova ideia, a de saída incremental a cada instante de tempo  $\delta y(t) = Y_F - y(t)$

$$\delta y(t) = K_p \delta U, \forall t < L$$

$$\delta y(t) = K_p e^{-\frac{t-L}{T}} \Delta U$$

Para isto se computa a área abaixo de  $\delta y(t)$  de 0 a  $\tau > L$ , o que dá o nome ao método.

$$A_\tau = \int_0^\tau \delta y(t) dt = K_p \Delta U (L + T - T e^{-\frac{t-L}{T}})$$

Com  $\tau \rightarrow \infty$

$$A_\infty = \int_0^{+\infty} \delta y(t) dt = K_p \Delta U (L + T) = K_p \Delta U T_{ar} \quad (3.3)$$

Onde  $T_{ar}$  é o tempo médio de residencia e  $X = T + L = T_{ar}$ , calculando agora:

$$A_0 = \int_0^{T_{ar}} \delta y(t) dt = K_p \Delta U (L + T - T e^{-1}) = A_\infty - K_p \Delta U T e^{-1} \quad (3.4)$$

Com os valores do ganho  $K_p$  e do  $\Delta U = U_F - U_I$ , as equações 3.3 e 3.4 é possível computar os outros parâmetros  $T$  e  $L$ .

$$T = (A_\infty - A_0) \frac{e}{K_p \Delta U} \quad (3.5)$$

$$L = \frac{A_\infty}{K_p \Delta U} - T \quad (3.6)$$

Para a implementação prática deste algoritmo procede-se da seguinte forma:

- determinar a frequência do ruído e escolher um  $\Delta U$  que proporcione um bom fator sinal/ruído.
- aplicar um degrau e armazenar os valores de saída até o equilíbrio.
- com as médias  $\overline{Y_I}$ ,  $\overline{Y_F}$  e a equação 3.2 computar  $Y_F$  e  $K_p$ .
- calcular  $T_{ar}$  com 3.3,  $A_0$  com 3.4,  $T$  com 3.5 e  $L$  com 3.6.

Este método representa bem plantas com respostas do tipo ou de baixas ordens. Para processos de ordem mais alta é necessário utilizar outros métodos auxiliares. Neste trabalho este método será utilizado para a realização de um pré-teste, o qual possibilitará o projeto de um controlador inicial, bastante conservador, mas que garantirá levar a planta ao ponto de operação e manter-la estável. Para este projeto será utilizado o atraso estimado  $L$ , o ganho  $K_p$  e a constante de tempo aproximada.

Para exemplificar identificou-se o sistema  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$  através do método da área. O resultado obtido está na figura 3.1, que mostra a resposta ao degrau do processo  $Y$  e a resposta estimada pelo modelo  $Y_n$ , e o ganho em regime permanente  $K_e$ . O modelo aproximado foi de  $P_n(s) = \frac{0.99e^{-1.03s}}{1.42s+1}$ . Apesar da planta possuir uma dinâmica

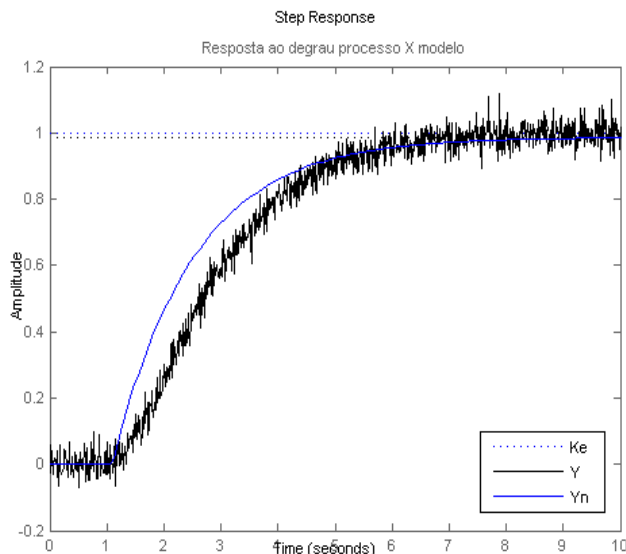


Figura 3.1: Aproximação pelo método da área

de segunda ordem, o modelo foi bastante representativo, com erro principalmente no período transitório.

Segundo [8], o período de amostragem deve ser capaz de representar a dinâmica do sistema. O  $T_s$  que será usado em todo o sistema de controle é calculado a partir do modelo identificado por este método, aproximando a velocidade de malha aberta por  $4.8\tau$ . Com a especificação de velocidade de malha fechada igual a de malha aberta, o  $T_s$  é escolhido tal que:

$$T_s = \frac{4.8\tau}{20} \quad (3.7)$$

Este valor apresentou bons resultados, nos quais os sistemas amostrados representavam e controlavam os sistemas contínuos, sem exigir demasiado do processamento.

### 3.1.3: Mínimos Quadrados

O método dos mínimos quadrados é o mais empregado para a estimação de parâmetros em sistemas discretos, como apresentado em [2]. Foi formulado por Karl Friedrich Gauss e segundo seu método os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático devem ser de tal forma a minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre os valores medidos e calculados multiplicado por um número que mede o grau de precisão.

Considerando o sistema como

$$Ay(k) = Bu(k) \quad (3.8)$$

$$A = 1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2} + \dots + a_n * z^{-n} \quad (3.9)$$

$$B = b_1 * z^{-1} + b_2 * z^{-2} + \dots + b_n * z^{-n} \quad (3.10)$$

A variável  $k$  indica o tempo,  $n$  é a ordem do sistema, o qual pode ser escrito com a equação a diferenças

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) = b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n)$$

O vetor de parâmetros desconhecidos de  $a_1, \dots, a_n, b_1, \dots, b_n$  também é representado por  $\theta$ .

$$\theta^T = (a_1 \dots a_n \ b_1 \dots b_n)$$

Os estados conhecidos (de saída em instantes anteriores e das entradas) formam o vetor de regressão  $\varphi(k-1)$ .

$$\varphi^T(k-1) = [-y(k-1) \dots -y(k-n) \ u(k-1) \dots u(k-n)]$$

A variável observada  $y(k)$  é calculada pela equação

$$y(k) = \varphi_1(k-1)\theta_1^0 + \varphi_2(k-2)\theta_2^0 + \dots + \varphi_n(k-1)\theta_n^0 = \varphi^T(k-2)\theta^0 \quad (3.11)$$

Se este procedimento  $y(k) = \varphi^T(k-1)\theta$  for aplicado por  $k$  valores de saída, é possível escrever de forma matricial

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} -y(0) & \dots & 0 & u(0) & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -y(k-1) & \dots & -y(k-n) & u(k-1) & \dots & u(k-n) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{a}_n \\ \hat{b}_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{b}_n \end{bmatrix}$$

O par de observação e regressão  $(y(k), \varphi(k))$  do modelo de regressão  $y(k) = \varphi^T(k-1)\theta$  é obtido através de experimentos. Supondo que as medidas possuem a mesma precisão, os parâmetros  $\theta$  devem ser escolhidos para minimizar a função custo.

$$V(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k (y(k) - \varphi^T(k)\theta)^2 \quad (3.12)$$

Como  $y(k)$  é linear em  $\theta^0$  e a função custo é quadrática, se pode calcular analiticamente.

### 3.1.3.1: Modelo de regressão

Se a matriz  $\Phi^T\Phi$  é não-singular (condição de excitação), existe uma única solução para os mínimos quadrados com os parâmetros  $\theta$  que minimizam a função custo (3.12), e é dada por:

$$\hat{\theta}(k) = [\Phi^T(k)\Phi(k)]^{-1} \Phi^T(k)Y(k) \quad (3.13)$$

O número de elementos de  $\theta$  depende da ordem do sistema  $\hat{y}$ . Para que exista solução, os valores de  $u(k)$  devem variar suficientemente para obter um rank completo para a matriz  $\Phi^T\Phi$ .

### 3.1.3.2: Estimação Offline (Não recursivo)

A estimacão offline utiliza um conjunto de dados obtidos a priori do par de observação e regressão  $(y(k), \varphi(k))$  e calcula os parâmetros  $\theta$  com a equação 3.13. Os dados devem verificar que  $\det(\Phi^T\Phi) \neq \text{zero}$  de modo que  $(y(k), u(k))$  sejam linearmente independentes.

Estando o sistema adequadamente excitado, a estimacão offline aproxima o sistema real, porém deve ser feita com todos os dados a priori. Desta forma não existe limitacão quanto ao tempo de processamento do algoritmo. Porém não se pode alterar a estratégia de controle à medida que o processo é melhor identificado, e necessita de mais memória para armazenar todos os dados.

### 3.1.3.3: Estimacão Online

Para utilizar estratégias de controle *auto-tuning*, adaptativos ou preditivos, é necessário obter os dados do sistema à medida que o mesmo é controlado. O algoritmo de mínimos quadrados foi adaptado para ser utilizado de forma recorrente. A cada instante  $k$  as medidas são tomadas e o algoritmo calcula os parâmetros do sistema estimado.

A partir dos mínimos quadrados não-recorrentes equação 3.13, outros fatores são adicionados para evitar um somatório a cada iteração, o que acarretaria um grande esforço computacional. O erro  $\varepsilon(k)$  mede a qualidade do modelo e atualiza as estimativas. Se compara as medidas do instante  $k$  com as de  $k + 1$ , conhecendo  $\varphi(k + 1)$  a matriz é atualizada.

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k + 1) &= (\Phi^T(k + 1)\Phi(k + 1))^{-1}\Phi^T(k + 1)Y(k + 1) \\ \Phi^T(k + 1)\Phi(k + 1) &= \Phi^T(k)\Phi(k) + \varphi(k + 1)\varphi^T(k + 1)\end{aligned}\quad (3.14)$$

Porém não se deve calcular a matriz inversa a cada  $k$  (o que necessita de muito esforço computacional e memória para armazenamento dos dados). Para isso são usadas as equações de covariância  $P(k)$  e correlação  $R(k)$ .

$$\begin{aligned}P(k) &= [\phi^T(k)\phi(k)]^{-1} \\ R(k) &= \phi^T(k)Y(k) \\ \hat{\phi}(k) &= P(k)R(k)\end{aligned}$$

E se tem

$$\begin{aligned}P^{-1}(k + 1) &= P^{-1}(k) + \varphi(k + 1)\varphi^T(k + 1) \\ R(k + 1) &= R(k) + \varphi(k + 1)y(k + 1)\end{aligned}$$

Onde se deseja obter  $R(k + 1)$  a partir de  $R(k)$  e  $P(k + 1)$ . Para tal se aplica a identidade matemática de inversão de matrizes

$$\begin{aligned}(A + BCD)^{-1} &= A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)DA^{-1} \\ A &= P^{-1}, B = \varphi(k + 1), C = 1, D = \varphi^T(k + 1)\end{aligned}$$

Logo

$$\begin{aligned}P(k + 1) &= [P^{-1}(k + 1)]^{-1} = [P^{-1}(k - 1) + \varphi(k + 1)\varphi^T(k + 1)]^{-1} = \\ &= P(k) - P(k)\varphi(k + 1)[1 + \varphi^T(k + 1)P(k)\varphi(k + 1)]^{-1}\varphi^T(k + 1)P(k) \\ P(k + 1) &= P(k) - \frac{P(k)\varphi(k + 1)\varphi^T(k + 1)P(k)}{1 + \varphi^T(k + 1)P(k)\varphi(k + 1)}\end{aligned}\quad (3.15)$$

E com a equação do erro

$$\varepsilon(k + 1) = y(k + 1) - \varphi^T(k + 1)\hat{\theta}(k)$$

O que resulta em:

$$R(k+1) = R(k) + \varphi(k+1)\varepsilon(k+1) + \varphi(k+1)\varphi^T(k+1)\hat{\theta}(k) \quad (3.16)$$

Substituindo 3.14 em 3.16 encontra-se o ganho  $K(k)$  do estimador. Então são atualizados os valores com os dados do sistema nos instantes  $k-1, \dots, k-n$ , com  $n$  igual a ordem do sistema aproximado.

- vetor de parâmetros estimados:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \kappa(k+1)\varepsilon(k+1)$$

- ganho do estimador:

$$\varepsilon(k+1) = y(k+1) - \varphi^T(k+1)\hat{\theta}(k)$$

- matriz de covariância:

$$P(k+1) = P(k) - \frac{P(k)\varphi(k+1)\varphi^T(k+1)P(k)}{1 + \varphi^T(k+1)P(k)\varphi(k+1)}$$

- algoritmo a ser implementado é dado por:

- mede entrada e saída  $y(k+1), \phi(k+1)$
  - atualiza o vetor de medidas
  - calcula o erro de previsão  $\varepsilon(k+1)$
  - calcula o ganho do estimador  $\kappa(k+1)$
  - calcula o vetor de parâmetros estimados  $\hat{\theta}$
  - calcula a matriz de covariância  $P(k+1)$
- (observe que para sistemas de segunda ordem a matriz  $P$  é  $4 \times 4$ )

Após o ensaio de identificação os dados de entrada e saída recebidos são divididos em duas partes, com a primeira parte é realizada a estimação do processo e com a segunda parte é feita a validação para verificar a qualidade do modelo obtido.

#### 3.1.3.4: Sinal de excitação

Para a identificação do sistema é necessário fornecer uma entrada  $u(k)$  com excitação permanente. A escolha do sinal de identificação deve atender algumas características, como a de manter o sistema excitado nas frequências de interesse sem



afastá-lo de seu ponto de operação.

O sinal escolhido foi o PRBS (*Pseudorrandômico binary signal*), um dos mais utilizados para tal e seu código fonte foi criado em 1996 por Babu Joseph na Washington University em St. Louis, EUA. Possui dois níveis (+/ -  $A$ ) gerados através de álgebra booleana a partir da equação diferencial 3.17 (que pode ser vista em [12] e implementada de forma simples em MATLAB). A variação dos valores do sinal é pré-determinada e acontece periodicamente, em função de um período de *clock* que deve ser calculado. Logo, o sinal é periódico, determinístico e pode ser calculado através da equação a diferenças:

$$u(k) = \text{rem}(A(q)u(k), 2) = \text{rem}(a_1u(k-1) + \dots + a_nu(k-n), 2) \quad (3.17)$$

onde  $\text{rem}(x, 2)$  é o resto da divisão de  $x$  por 2. O valor do *clock* depende dos valores de  $T_s$  e da frequência máxima  $w_{max}$ . Os registros de deslocamento  $k$  dependem do valor de *clock* e da frequência mínima  $w_{min}$ . Os coeficientes  $a_1, \dots, a_n$  provem de uma tabela (Tabela de coeficientes para máxima sequência, [12]) que irá determinar quais elementos devem ser somados.

O sinal PRBS possui além da excitação permanente, correlação similar a do ruído branco a qual não altera o valor médio da saída. Por isto será usado neste projeto aplicado de forma sobreposta a referência, o que não deve tirar o sistema do seu ponto de operação.

É necessário um pré conhecimento do processo para eleger os valores de  $w_{min}$ ,  $w_{max}$  (frequências mínima e máxima),  $T_s$  (período de amostragem) e  $A$  (amplitude). O período de amostragem  $T_s$  deve seguir a equação 3.7, pois altos  $T_s$  podem reduzir a eficiência do controle e muito baixos são menos robustos a ruídos. Como todo o sistema é amostrado, o sinal de identificação terá o mesmo  $T_s$ . A amplitude do sinal  $A$  fica a critério do operador, com base na amplitude dos ruídos. Após ensaios optou-se por uma amplitude de 10% do sinal de controle.

As frequências  $w_{min}$  e  $w_{max}$  devem incluir as de interesse ao processo, assim o sinal excitará o sistema adequadamente. Para encontrá-las aplica-se a transformada de Fourier, sobre o sinal de saída do pré-teste. Permite visualizar as componentes frequenciais com ganho significativo. Neste projeto determinou-se  $w_{max}$  com o cálculo da frequência onde a amplitude do sinal  $x(w)$  é igual a 5% da amplitude máxima  $x_{max}(w)$ .

Por exemplo, com o sistema  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$  se obtém na transformada rápida de Fourier a distribuição energética entre as componentes frequenciais na figura 3.2. A frequência mínima  $w_{min}$  é facilmente vista, 0.63 rad/s e corresponde a maior am-

plitude de  $x(w)$ ,  $x_{max}(w) = 0.21$ . A frequência máxima com amplitude  $x(w) \cong 0.01$  é aproximadamente  $w_{max} = 9.4$  rad/s. O período de amostragem calculado  $T_s$  de 0.122 segundos, o que resulta em uma frequência de amostragem de 8.2 rad/s, ponto vermelho na figura. A frequência de  $T_s$  deve ser próxima a  $w_{max}$ , garantindo que as principais componentes frequenciais do sistema contínuo serão representadas pelo sistema discretizado.

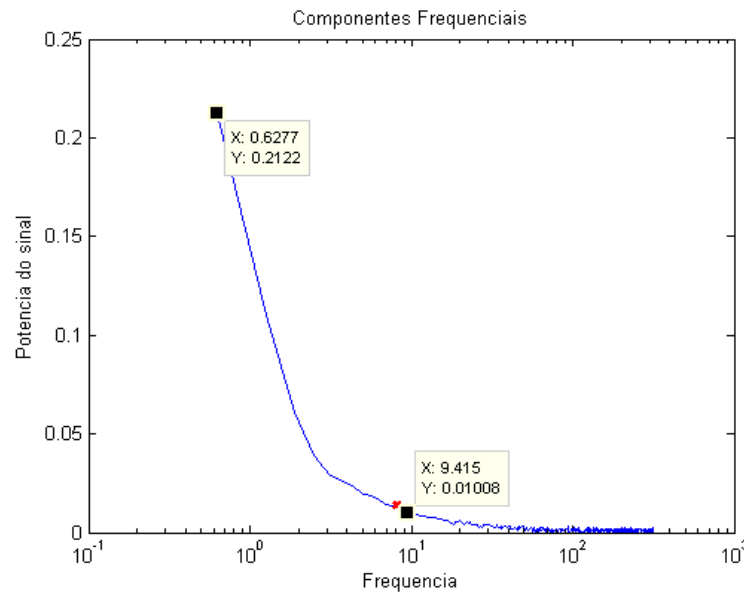


Figura 3.2: Componentes frequenciais do processo

A figura 3.3 mostra o sinal PRBS gerado em função do tempo, e assim será aplicado ao sistema durante a aquisição de dados.

### 3.1.4: Validação do modelo

Uma dinâmica de segunda ordem com atraso aproxima satisfatoriamente muitos sistemas de ordens superiores. Para que o modelo seja representativo é preciso validá-lo. A validação qualifica a aproximação e é possível realizá-la de forma gráfica ou com auxílio de índices de desempenho. O que será empregado é:

$$FIT = 100 * \left( 1 - \frac{\|y - \hat{y}\|}{\|y - \text{mean}(y)\|} \right) \quad (3.18)$$

FIT varia de 0 a 100 %, com 100% se tem um modelo perfeito. Modelos com FIT a partir de 85% se mostraram representativos. Os controladores sintonizados a

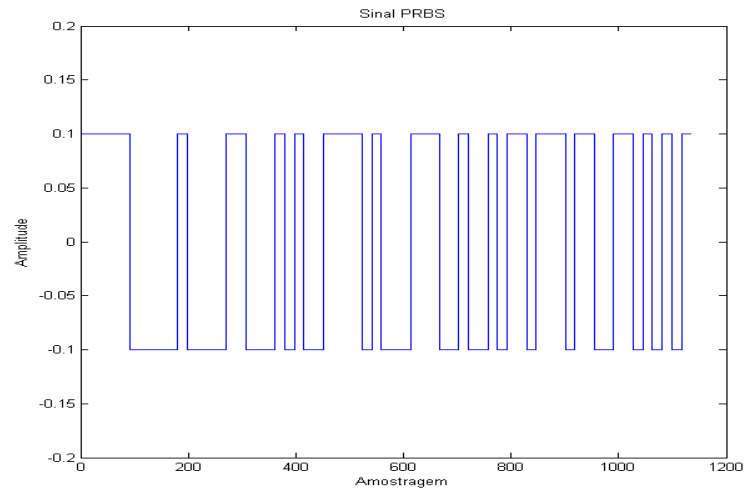


Figura 3.3: Sinal PRBS no tempo

partir deles conseguiram manter o compromisso de desempenho  $\times$  robustez. Para a maioria dos modelos, utilizando o sinal de excitação apropriado foi possível obter um valor próximo a 90%.

Será considerado ótimo um modelo com  $FIT \geq 95\%$ , bom com  $95 > FIT \geq 90\%$  e regular com  $90 > FIT \geq 85\%$ . Valores inferiores a 85% serão considerados insatisfatórios.

Para a validação são usados dados do teste de identificação com sinal de excitação PRBS. Metade dos dados é usada para o cálculo do modelo e a outra metade para validá-lo.

### 3.1.5: Identificação de sistemas com atraso

A identificação de sistemas por mínimos quadrados não prevê atrasos. Porém o algoritmo pode ser facilmente adequado para tal. Um enfoque simples (como em [13]) consta de em um primeiro momento estimar o atraso, definindo um vetor de identificação de extensão grande suficiente para capturar a dinâmica completa. Após a leitura de uma variação na entrada, esta será percebida na saída  $b_k$  após  $d$ .

$$b_k = 0; \quad k = 0, 1, \dots, n_0 \Rightarrow d = n_0 + 1$$

Para um sistema com ruídos a saída  $b_0$  sempre será diferente de zero. Assim a mudança na saída deve exceder o valor estimado da amplitude do ruído.

$$b_k = 0 + A_r; \quad k = 0, 1, \dots, n_0 \Rightarrow d = n_0 + 1$$

Após estimar-se o parâmetro  $d$  se identifica os demais  $a_1, \dots, a_n, b_1, \dots, b_n$ , considerando a dinâmica do sistema sem o atraso, como em 3.1.3.3. A estrutura do modelo com atraso é:

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \dots - a_n y(k-n) + b_1 u(k-d-1) + \dots + b_n u(k-d-n)$$

Este método será utilizado em conjunto com o método da área para estimar o atraso inicial. Para diminuir erros de modelagem será proposto o uso da média entre os dois valores de atraso obtidos: o  $L_a$  que é o atraso identificado através do método da área, na equação 3.6; e o atraso  $d$  calculado com a equação 3.1.5 acima.

Para que os dois métodos possam ser combinados é preciso utilizar ambos com a mesma característica temporal. O atraso obtido com o método da área é discretizado da forma  $d_a = \frac{L_a}{T_s}$ , e  $T_s$  calculado segundo 3.7 O atraso de partida será a média dos dois valores  $d_m$  (aproximada para o inteiro maior que zero mais próximo) e a diferença entre eles será usada como uma incerteza na modelagem do atraso  $\Delta L$ . O atraso modelado será representado por:

$$d_n = d_m + / - \Delta L \quad (3.19)$$

A incerteza  $\Delta L$  é usada no ajuste do primeiro controle e durante a validação do modelo, onde se considera todos os valores possíveis de  $d_n$ , formando um vetor de possíveis atrasos com  $d_{min}$  e  $d_{max}$ . O uso da média dos dois métodos apresentou menores erros de modelagem se comparados com cada uma em separado.

A validação auxiliará não apenas para avaliar a qualidade do modelo, mas também para ajustar a estimativa do atraso. Serão realizados procedimentos de validação com todos os valores de  $d_n$ , como na equação 3.1.5, e, a partir o melhor FIT é escolhido o novo atraso.

## 3.2: Conclusão

Neste capítulo foram selecionados e explanados os métodos de identificação que serão usados no sistema de identificação, bem como suas características básicas e formas de implementação.

Assim, na sequencia será definido o sistema de controle e suas características como o segundo módulo presente neste projeto.

## 4 Sistema de controle

Os controladores clássicos como PI e PID são largamente utilizados na indústria pois são capazes de controlar satisfatoriamente a maioria dos processos. Todavia existem processos em que o atraso de transporte deve ser considerado, pois é alto em relação a sua constante de tempo, chamados de *dead-time* dominante.

Utilizando um controlador com estrutura tipo PI ou PID o atraso normalmente é não modelado separadamente, e o controle é calculado com base no decréscimo de fase que causa. Ao utilizar ganhos altos é possível que a margem de fase fique negativa. Por isso a sintonia de métodos tradicionais costuma apresentar baixo ganho e tempo integral alto, o que resulta em uma resposta lenta e com baixa capacidade de rejeitar perturbações.

Para exemplificar o problema de controle de uma planta com atraso, será utilizado o processo  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$ , ou seja, com um atraso de um segundo. Dois controladores do tipo PID serão usados, o PID 1 tem como objetivo manter a velocidade de malha aberta enquanto o PID 2 não permite sobre sinais e oscilações.

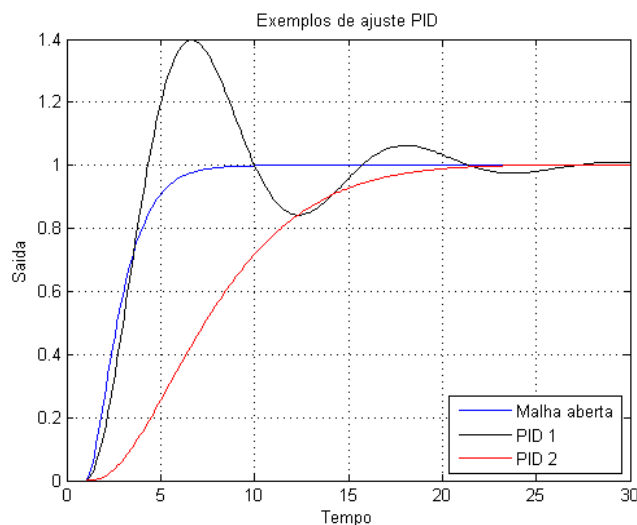


Figura 4.1: Resposta do ajuste PID para dinâmica com atraso

Na figura 4 se observa as três respostas. A azul é a resposta da planta em malha aberta, a preta o sistema em malha fechada o controle PID 1 atinge um pico de 40 % e fica bastante oscilatória. Já a resposta em vermelho corresponde ao sistema controlado por PID 2, e possui uma resposta três vezes mais lenta que a de malha aberta.

A estrutura de PID usada foi a ISA, ou acadêmica, que será vista ainda neste capítulo, na seção 4.3. Os parâmetros ajustados foram:

PID 1:  $K_c = 0.5$ ;  $T_i = 1.17$ ;  $T_d = 0.35$ ;  $T_f = 20$ ;

PID 2:  $K_c = 0.01$ ;  $T_i = 12.5$ ;  $T_d = 0.02$ ;  $T_f = 40$ ;

Este exemplo serve para ilustrar as dificuldades do ajuste do controle PID para sistemas com atraso e pode ser aprofundado em [13]. Para melhorar o desempenho de malha fechada podem ser usados compensadores de tempo derivados do preditor de Smith.

## 4.1: Preditor de Smith

Smith [13] desenvolveu um método com o qual é possível controlar um sistema com atraso de transporte sem que o atraso afete o cálculo dos pólos de malha fechada no caso nominal. O preditor de Smith utiliza um modelo explícito do processo, para isto a planta é modelada em duas partes, sua dinâmica - aproximada na ordem desejada, e seu atraso.

$$P_n(z) = G_n(z)z^{-d_n}$$

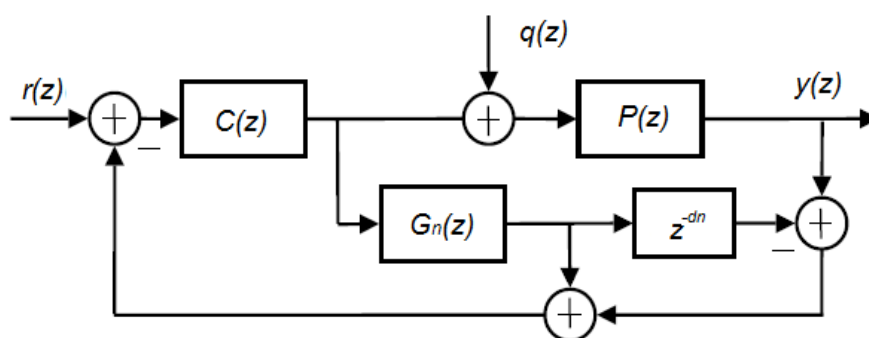


Figura 4.2: Esquema do preditor de Smith

O laço de controle é realimentado pela saída predita através do modelo do sistema sem o atraso ( $G_n(z)$ ). Para diminuir os efeitos dos erros de modelagem, há uma

realimentação da diferença da saída real do sistema com o modelo completo ( $P_n(z)$ ). Isto é necessário também para rejeitar perturbações na planta.

O controle primário  $C(z)$  deve ser sintonizado para estabilizar  $G_n(z)$  e garantir as especificações. Normalmente utiliza-se um PI ou PID. A figura 4.2 mostra a estrutura do Preditor, que é o conjunto do controle primário  $C(z)$ , o modelo do processo  $G_n(z)$  e do atraso  $d_n$ . Já a figura 4.3 mostra o controle equivalente, que inclui o todos os módulos do preditor de Smith.

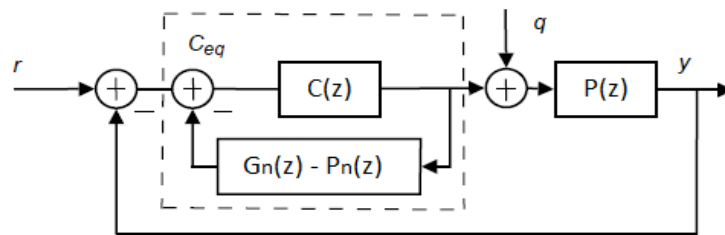


Figura 4.3: Controle equivalente PS

A partir das figuras 4.2, 4.3 se tem as funções transferência de malha fechada para a resposta a referência  $H_r(z)$  e a perturbação  $H_q(z)$ :

$$H_r(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{P(z)}{1 + C(z)P(z) + C(z)G_n(z) - C(z)G_n(z)z^{-d_n}} \quad (4.1)$$

$$H_q(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} = \frac{C(z)P(z)}{1 + C(z)P(z) + C(z)G_n(z) - C(z)G_n(z)z^{-d_n}} \quad (4.2)$$

Considerando que o modelo obtido representa perfeitamente a planta, ou seja, que é o modelo nominal, então

$$H_r(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{C(z)P_n(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \quad (4.3)$$

$$H_q(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} = P_n \left( -\frac{C(z)P_n(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \right) \quad (4.4)$$

Se observa que o atraso foi eliminado da eq característica e que no caso ideal pode-se acelerar a resposta a referencia arbitrariamente.

#### 4.1.1: Exemplo de aplicação do PS

A planta usada no exemplo anterior  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$  será empregada para exemplificar as melhorias oferecidas por esta estrutura de controle. Na figura 4.4 ainda

mostra-se a resposta da planta em malha aberta (que logicamente não rejeita perturbações) e a mesma controlada com uma estrutura PID simples, calculada no exemplo anterior.

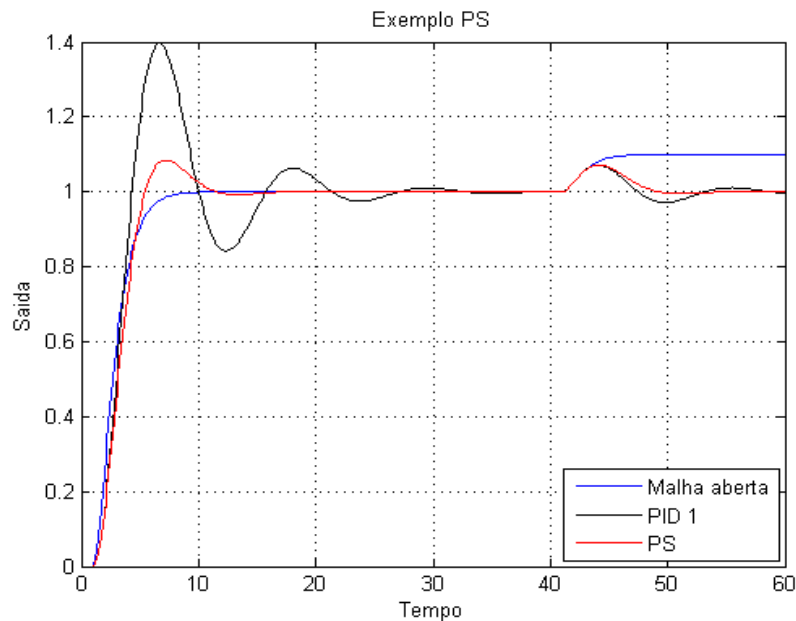


Figura 4.4: Comparação de controle PID e PS para um sistema com atraso

Para exemplificar a eficácia do controle com compensador de atraso aplicou-se um degrau de referência no instante zero e uma perturbação constante do tipo degrau, com amplitude igual a 10% o valor da referência em 40 segundos. A resposta em azul é a de malha aberta e não rejeita a perturbação. A resposta em preto, sintonizada com o controle em malha fechada PID 1, com os parâmetros PID 1:  $K_c = 0.5$ ;  $T_i = 1.17$ ;  $T_d = 0.35$ ;  $T_f = 20$ ; e estrutura 4.15, obteve a mesma resposta oscilatória para rejeição da perturbação. A resposta em vermelho é a do preditor de Smith, o qual utiliza os mesmos parâmetros de controle do PID 1 porém com compensação do atraso. Tanto a resposta ao degrau aplicado no instante zero, quanto a rejeição a perturbação são melhores que utilizando apenas o controle PID. O preditor de Smith foi sintonizado com o modelo nominal e a seguir será discutido acerca de erros de modelagem e limitações quanto a estabilidade interna desta estrutura.



### 4.1.2: Robustez do Preditor de Smith

Para analisar a robustez do controlador se seguirá o desenvolvimento teórico de [13], onde se considera que a planta pode ser representada por uma família de modelos, tais que:

$$P(z) = P_n(z)[1 + \delta P(z)] = P_n(z) + \Delta P(z) \quad (4.5)$$

e

$$|\delta P(z)| \leq \overline{\delta P(w)} \quad z = e^{jw} \quad e \quad w < \frac{\pi}{T_s}$$

A equação característica é dada por:

$$1 + C(z)[G_n(z) + P(z) - P_n] = 1 + C(z)[G_n + \Delta P(z)] \quad (4.6)$$

Se o controlador  $C(z)$  estabiliza  $G_n(z)$ , a condição de robustez em malha fechada é que para todas as frequências, todas as plantas da família de modelos mantenham a distância entre  $C(e^{jw})G_n(e^{jw})$  e o ponto -1 no diagrama de nyquist seja maior que  $|C(e^{jw})\Delta P(e^{jw})|$ . O que resulta:

$$\overline{\delta P(w)} < dP(w) = \frac{|1 + C(z)G_n(z)|}{|C(z)G_n(z)|}; \quad z = e^{jw} \quad e \quad 0 \leq w < \frac{\pi}{T_s} \quad (4.7)$$

A função  $dP(w)$  é o limite superior que garante estabilidade para erros de modelagem. Uma vez que o controle  $C(z)$  é sintonizado,  $dP(w)$  é fixado. Logo, quando se deseja uma alta performance, a robustez será baixa, com baixos valores de  $dP(w)$  em altas frequências. Se o controle  $C(z)$  não for bem escolhido, pequenos erros de modelagem podem instabilizar o sistema de malha fechada.

Para exemplificar o resultado de erros de modelagem na resposta do sistema controlado por PS é usada a planta  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$ . É sintonizada com um PID ideal, com parâmetros PID 1:  $K_c = 0.5$ ;  $T_i = 1.17$ ;  $T_d = 0.35$ ;  $T_f = 20$ ; e estrutura ideal, que segue a equação 4.15.

Na figura 4.5 um degrau de amplitude um é aplicado em zero segundos e uma perturbação em 70. A resposta na cor azul se refere ao modelo nominal, sem erros de modelagem. Na verde foi introduzido um erro de 20% a mais no ganho da planta e a resposta teve um pico maior e com oscilações. Na vermelha o erro introduzido foi no atraso  $L$ , também para mais, resultando em um atraso de 1.2 segundos. A resposta também apresentou um pico maior que a do modelo nominal. Na resposta azul claro foram combinados os dois erros, o que resultou em um comportamento bastante oscilatório e pico de quase 40%.

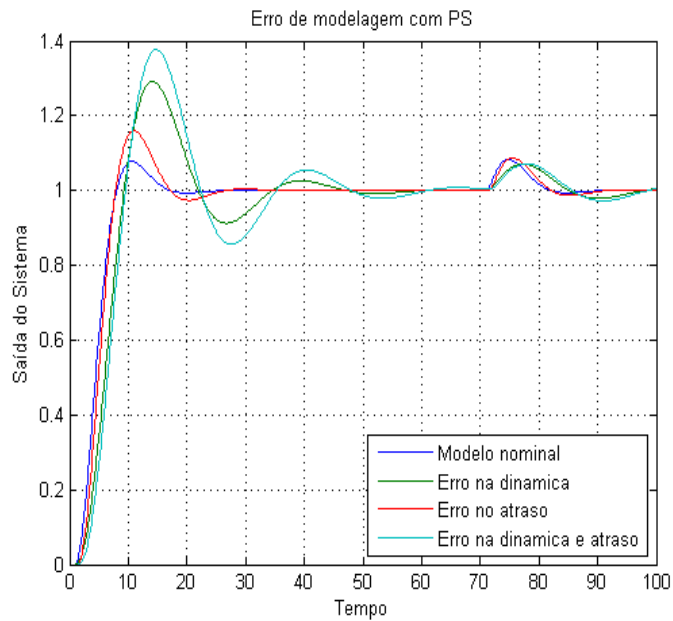


Figura 4.5: Erro de modelagem no preditor de Smith

O preditor de Smith possui um grau de liberdade que confere robustez para erros de modelagem, o que pode não garantir o compromisso  $\text{performance} \times \text{robustez}$ , porém possui uma limitação maior com plantas instáveis ou integradoras. Analisando a função transferência da resposta a perturbação, equação 4.2 se observa que os pólos de  $P(s)$  não podem ser eliminados. Logo, não é possível utilizar este compensador para plantas instáveis por não confere estabilidade interna. A não eliminação dos pólos na resposta a perturbação também implica na impossibilidade de acelerar a rejeição mais que a velocidade de malha aberta, o que se torna um problema com dinâmicas lentas.

Na figura 4.6 são apresentadas três plantas, com  $P_1(s) = \frac{e^{-s}}{(s-1)*(s+1)}$  instável,  $P_2(s) = \frac{e^{-s}}{(50*s+1)^2}$  de dinâmica lenta em malha aberta e  $P_3(s) = \frac{e^{-s}}{s*(s+1)}$  integradora. É aplicado um degrau de referência no instante de tempo zero e uma perturbação de amplitude 0.1 no instante de tempo de 4 segundos para  $P_1(s)$  e  $P_3(s)$ , e em 50 segundos para  $P_2(s)$ . A planta instável instabiliza após a perturbação; a dinâmica mais lenta foi bastante acelerada em malha fechada com um tempo de acomodação de aproximadamente 20 segundos, porém leva quase 200 segundos para rejeitar completamente a perturbação, e a integradora estabiliza em um ponto diferente à referência.

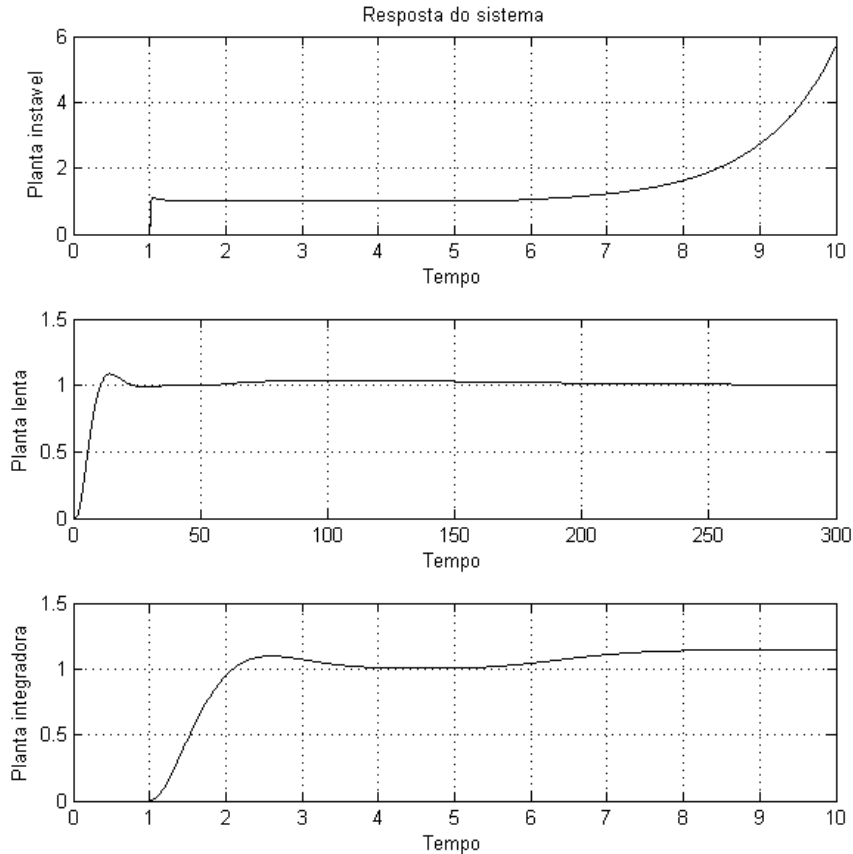


Figura 4.6: Exemplos de limitações do preditor de Smith

O preditor de Smith apresentado anteriormente é usado para melhorar a resposta de controle em sistemas com atrasos significantes. É fácil e simples de sintonizar, logo é muito conhecido e amplamente utilizado. Todavia possui limitações de estabilidade interna com plantas integradoras e instáveis. Existem muitas modificações da estrutura original para contorná-las, uma delas, o Preditor de Smith filtrado, [13], [14], será adotada neste projeto, por sua simplicidade e porque permite uma solução unificada do problema.

## 4.2: Preditor de Smith Filtrado

O preditor de Smith filtrado [14] tem um bom desempenho para diferentes características de processos (estáveis, integradores e instáveis), adicionando dois filtros na estrutura original,  $F(z)$  e  $F_r(z)$  vistos na figura 4.7.

$F(z)$ : filtro de referencia

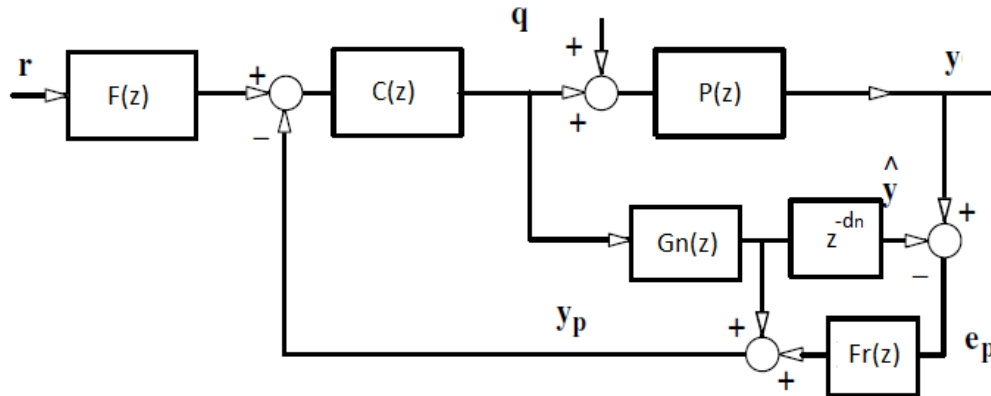


Figura 4.7: Esquema do Preditor de Smith filtrado

$F_r(z)$ : filtro para melhorar as propriedades do preditor quanto a robustez e estabilidade interna.

Este filtro confere estabilidade interna cancelando as raízes indesejáveis do processo e quando implementado em tempo discreto possui uma solução melhor e mais simples para cancelar as raízes instáveis, pois permite calcular a compensação do atraso de forma exata<sup>1</sup>. A estrutura pode ser um pouco modificada para facilitar estes cálculos, como mostra a Figura 4.8. Onde o modelo discreto  $G_n(z)$  é calculado com um sustentador de ordem zero e  $S(z) = G_n(z) - P_n(z)F_r(z)$ .

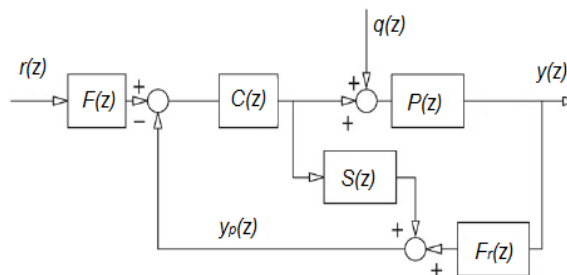


Figura 4.8: Esquema do Preditor de Smith filtrado discreto simplificado

A análise do sistema será desenvolvida com a estrutura 4.7, enquanto os cálculos de sintonia no modelo simplificado 4.8.

Supondo o modelo nominal, com auxílio da figura 4.8, as funções que relacio-

<sup>1</sup>Já que em tempo discreto o atraso é representado por um polinômio

nam a saída  $Y(z)$  com a referência  $r(z)$  e a perturbação  $q(z)$  são:

$$H_r(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{F(z)C(z)P_n(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \quad (4.8)$$

$$H_q(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} = P_n(z) \left[ 1 - \frac{C(z)P_n(z)F_r(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \right] \quad (4.9)$$

A robustez a erros de modelagem será realizada da mesma maneira que em 4.1.2 para o preditor de Smith.

### 4.2.1: Robustez

A estrutura modificada possui um grau a mais de liberdade para conferir robustez ao sistema, [7], [13]. O limite superior da norma, que garante estabilidade para erros de modelagem dependerá além da sintonia de  $C(z)$ , a de  $F_r(z)$ . Neste caso  $dP(w)$  é:

$$\overline{\delta P(w)} < dP(w) = \frac{|1 + C(z)G_n(z)|}{|C(z)G_n(z)F_r(z)|}; \quad z = e^{jw} \quad e \quad 0 \leq w < \frac{\pi}{T_s} \quad (4.10)$$

e pode ser reescrita em função de  $F_r(z)$

$$|F_r(z)| < dP(w) = \frac{|1 + C(z)G_n(z)|}{|C(z)G_n(z)dP(w)\overline{\delta P(w)}|}; \quad z = e^{jw} \quad e \quad 0 \leq w < \frac{\pi}{T_s} \quad (4.11)$$

A sintonia do filtro  $F_r(z)$  deve considerar  $dP(w)$ , pois é uma ferramenta para aumentar a robustez do sistema quanto a erros de modelagem, pois se bem escolhido atenua as frequências onde o erro é maior. A sintonia de  $F_r(z)$  deve atender outros fatores, afim de estabilizar internamente plantas instáveis, o que será visto a seguir.

### 4.2.2: Sintonia do Preditor de Smith filtrado

O filtro  $F_r(z)$  é a principal ferramenta para rejeitar perturbações e alcançar a estabilidade interna em sistemas instáveis ou integrativos, pois pode ser ajustado de forma a desacoplar a resposta a perturbação da resposta a sinais de referência. Serve ainda para aumentar a robustez de variações no modelo e erros de modelagem. A sintonia do preditor de Smith filtrado tem como elemento principal a sintonia do filtro  $F_r(z)$  [13], [7]. O ajuste do controlador  $C(z)$  e o filtro de referencia devem seguir os métodos explicados em 4.3.

O desenvolvimento a seguir é encontrado em [7], e considera o modelo nominal

escrito separando numerador e denominador na equação 4.12, no qual os pólos indesejáveis  $D_n^+(z)$ , que podem ser representados como  $D_n^+(z) = (z - z_1)\dots(z - z_n)$ .

$$P_n = \frac{N_n(z)}{D_n^+(z) * D_n^-(z)} z^{-d_n} \quad (4.12)$$

É feito o mesmo com o filtro do preditor  $F_r(z) = \frac{N_r(z)}{D_r(z)}$ . O filtro deve ter ganho unitário para não influenciar o sistema em regime permanente. Para encontrar  $N_r(z)$  se reescreve a realimentação da figura 4.7 para sintonizar  $F_r(z)$ :

$$1 - z^{-d_n} F_r(z) = \frac{D_r(z) - z^{-d_n} N_r(z)}{D_r(z)} = \frac{(z - z_o)(z - z_1)\dots(z - z_n)p(z)}{D_r(z)z^{d_n}} \quad (4.13)$$

onde  $z_o = 1$  e  $p(z)$  é um polinômio desconhecido.

A função transferência de  $S(z)$  é:

$$S(z) = \frac{N_n(z) p(z(z - z_o))}{D_n(z) D_r(z)} \quad (4.14)$$

Note que:

1.  $D_r(z)$  deve ser escolhido a priori e tem ligação com a robustez do sistema;
2. as raízes de  $N_r(z)$  devem ser calculadas afim de garantir a identidade polinomial 4.13;
3.  $S(z)$  é estável e dado pela equação 4.14;
4. o termo  $(z - z_o) = (z - 1)$  para garantir que  $F_r(1) = 1$ .

### 4.3: Controle primário e filtro de referência

O bloco de controle  $C(z)$ , chamado de controle primário, que aparece no preditor de Smith é projetado para controlar a planta  $G(z)$  sem considerar o atraso. É o grande responsável pela dinâmica final quando tem-se uma boa predição.

Neste projeto será utilizado o método de ajuste de PI robusto [13] para o cálculo do controle inicial, pois é uma sintonia robusta, o que não deve instabilizar o sistema ainda que o modelo obtido não esteja ideal. Este ajuste é robusto pois considera uma possível variação do atraso  $L$  e de um erro de modelagem.

Para tal é usado o modelo contínuo obtido através do método da área, e os cálculos dependem da incerteza do atraso  $\Delta L$ , constante de tempo  $\tau$  e ganho  $K$ . Este método de sintonia possui dois graus de liberdade e prevê o ajuste de um filtro

Modelo	$C(z)$	$F(z)$	$K_c$	$T_i$
$\frac{K_p e^{Ls}}{1_s \tau}$	$\frac{K_c(1+T_i s)}{T_i s}$	$\frac{1+T_0 s}{1+T_1 s}$	$\frac{\tau}{K_p T_0}$	$\tau$

Tabela 4.1: Ajuste de controle robusto

de referência  $F(z)$ . Através da análise de robustez de [13] com um  $T_0 = 1.7\Delta L$  e  $T_1 \in [\tau, T_0]$  o controle será robusto, [13].

Para os controles posteriores, nos quais o método de identificação usado é de mínimos quadrados discreto, a sintonia é baseada na escolha da margem de fase desejada. É realizada através da função *pidtune*, [15], que possui compromisso entre desempenho e robustez, rejeita perturbações constantes, apresenta seguimento a referência e promove estabilidade interna. A margem de fase escolhida é de  $60^\circ$ , e a partir da dinâmica da planta o algoritmo escolhe a largura de banda de malha fechada que mantenha tal margem de fase. Após isto calcula os parâmetros de controle.

$$C(z) = \text{pidtune}(\text{sys}, \text{type})^2$$

O controlador PID gerado terá a mesma natureza temporal que o modelo utilizado, neste caso onde o modelo é discreto de segunda ordem, o controle gerado será um PID discreto. A estrutura do PID é a acadêmica, mostrada na equação 4.15:

$$C(z) = K_c \left( 1 + T_i T_s \frac{1}{z-1} + T_d \frac{T_f}{1 + T_f T_s \frac{1}{z-1}} \right) \quad (4.15)$$

O filtro de referência  $F(z)$  é desenhado para cancelar os zeros indesejáveis do controlador e diminuir o pico na resposta. Zeros de fase não mínima devem ser mantidos e o filtro deve ter ganho unitário,  $F(1) = 1$ , para não interferir no comportamento em regime permanente.

Considerando que  $C(z) = \frac{N_c(z)}{D_c(z)}$ , e  $N_c(z) = (z - z_1)(z - z_2)$  o filtro de referência terá um parâmetro para reposicionar os zeros. Neste projeto, foi utilizado  $\alpha = 0.9$ , fazendo com que:

$$F(z) = \frac{(z - \alpha z_1)(z - \alpha z_2)}{N_c(z)} \quad (4.16)$$

<sup>2</sup>É uma função do MATLAB, na qual *sys* é o modelo a ser controlado e *type* permite escolher a estrutura do controlador (PI, PID)

## 4.4: Índice de qualidade da malha fechada

Para quantificar a qualidade de um sistema de controle em malha fechada, e desta forma garantir o desempenho esperado, é necessário utilizar índices capazes de avaliá-las. Com a deterioração dos equipamentos a qualidade pode sofrer alterações, e o índice pode indicar também a necessidade de manutenção.

No presente projeto o índice de qualidade indicará a necessidade de uma nova identificação e modelagem do sistema. O índice escolhido é baseado no erro através do tempo ( $r - Y$ ) quando ocorre uma mudança de referência. No caso o utilizado será o IAE - *integrated absolute error*, proposto por [11] com aplicações encontradas também em [17].

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (4.17)$$

Como parâmetro de avaliação deve-se calcular o índice ótimo  $IAE_o$ , o qual deve seguir a especificação proposta. Neste trabalho busca-se uma velocidade de malha fechada próxima a de malha aberta. O índice será calculado da forma indicada abaixo,[16].

$$IAE_o = A_e(L + T_{mf}) \quad (4.18)$$

onde  $A_e$  é a amplitude da mudança de referência,  $L$  é o atraso e  $T_{mf}$  o tempo de acomodação de malha fechada, que para este trabalho considerou-se  $T_{mf} = T_{ma}$ .

A razão dos dois parâmetros  $Q = \frac{IAE_o}{IAE}$  deve ser próxima a 1 e será utilizada para quantificar a qualidade do controle. Resultados acima deste valor indicam um comportamento melhor que o especificado por  $IAE_o$  e abaixo o comportamento pior.

A modo de exemplo foram calculados três PIDs diferentes para a planta  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$ . O resultado pode ser visto abaixo na figura 4.9.

Com a especificação de velocidade de malha fechada igual a de malha aberta, obteve-se um  $IAE_o = 3.005$ . Assim a razão de cada um dos índices fica:

- $Q_{PID1} = 0.37$
- $Q_{PID2} = 0.55$
- $Q_{PID3} = 0.88$

Os índices transparecem a qualidade da resposta do sistema, estando o PID 3 próximo da velocidade de malha aberta sem oscilações ou picos, o PID 2 é rápido



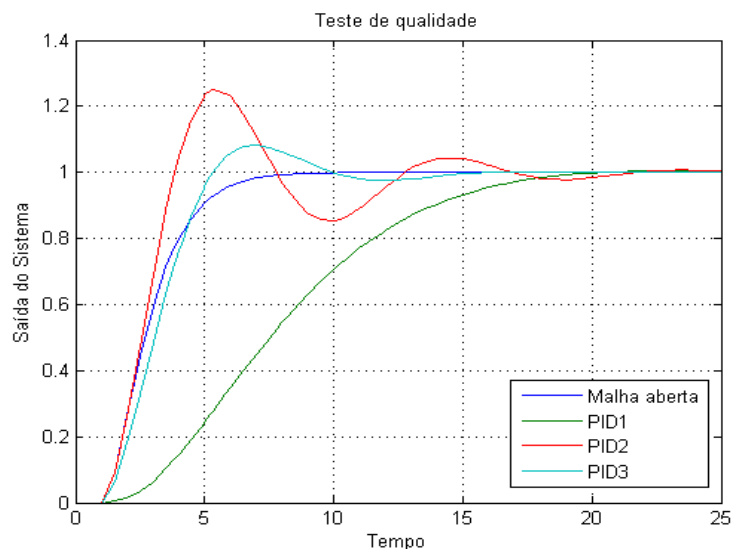


Figura 4.9: Teste de qualidade

porém bastante oscilatório com sobre sinal, e o PID 1 com um desempenho baixo.

## 4.5: Conclusão

Neste capítulo foram analisadas as características básicas da estrutura de controle selecionada, o preditor de Smith filtrado, como: formas de sintonia, robustez, forma de implementação, vantagens e desvantagens. Também foi explicado a forma como o sistema de controle realizará a verificação da qualidade do ajuste, com a utilização do índice  $IAE$ .

Como próximo passo, será analisado o último módulo do projeto que tem papel principal para coordenação do sistema e seu correto funcionamento de forma a se obter a característica de *auto-tuning*, objetivo principal deste projeto.

# 5 Sistema supervisório

Como já comentado o controle supervisório é responsável pela coordenação das operações realizadas pelos módulos de controle e identificação. Neste capítulo esta coordenação é analisada e ilustrada com alguns exemplos e simulações.

## 5.1: Modelo do sistema supervisório

Para especificar o sistema supervisório os diferentes eventos necessários para seu funcionamento devem ser definidos e analisados. O sequenciamento é mostrado na figura 5.1. Inicialmente o processo é levado de forma manual para próximo do ponto de operação. Nesta condição é aplicado um pequeno degrau, ainda em malha aberta, o qual levará o sistema enfim ao ponto de operação. Com os dados de entrada e saída é estimado e validado o primeiro modelo do sistema, através do método da área. O modelo calculado será de primeira ordem, como especificado na seção 3.1.2.

Com os mesmos dados também são calculadas as frequências mínimas e máximas como descrito na seção 3.1.3.4, o período de amostragem  $T_s$  através da equação 3.7, o atraso estimado discretizado  $d_n$  e os  $d_{min}$  e  $d_{max}$ , a partir do  $\Delta L$ , como indicado na seção 3.1.5. Com o modelo do processo é sintonizado o PSF, da maneira descrita nas seções 4.3 e 4.2.2. Terminados os cálculos o supervisório muda para a estrutura do PSF, utilizando o método de comutação entre os dois sinais descrito em 5.2 para evitar mudanças bruscas no controle, o *bumpless*, e resulta no sistema em malha fechada. Nesta condição será aproveitada cada mudança de *set-point* para realizar o teste de qualidade. Se a qualidade  $Q$  estiver dentro dos valores estabelecidos na seção 4.4 o sistema continuará em malha fechada, aguardando uma nova mudança da referência para outro teste da qualidade.

Caso a qualidade esteja fora destes valores a planta deve ser re-identificada. Para isto o supervisório colocará o sistema no controle por bandas, o qual mantém a malha aberta enquanto a saída respeitar o intervalo de valores especificados. O inter-

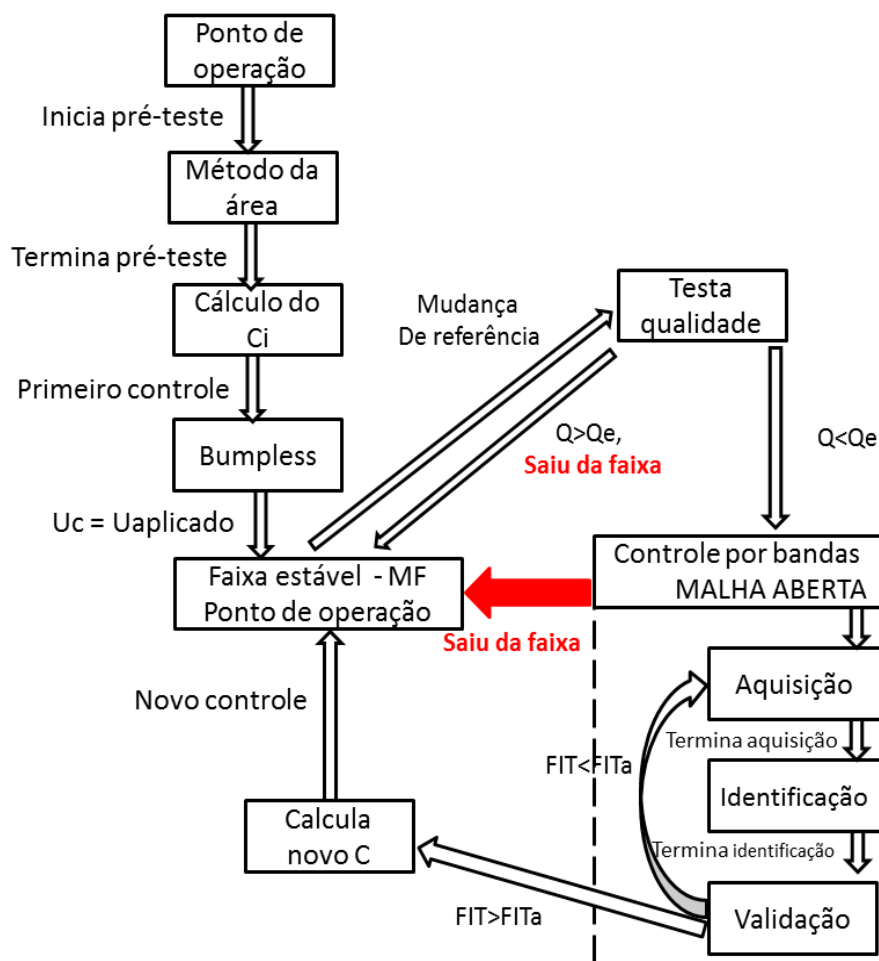


Figura 5.1: Modelo do supervisório

valo fica a critério do operador e deve incluir a amplitude do sinal de excitação PRBS e do ruído. Neste trabalho a banda foi escolhida de 20% para mais e para menos. O sistema supervisório aplica o sinal de excitação e armazena os dados de entrada e saída. Caso a saída saia desta faixa de valores o sistema retorna a estrutura do PSF, recoloca o sistema na faixa de operação e descarta os dados obtidos e refaz o processo de identificação.

No funcionamento esperado, sem sair da faixa de operação, os dados de entrada e saída servirão para o cálculo do novo modelo, com o método dos mínimos quadrados discreto, visto na seção 3.1.5. O modelo encontrado será validado com o índice FIT, especificado na seção 3.1.4, testando os atrasos incluídos na incerteza de atraso  $\Delta L$ . O atraso com o maior valor de FIT é o escolhido e forma o novo modelo candidato, o qual será comparado ao modelo antigo através do índice FIT. Se o FIT atual for menor que o FIT anterior, o controle não é atualizado e uma nova identificação é realizada com o número de períodos do PRBS aumentado em 2, onde este valor inicia em

4 períodos e tem o limite de 8 períodos. Este procedimento também só é realizado por um determinado número de vezes. Caso contrário, o modelo é usado para calcular os novos parâmetros de controle, assim como o valor do atraso  $d_n$  também é atualizado para o novo valor ótimo, segundo as seções 4.3 e 4.2.2.

O supervisorio desativa o controle por bandas, retornando a estrutura do PSF, que terá sua qualidade  $Q$  testada na nova mudança de *set-point*.

O controle da planta, a aquisição de dados, a comutação de controle são feitos de forma dinâmica, e possuem um comportamento distinto para cada estado. Porém os estados são modificados por eventos, que chaveiam para diferentes modos com base em regras de transição impostas. Os cálculos ocorrem de forma coordenada, porém deveriam acontecer paralelamente e serem imperceptíveis a saída do sistema, serão considerados com tempo de execução nulo.

## 5.2: Mecanismo de comutação entre estados

O controle é aplicado de forma contínua no sistema. Porém como já visto, comuta entre seus estados em função de eventos discretos. Quando há a mudança de estado ocorrem alterações bruscas de controle prejudicando seu funcionamento.

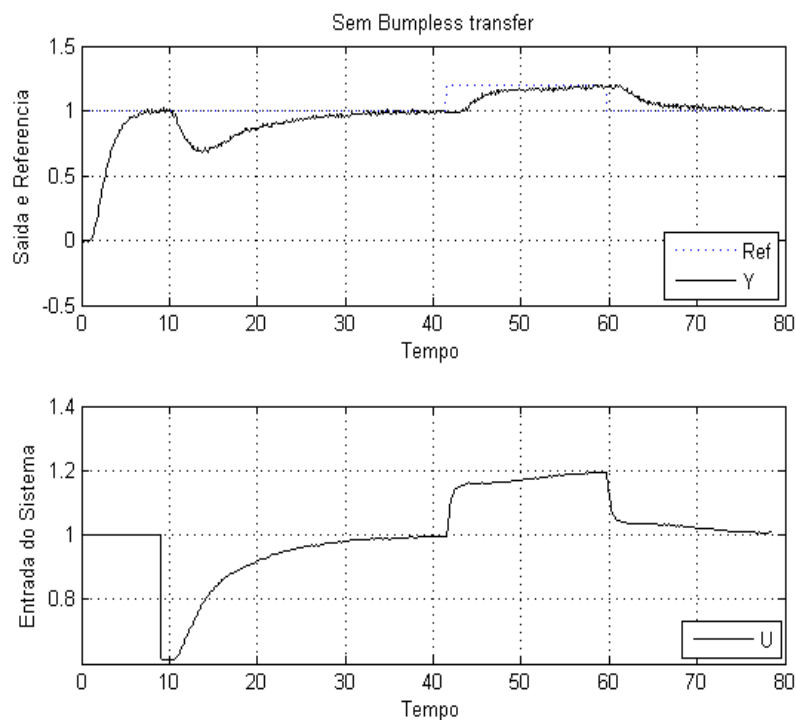


Figura 5.2: Resposta do sistema sem mecanismo de comutação

Na figura 5.2 mostra-se um exemplo da mudança do sistema em malha aberta para fechada em aproximadamente 9 segundos. A dinâmica utilizada foi  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$  e não houve nenhum cuidado em evitar picos de controle. O supervisório aguarda o sistema voltar ao ponto de operação para mudar a referência e realizar o primeiro teste de qualidade. Este mecanismo para evitar tais picos é chamado em inglês de *bumpless transfer*.

Neste trabalho foram adaptadas técnicas para que as transições entre os controles não fossem afetadas. Os procedimentos adotados serão explicados a seguir. Com:

$y = \text{saida}$

$ref = \text{referencia}$

$u_c = \text{sinal de controle calculado}$

$u = \text{sinal de controle aplicado em } P$

$u_{ref} = \text{referencia de controle}$

Quando em malha fechada o sinal de controle  $u$  é calculado a partir do erro  $e = ref - y$ . Ao ser iniciado de forma manual o sinal  $u_c$  deve atingir o valor da referência  $ref$  aplicada e para isto, se propõem o uso de um erro alternativo para calcular o sinal de controle até que chegue ao valor desejado. É usada uma referência de controle  $u_{ref}$  e se realimenta o próprio controle calculado  $u_c$ , assim o erro  $e = u_{ref} - u_c$ . Quando o erro for nulo é feito o chaveamento de controle para malha fechada. A figura 5.3 exemplifica o uso deste mecanismo. A planta é a mesma do exemplo anterior (sem mecanismo de *bumpless*)

Ao mudar de malha fechada para aberta, esta deve ter ser valor inicial igual ao de malha fechada. O sinal de controle  $u_c$  será mantido no ponto de operação de malha fechada de maneira similar a inicial com  $e = 0$ . O supervisório inicia o teste de qualidade antes, pois a saída não divergiu do ponto de operação em nenhum momento.

Com o uso deste mecanismo de comutação se conseguiu um resultado satisfatório na resposta e controle, o qual pode ser visto na figura 5.3.

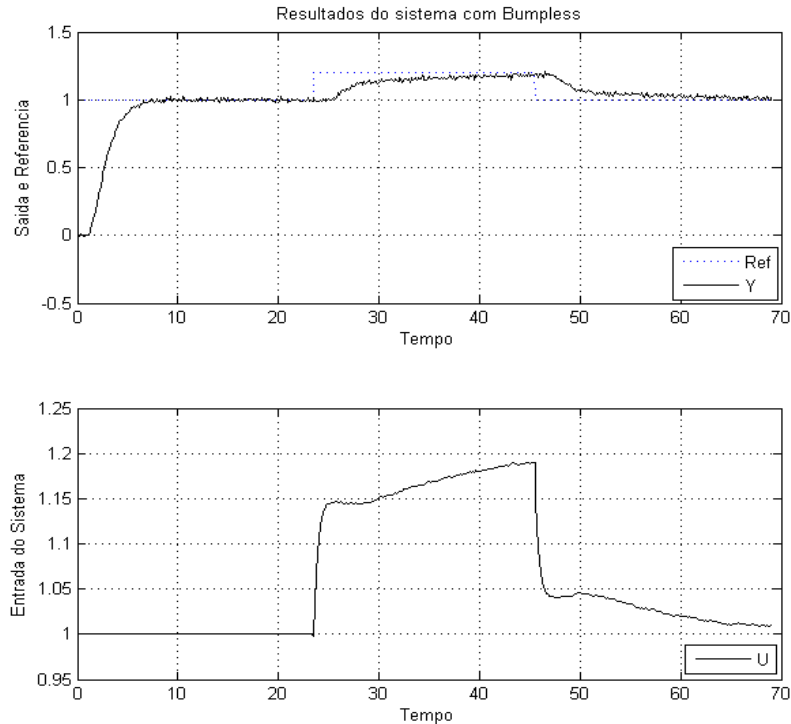


Figura 5.3: Resposta do sistema com mecanismo de comutação

## 5.3: Esquemas utilizados

Com a teoria dos capítulos 3, 4 e os objetivos definidos, a metodologia para tratar com cada módulo será apresentada a seguir. Serão abordados por separado e depois serão unidos conforme a seção 5.1.

### 5.3.1: Pré-teste

De forma manual o sistema é levado às proximidade do ponto de operação. Aplica-se um degrau em malha aberta no processo e os dados desta mudança de referência devem ser armazenados para calcular o primeiro modelo com método da área, assim como o cálculo do  $T_s$ ,  $d_n$ ,  $\Delta L$ ,  $d_{max}$  e  $d_{min}$ .

O método da área realiza a pré-identificação do processo, aproximando o sistema por um modelo de primeira ordem com atraso. É robusto aos ruídos pois usa a média dos valores de entrada e saída. O modelo inicial obtido é representado como  $P_{ni}(s)$ .

$$P_{ni}(s) = \frac{K_p e^{L_n s}}{1 + sT}$$

Estimado  $P_{ni}(s)$  é escolhido um  $T_s$  que segue a equação 3.7 e o atraso  $L$  é aproximado por número inteiro  $d_n$  de períodos.

Nesta hora é feito um pré-processamento para escolher  $w_{min}$  e  $w_{max}$  o que requer o  $T_s$  calculado, através dos dados da saída  $Y_{pp}$ , da maneira explicada em 3.1.3.4. Os parâmetros para a função que calcula o sinal são  $w_{min}$ ,  $w_{max}$ ,  $T_s$  e a amplitude  $A$  adotada pelo projetista do projeto.

Entrada: estado do supervisório: início do pré-teste,  $Y(s)$ ,  $U(s)$  de malha aberta.

- chama a função do método da área com os parâmetros  $Y_{pp}$  e  $ta$  – intervalo de aquisição de  $Y_{pp}$
- o método da área calcula a função  $P_{ni}$ , seguindo o algoritmo da seção 3.1.2
- valida o modelo através da função de FIT, equação 3.18
- com os dados do sistema elege um  $T_s$  com a equação 3.7
- discretiza o atraso,  $d_n$  e calcula máximo e mínimo  $d_{max}$  e  $d_{min}$  como na seção 3.1.5
- chama a função que calcula  $w_{min}$ ,  $w_{max}$  com os métodos encontrados na seção 3.1.3.4
- termina o pré-teste.

Saída:  $P_{ni}$ ,  $T_s$ ,  $d_n$ ,  $d_{max}$ ,  $d_{min}$ ,  $w_{min}$  e  $w_{max}$ .

### 5.3.2: Cálculo do primeiro controle

Com  $P_{ni}(s)$  e  $T_s$  se calcula a função transferência equivalente em tempo discreto  $P_n(z)$  utilizando *zero order holder*. Os parâmetros  $K_p, \tau, L, \Delta L$  são usados para o primeiro cálculo de  $C(z)$ ,  $F(z)$ ,  $S(z)$  e  $F_r(z)$ , de maneira conservativa, utilizando os métodos de sintonia vistos em 4.3 e 4.2.2, e  $C(z)$  estabilize o sistema em seu ponto de equilíbrio. Como visto na teoria  $S(z) = G_n(z) - P_n(z)F_r(z)$ .

Assim é feita uma transição de manual para a configuração da figura 5.4, e por evitar picos e oscilações é utilizado um *bumpless transfer*. O sistema supervisório manterá o sistema de controle com a malha fechada até assegurar que se atinja o





Saída:  $Q$ , estado do supervisor: qualidade.

### 5.3.4: Melhora da aproximação do modelo

Quando a qualidade não atende os valores especificados, é necessário melhorar o modelo da planta. Para isto, o sistema em equilíbrio altera a configuração do supervisor para realizar uma nova aquisição e tratamento de dados. É necessário abrir a malha sem que o sistema saia de uma faixa de valores especificados na seção 5.1. A figura 5.5 mostra a resposta do sistema durante a aquisição de dados. A dinâmica  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$  é mantida no ponto de operação e então é aplicado o sinal de excitação PRBS também mostrado na figura. Durante o ensaio o sistema não sai da banda de operação, que inclui o valor de referência mais 25% para mais e para menos.

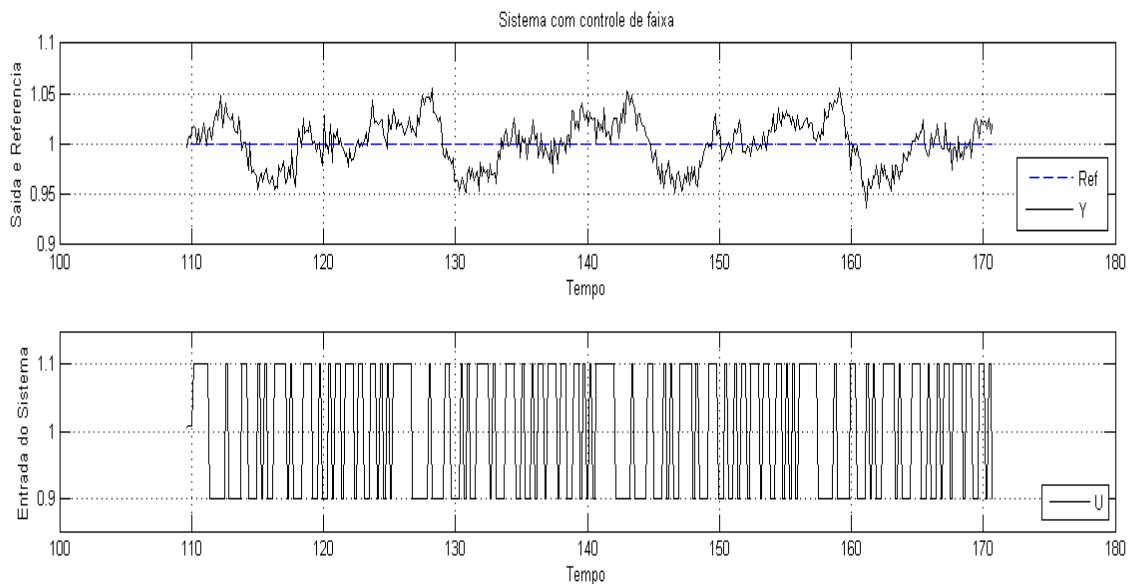


Figura 5.5: Esquema dos mínimos quadrados

O sinal de excitação é aplicado no sistema em malha aberta e através do algoritmo de mínimos quadrados a dinâmica  $G_n(z)$  é calculada. Ao calcular a nova planta é realizada a validação e desta forma é possível melhorar a identificação do atraso, como descrito na seção 3.1.5 pois são calculados os coeficientes FIT para modelos que diferem no valor do atraso, desde  $d_{min}$  até  $d_{max}$ . O melhor índice indicará o novo atraso  $d_n$ . Só então são calculados novos valores de  $C(z)$ ,  $F(z)$ ,  $S(z)$  e  $F_r(z)$  na tentativa de melhorar o controle com o melhor modelo.

Entrada: estado do supervisor: qualidade, sinal de excitação,  $T_s$ ,  $Y(z)$ ,  $U(z)$

- estado do supervisor em controle por bandas

- ensaio para aquisição de dados

Entrada: Sinal de excitação

- abre a malha e aplica o sinal de excitação, calculado indica a seção 3.1.3.4
- salva os dados de entrada e saída do sistema  $Y(z)$  e  $U(z)$
- calcula os parâmetros do sistema com o método dos mínimos quadrados visto em 3.1.3

Saída:  $G_n(z)$

- valida  $G_n(z)$ , através do índice FIT, calculado através da equação 3.18
- calcula melhor  $d_n$ , com procedimentos descritos na seção 3.1.5
- calcula nas frequências  $w_{max}$  e  $w_{min}$ , da maneira indicada em 3.1.3.4

Saída:  $G_n(z)$ ,  $d_n$ ,  $w_{max}$ ,  $w_{min}$ , estado do supervisorio: novo modelo calculado

### 5.3.5: Melhora do controle

Com um modelo mais próximo da planta real o controle pode ser calculado de forma mais agressiva que o controle inicial. Quando o controle existente apresentar bom desempenho o sistema será mantido sem a necessidade de recalculá-lo.

Entrada: estado do supervisorio: novo modelo calculado,  $G_n(z)$ ,  $d_n$

- cálculo de  $P(z)$
- calculo do controle  $C(z)$  e  $F(z)$  como indica a seção 4.3
- calcula  $F_r(z)$  e  $S(z)$  com 4.13 e 4.14

Saída:  $C(z)$ ,  $F(z)$ ,  $S(z)$ ,  $F_r(z)$  e estado do supervisorio: novo controle calculado

## 5.4: Conclusões

Esta parte do projeto forma a estrutura necessária de seu módulo principal, o sistema supervisório, e suas funções básicas que coordenam cada função a ser realizada sobre o processo, seja desde o chaveamento do controle até a verificação da qualidade do controle ajustado. Somente desta forma, é possível alcançar o objetivo geral do projeto.

Por conseguinte, será explicado o funcionamento e resultados deste sistema de *auto-tuning*, em simulações sobre um batch de sistemas que conseguem abranger os sistemas industriais em sua grande maioria.

## 6 Resultados

Para avaliar o sistema de sintonia automática para sistemas com atraso serão escolhidos processos com diversas características dinâmicas, estes serão submetidos ao processo de *auto-tuning* e seus resultados analisados. Além disto, antes dos resultados serão listadas as especificações desejadas e os cenários em que os ensaios foram realizados. Por fim, a performance de todos os processos selecionados será avaliada.

### 6.1: Processos

Os processos que serão empregados pertencem à bateria de sistemas proposta por [11] para avaliação de desempenho de controladores PID. Estes modelos permitem respostas a maioria dos processos industriais básicos onde o sistema desenvolvido poderá ser aplicado. São nove estruturas básicas, quatro incluem processos com atraso. Serão usadas as estáveis com atraso e duas serão adaptadas, incluindo o atraso, para testar o sistema de controle em plantas com ordem mais alta e de fase não mínima.

As funções transferência são:

$$P_1 = \frac{e^{-s}}{sT+1}, \quad T = 0.1, 0.2, 0.3, 0.5, 1, 1.5, 4, 10, 50$$

$$P_2 = \frac{e^{-s}}{(sT+1)^2}, \quad T = 0.1, 0.2, 0.3, 0.5, 1, 2, 6, 10, 50$$

$$P_3 = \frac{e^{-sL_1}}{(sT+1)(sT_1+1)}, \quad T = 1, 10; \quad L_1 = 0.05, 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9, 1; \quad L_1 + T_1 = 1$$

$$P_4 = \frac{e^{-s}}{(sT+1)^n}, \quad n = 3, 4, 5, 6 \quad T = 0.1, 1, 10$$

$$P_5 = \frac{(1-\alpha s)e^{-s}}{(sT+1)^3}, \quad \alpha = 0.1, 0.5, 0.8, 0.9, 1 \quad T = 1$$

São no total quarenta e oito (48) processos, que incluem plantas de dinâmica rápida e lenta e de atraso e dinâmica dominante.

## 6.2: Especificações

O resultado desejado é de um sistema de controle que possua a velocidade de malha fechada aproximadamente igual a de malha aberta (o que será medido através da qualidade  $Q$ ), com picos menores que 10% e não oscilatória. O índice de qualidade  $Q$  deve ser o maior possível, sendo que quanto mais próximo significa que sua velocidade de malha fechada é igual a de malha aberta. Serão aceitos como regulares índices a partir de 0.7, acima de 0.8 será considerado um resultado bom e acima de 0.9 o resultado será ótimo.

O modelo do sistema deverá possuir um  $FIT$  maior que 80% e valores superiores a 95% também serão tomados como ótimos. A partir das seções 4.4 e 3.1.4 os valores de referência são:

- ótimo: qualidade  $Q \geq 0.9$  e  $FIT > 95\%$
- bom: qualidade  $0.9 > Q \geq 0.8$  e  $95 > FIT \geq 90\%$
- regular: qualidade  $0.8 > Q \geq 0.7$  e  $90 > FIT \geq 85\%$

## 6.3: Simulações

Após a simulação de todas as plantas será apresentado o resultado gráfico de algumas delas. Estas foram escolhidas por representarem grande parte dos resultados obtidos ou por apresentarem características especiais que merecem ser mostradas.

A planta  $P_1(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$  já utilizada para exemplificar alguns conceitos será empregada novamente.

Na figura 6.1 se vê a resposta de todo o processo de sintonia automática. A planta levada até um ponto próximo ao ponto de operação e no instante  $t = 0$  é aplicado um pequeno degrau com um  $\Delta U = 1$  para o pré-teste, descrito na seção 5.3.1. O modelo obtido a partir do método da área foi:

$$P_n(s) = \frac{0.9987e^{-1.033}}{1.4613s + 1}$$

Além do modelo é calculado o sinal PRBS, com as frequências mínimas e máximas de [0.63 12.55] rad/s, e o período de amostragem,  $T_s = 0.125$ . Com o atraso estimado  $L_n = 1.033$  o atraso discreto  $d_n$  inicial é de 8 períodos de amostragem. O

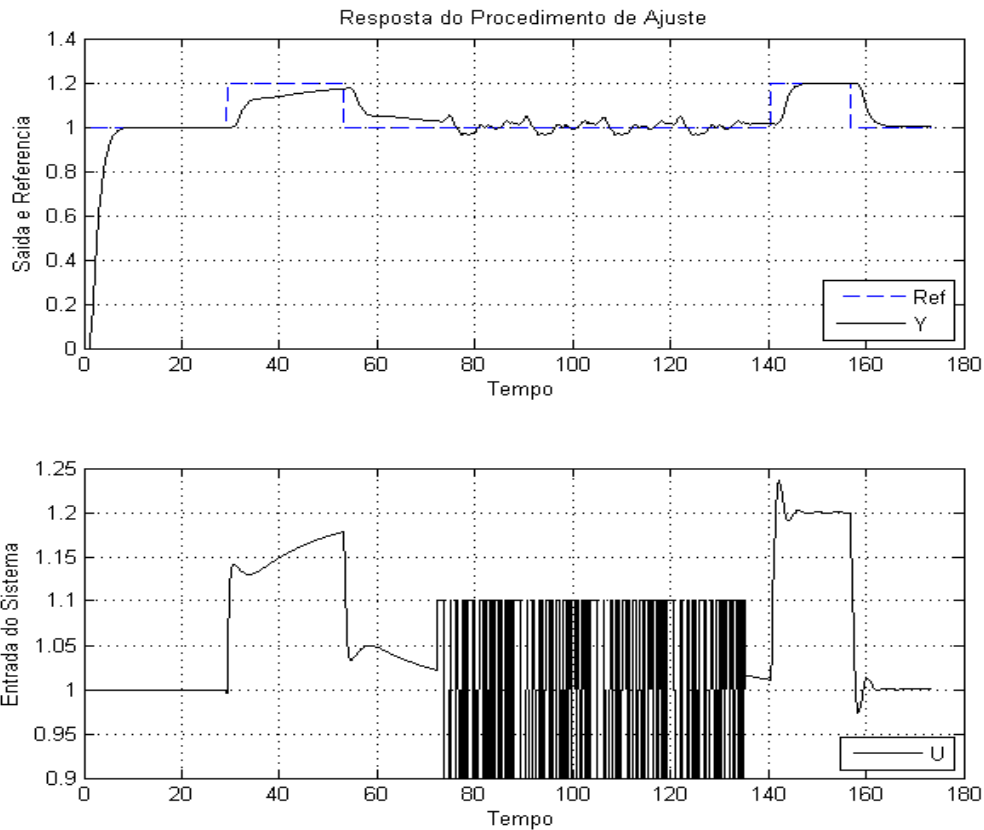


Figura 6.1: Comportamento planta 1

índice calculado para este modelo foi de 78.19%. Entre 10 e 28 segundos o sistema faz a transição de malha aberta para fechada, aguardando o sinal de controle automático se igualar ao aplicado em malha aberta. O controle inicial é calculado, seguindo a seção 5.3.2 e em aproximadamente 29 segundos é iniciado o primeiro teste de qualidade de resposta em malha fechada.

O primeiro controle calculado obteve um índice de qualidade de 0.29, a partir do cálculo de  $IAE_o = 0.5$  e da simulação  $IAE = 1.78$ .

$$C_i(z) = \frac{0.208z - 0.1993}{z - 1}$$

$$F_{ri}(z) = \frac{0.2149}{z - 0.7851}$$

$$F_i(z) = \frac{4.754z - 4.672}{z - 0.918}$$

Com os valores de  $Q$  e FIT menores que o especificado, é necessário re-identificar o sistema. O controle por bandas inicia próximo a 77 segundos, aplicando o sinal PRBS calculado. Em 138 segundos termina o ensaio e são calculados os novos modelo e controle como já visto nas seções 5.3.4 e 5.3.5. O modelo obtido após a

identificação por mínimos quadrados é:

$$P_n(z) = \frac{0.007401z + 0.006565}{z^2 - 1.763z + 0.7769} z^{-9}$$

E resultou no controle

$$C(z) : Kp = 1.95; T_i = 1.6; T_d = 0.188; T_f = 0.38$$

$$F_r(z) = \frac{0.1993}{z - 0.8007}$$

$$F(z) = \frac{0.3307z^2 - 0.5241z + 0.2076}{z^2 - 1.761z + 0.7751}$$

Em aproximadamente 140 segundos é realizada outra mudança de referência a qual servirá para testar a qualidade  $Q$  do controle. Os índices obtidos são de  $Q = 1.007$  FIT de 98.70%. Calculando  $IAE_o = 0.62$  e simulando  $IAE = 0.615$ , o que indica a velocidade de malha fechada praticamente igual a de malha aberta. O atraso estimado foi de 9 períodos de amostragem, um pouco maior que o atraso real ( $L_n = 1.12$  e  $L = 1$ ).

Com apenas uma identificação de segunda ordem e recálculo do controle o critério de parada foi atingido, porém no sistema real ele deveria continuar com as mudanças de referência e teste de qualidade de malha fechada, caso o processo variasse com o tempo. A partir das especificações é possível classificar o resultado como ótimo, e 23 das 48 dinâmicas também obtiveram resposta similar. A seguir será mostrado um exemplo onde o desempenho atingido foi regular.

Na figura 6.2 é visto seu comportamento com o sistema de auto ajuste para a dinâmica  $P_2(s) = \frac{e^{-s}}{(0.1s+1)^2}$  que possui o atraso dominante, ou seja  $L \gg \tau$ .

O primeiro índice FIT do modelo é de 86.72% e com ele calculado o controle inicial, que resulta em  $Q = 0.5$ . De forma similar a  $P_1(s)$  chega à primeira identificação por mínimos quadrados. Porém esta, que termina próximo aos 40 segundos, dá um resultado pior de FIT que o primeiro modelo, com um valor de 76.22%. Desta maneira o modelo é descartado e é feita uma nova aquisição de dados no controle por bandas, dos 42 aos 70 segundos. A segunda identificação supera a primeira com FIT = 88.68% e entre 72 e 78 segundos é feito o teste de qualidade de malha fechada, e obtêm-se  $Q = 0.69$ .

Como a qualidade não atingiu o valor de 0.9 estipulado para parada, o supervisor tenta melhorar a identificação. São realizadas 3 identificações até que o FIT alcance um valor maior que o anterior. Ao final é feito um último teste de qualidade. Os melhores índices obtidos foram  $Q = 0.73$  e FIT = 91.70%. O melhor modelo e controle foi sintonizado da seguinte forma:

$$P_n(z) = \frac{0.008885z + 0.005954}{z^2 - 1.757z + 0.7714} z^{-78}$$

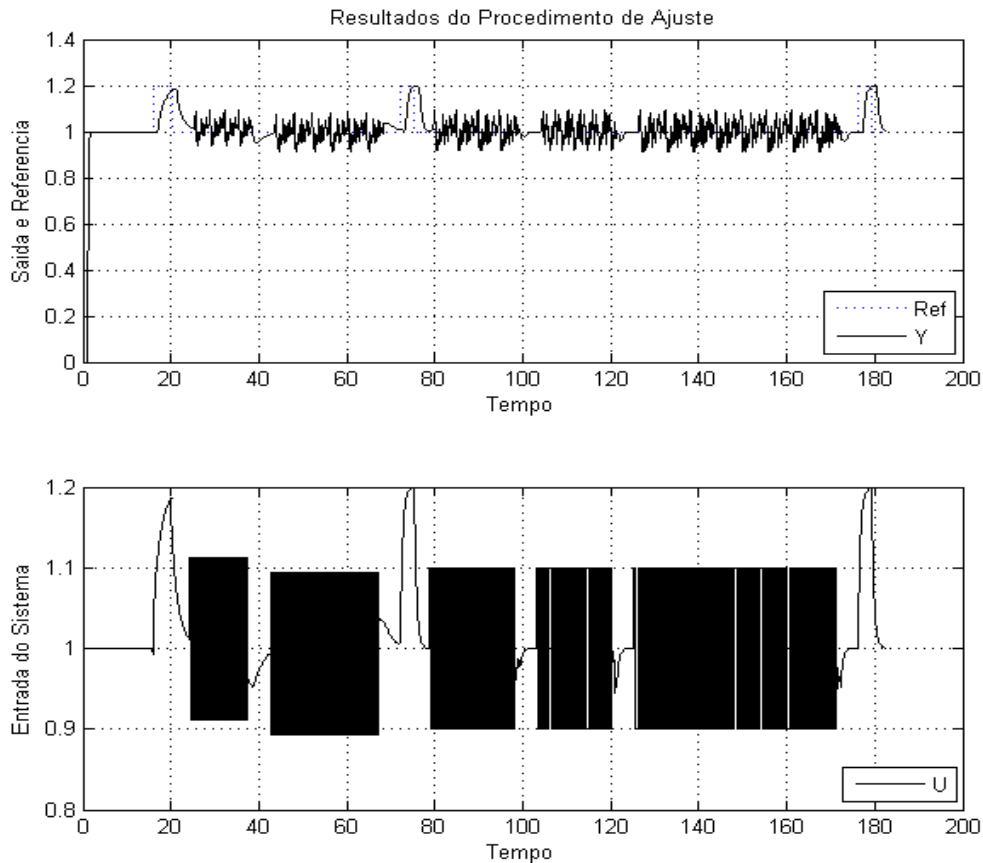


Figura 6.2: Comportamento planta 2

Com  $T_s = 0.013$ , e resultou no controle

$$C(z) : Kp = 1.86; \quad T_i = 0.156; \quad T_d = 0.076; \quad T_f = 0.013$$

$$F_r(z) = \frac{0.02532}{z - 0.9747}$$

$$F(z) = \frac{0.3465z^2 - 0.5456z + 0.2148}{z^2 - 1.75z + 0.7652}$$

As dinâmicas de atraso dominante são mais sencíveis a erros de modelagem, tanto no erro de modelagem de ganho, do atraso e de dinâmicas não modeladas (ordens superiores). Os erros interferiram mais na qualidade de resposta e consequentemente apresentam índices de qualidade piores.

Sistemas com dinâmicas dominantes  $\tau \gg L$  obtiveram um comportamento contrário, atingindo índices no mínimo bons ( $Q \geq 0.8$ ). Algumas obtiveram valores de  $Q$  acima de um, o que representa que a velocidade de malha fechada foi superior a de malha aberta, no entanto o sinal de controle apresentou oscilações. Na figura 6.3 pode-se observar o ajuste de controle para a dinâmica  $P_3 = \frac{e^{-0.5*s}}{(0.5*s+1)*(10*s+1)}$ . Possui a ordem de resposta do supervisor similar a vista na  $P_1(s)$ .



O controle e modelo final foram:

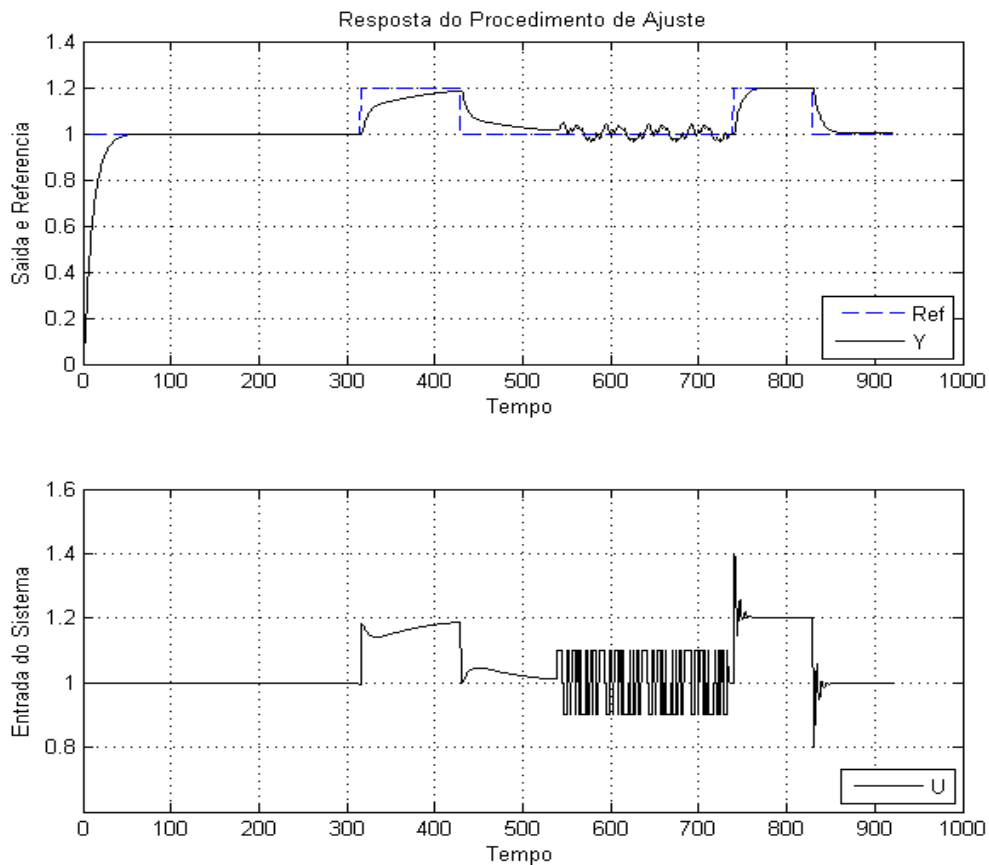


Figura 6.3: Comportamento planta 3

$$P_n(z) = \frac{0.007982z + 0.04367}{z^2 - 1.263z + 0.3173} z^{-1}$$

Com  $T_s = 0.783$ , e resultou no controle

$$C(z) : K_p = 4.17; \quad T_i = 9.62; \quad T_d = 0.269; \quad T_f = 0.113$$

$$F_r(z) = \frac{0.8647}{z - 0.1353}$$

$$F(z) = \frac{0.3838z^2 - 0.5636z + 0.2038}{z^2 - 1.632z + 0.6556}$$

Se obteve o FIT de 96.40%,  $Q = 1.17$  e  $IAE_o = 2.12$ , porém a qualidade do sinal de controle não foi avaliada o qual é visivelmente oscilatório e com pico de quase 100%. O ideal seria incluir um índice baseado na variância do sinal de controle, desacelerando o controlador em casos como este. Na primeira identificação os índices foram FIT de 95.35% e  $Q = 0.33$  e o  $IAE_o = 2.02$ .

Plantas de ordens superiores e com fase não mínima obtiveram, em geral, menor FIT. O atraso tentou compensar a as dinâmicas que não foram representadas por

um modelo de segunda ordem. Das 5 dinâmicas de fase não mínima 3 atingiram um FIT bom e as outras 2 regular, e a qualidade  $Q$  obteve 2 valores bons, 2 regulares e 1 insatisfatório. O pior desempenho de controle foi a de fase não mínima mais dominante (com a dinâmica  $P(s) = \frac{(1-s)e^{-s}}{(s+1)^3}$ ) com  $Q = 0.63$  e FIT = 90.01%. Foi a única planta não apresentou índice satisfatório de qualidade.

Seguindo as especificações dadas na seção 6.2 o resultado estatístico final pode ser visto nas figuras 6.4 e 6.5.

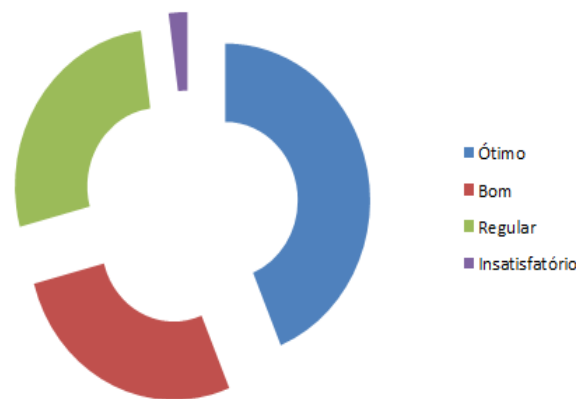


Figura 6.4: Resultados quanto o índice de desempenho de malha fechada

A maioria das plantas obteve resultado bom ou ótimo no índice de desempenho  $Q$  em malha fechada, 21 atingiram o resultado ótimo, 13 bom, 13 regular e 1 insatisfatório, estes valores são mostrados no gráfico da figura 6.4.

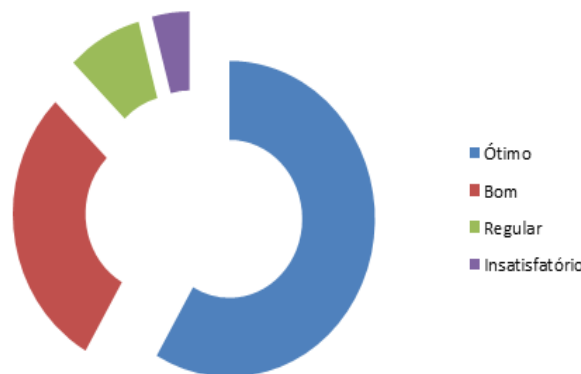


Figura 6.5: Resultados quanto a qualidade do modelo identificado

Já na qualidade do modelo a maioria foi classificado como ótimo, 28 das 48

dinâmicas. 14 obtiveram um FIT bom, 4 regular e 2 insatisfatório. Estes números são mostrados no gráfico da figura 6.5.

O gráfico de dispersão 6.6 reafirma a ligação da qualidade do modelo e o índice de desempenho, o que já era esperado como resultado. Mostra também que a maioria das dinâmicas tiveram um bom resultado de identificação e controle com o sistema de sintonia automática.

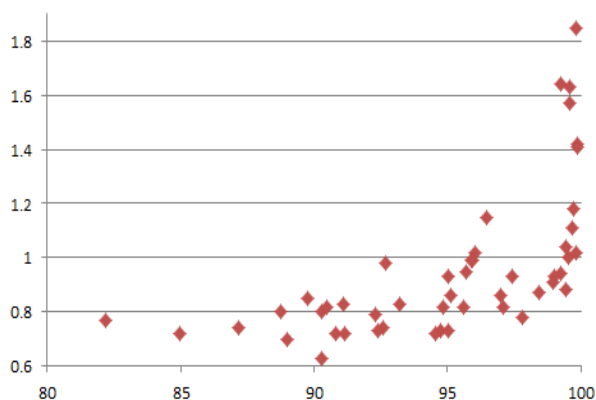


Figura 6.6: Gráfico de dispersão FIT × índice de desempenho

### 6.3.1: Funcionamento do controle por bandas

Os resultados acima corresponde ao funcionamento desejado do supervisor. Inicia em forma manual até estar próximo ao ponto de operação, e com um pequeno degrau atinge o ponto de operação, fecha a malha, com a mudança de set-point é feito o índice de qualidade e se necessário é realizada a identificação. Porém como mostrado em 5.1 e discutido ao longo do trabalho, um processo em funcionamento possivelmente sofrerá com perturbações e sairá da faixa de operação.

O controle por bandas entrará em ação e quando em malha aberta deverá fechá-la e suspender a identificação, e se em malha fechada, deverá refazer os testes interrompidos. A figura 6.7 mostra estas duas possibilidades aplicadas na dinâmica  $P(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}$ . Em 320 segundos o supervisor mantém o sistema em malha aberta aplicando um sinal PRBS para uma melhor identificação. Ao sentir a perturbação também do tipo degrau a malha é fechada, a perturbação rejeitada e após a estabilização se dá início uma nova identificação.

Ao redor de 550 segundos, ao realizar a mudança de referência utilizada para

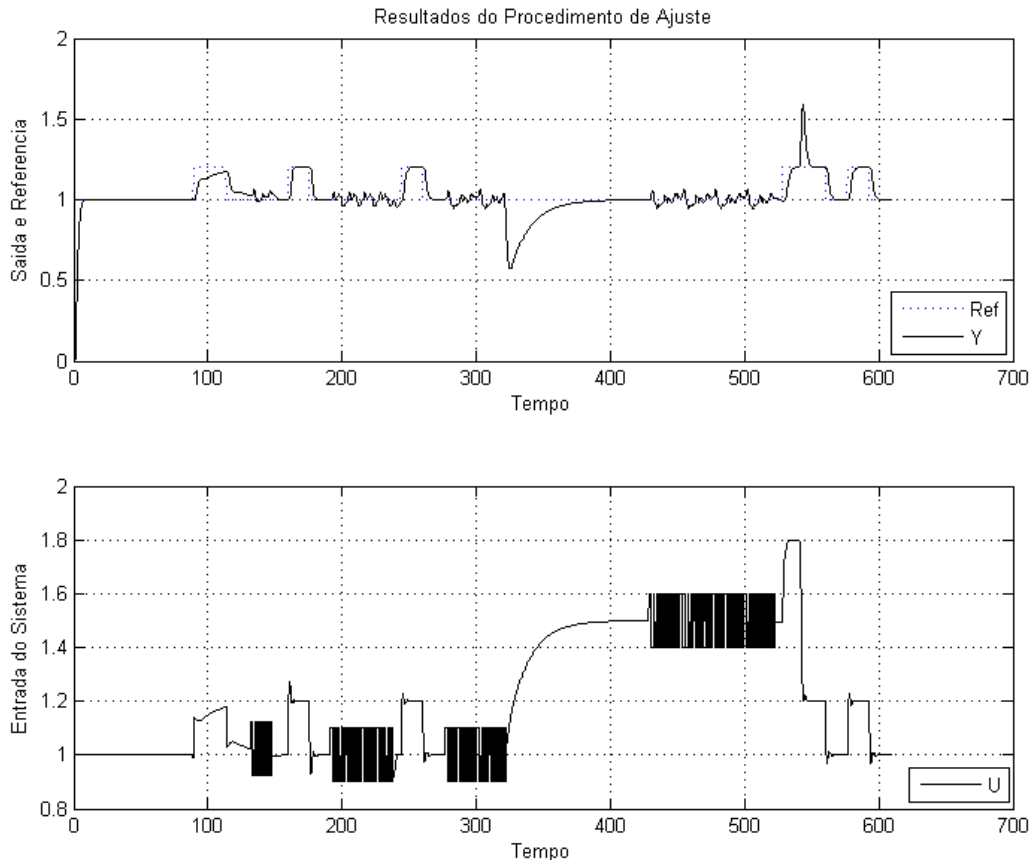


Figura 6.7: Comportamento do sistema frente a perturbações

calcular o índice de qualidade, o sistema sofre uma perturbação do tipo degrau. Como já estava em malha fechada, rejeita a perturbação e refaz a operação. O resultado final é um sistema controlado, identificado com FIT de 98.76 % e qualidade de 0.9.

## 6.4: Conclusão

Neste capítulo apresentou-se os ensaios realizados e suas características, como as dinâmicas que seriam utilizadas e especificações. Em seguida foram trazidos os resultados obtidos, explicando o funcionamento do sistema de sintonia automática em diferentes cenários e dinâmicas. Também mostrou o resultado final através de dados estatísticos.

No último capítulo serão discutidos os resultados obtidos, a eficácia do sistema de sintonia automática desenvolvido, assim como possíveis melhorias para o projeto.

## 7 Conclusão

Neste projeto, foi proposto a realização de um sistema de sintonia automática para sistemas com atraso de transporte com a especificação de 3 módulos básicos em sua estrutura: identificação, controle e supervisor. O desenvolvimento de cada parte foi realizado com uma análise das características básicas, vantagens e desvantagens de técnicas bem consolidadas, de forma que em conjunto conseguissem atingir o objetivo geral do projeto.

No módulo de identificação, com a escolha dos métodos da área e dos mínimos quadrados e no módulo de controle com o preditor de Smith filtrado davam a base de como seria possível a realização deste projeto, e após a implementação do sistema supervisor com todo o sequenciamento necessário das funções envolvidas em cada procedimento, foi possível chegar a conclusão de que este sistema tem a capacidade de realizar a sintonia automática destes sistemas e pode ser ajustado para aplicações práticas reais em ambientes industriais como um controlador, onde o operador não necessita de conhecimentos avançados em sistemas de controle para um ajuste com grande desempenho.

Isso pode ser verificado pelos resultados obtidos, que são dados adquiridos em simulações, mas conseguem representar processos reais faltando alguns ajustes nos processos de comunicação, interface com usuário e outras características que pode ser inseridas para um aperfeiçoamento do projeto.

### 7.1: Trabalhos futuros

Um primeiro trabalho futuro seria a inserção de outros tipos de índices de desempenho para avaliar a malha de controle e também a aplicação de outras técnicas de identificação (como por exemplo em malha fechada) com uma maior interatividade e melhor interface com o usuário na decisão da escolha do melhor modelo. Também

inserir a capacidade de tratar plantas integradoras ou instáveis e a possibilidade de se ajustar melhor o controlador para quando o modelo atingir um FIT máximo, ou de se poder escolher entre outras estruturas de controle como: controle preditivo, controle adaptativo, por norma infinita, etc. e poder assim fazer a comparação entre estas estruturas.

Outro trabalho de possível desenvolvimento futuro seria um aperfeiçoamento do sistema, usando engenharia de software, em questões nas quais existe a necessidade de processamento paralelo como no caso do sistema de controle e supervisor. Além de questões como o projeto de casos de uso, troca de mensagens, ambiente de rede industrial e adaptações que devem ser analisadas para aplicações industriais.

Também um outro trabalho passível seria o projeto de um protótipo embarcado para testes HIL (*hardware-in-the-loop*) e a possível adaptação do sistema com o projeto utilizando sistema multi-agentes.

# Referências

- [1] Astrom, K.J. e Hägglund, T., "Advanced PID Control", Research Triangle Park, NC: Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.
- [2] Astrom, K.J. e Wittenmark, B., Adaptive Control. 2nd ed., Addison–Wesley Publishing Company, Inc., Reading, 1995.
- [3] Camacho, E.F. e Bordons C., "Model Predictive Control", Springer, 2004.
- [4] Castela, E. "Controle Multivariável - DAS5131", Livro de Classe, Maio 2002.
- [5] Coelho, L.S. e Coelho, A. A. R. "Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares", Editora da UFSC, Florianópolis, 2004.
- [6] Doyle, J.; Francis, B. e Tannembaum, A., "Feedback control Theory", New York: Macmillan Publishing Company, 1992.
- [7] Flescha, R. C. C.; Torricob, B.C.; Normey-Ricoa, J. E. e Cavalcanteb, M. U., "Unified approach for minimal output dead time compensation in MIMO processes", 2011.
- [8] Franklin, G.F.; Powell, J. D. e Workman, M. "Digital Control of Dynamic Systems", Addison Wesley, terceira edição, 1997.
- [9] Guimarães Neto, J., "Controle Avançado: Aplicações Bem Sucedidas São Possíveis Sim!", In Tech Brasil, 2002.
- [10] Guzmán, J.L.; Rivera, D.E.; Dormido, S. e Berenguel, M., "An interactive software tool for system identification", Advances in Engineering Software, 2012.
- [11] Hägglund, T., "Automatic detection of sluggish control loops", Cont. Eng. Practice, 1999.
- [12] Ljung, L. "System Identification: Theory for the user". (2nd edition), 1999.
- [13] Normey-Rico, J. E. e Camacho, E.F., "Control of dead-time processes", Springer, 2007.

- 
- [14] Normey-Rico, J. E. e Camacho E.F., "Unified approach for robust dead-time compensator design", *Jornal of Process Control*, 21 de Febrero, 2008.
- [15] PIDtune "Mathworks - <http://www.mathworks.com/help/control/ref/pidtune.html>".
- [16] Veronesi, M. e Visioli, A., "An industrial application of a performance assessment and retuning technique for PI controllers. *ISA Transactions*", 2010.
- [17] Veronesi, M. e Visioli, A., "Performance assessment and retuning of PID controllers for Load Disturbance Rejection".