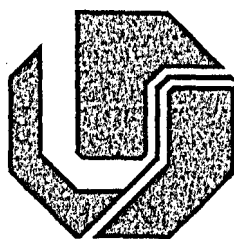


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

SISBI/UFU



1000212433



**ESTUDO SOBRE A COMPENSAÇÃO DE
PROCESSOS INTEGRADORES COM ATRASO E
A PROPOSIÇÃO DE UMA NOVA ABORDAGEM**

HUMBERTO MENDES MAZZINI

**SETEMBRO
2003**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MOU
621.3
M497e
TES/MEM

**ESTUDO SOBRE A COMPENSAÇÃO DE PROCESSOS
INTEGRADORES COM ATRASO E A PROPOSIÇÃO DE
UMA NOVA ABORDAGEM**

**Tese apresentada por Humberto Mendes Mazzini
à Universidade Federal de Uberlândia para
obtenção do título de Doutor em Engenharia
Elétrica aprovada em 26/09/2003 pela Banca
Examinadora:**

Prof. José Manoel Fernandes, Ph.D. (orientador)
Prof. Adriano Alves Pereira, Dr. (UFU)
Prof. Eduardo Mazoni A.M. Mendes, Ph.D. (UFMG)
Prof. Haroldo Rodrigues Azevedo, Dr. (UNIMINAS)
Prof. João Batista Destro Filho, Ph.D. (UFU)

ESTUDO SOBRE A COMPENSAÇÃO DE PROCESSOS INTEGRADORES COM ATRASO E A PROPOSIÇÃO DE UMA NOVA ABORDAGEM

HUMBERTO MENDES MAZZINI

Tese apresentada por Humberto Mendes Mazzini à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

**Prof. José Manoel Fernandes, PhD.
Orientador**



**Prof. Alcimar Barbosa Soares, PhD.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação**

DEDICATÓRIA

À memória de meu pai.
À minha mãe: exemplo de ato
educativo permanente,
mostrou-me que fundamentos
são perenes se a lição
é sólida e permanente.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, inteligência suprema e causa primária de todas as coisas, pela força nos momentos difíceis.

Ao professor José Manoel Fernandes, orientador acadêmico, pela confiança a mim depositada em todos os momentos dessa jornada, e que, com sua experiência, presteza e principalmente por ter sido amigo e companheiro, orientou-me e instruiu-me com inegável competência, contribuindo de forma decisiva para que os objetivos desse trabalho fossem atingidos.

À minha namorada, Vinha, pelo carinho, incentivo e compreensão diante de minha prolongada ausência de seu convívio.

Aos meus irmãos, Heloísa e Mário, pelo apoio e amizade.

Ao médico oftalmologista Dr. Renato Cruz Laender, cuja competência ajudou-me a finalizar essa jornada com êxito.

À Universidade Federal de Uberlândia, por oferecer-me a oportunidade de concretizar esse trabalho.

Aos professores e alunos do Laboratório de Controle e Servomecanismos, pelos ensinamentos e atenciosa colaboração.

Aos professores Darizon Alves de Andrade e Luiz Carlos de Freitas, ex-coordenadores, e Alcimar Barbosa Soares, atual coordenador do curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFU, pelo apoio constante.

Às funcionárias da secretaria da pós-graduação, Joana Maria Proença, Marli Junqueira Buzzi e Valéria Barros, pelo incentivo e cordialidade.

Ao professor Guilherme Jorge de Rezende, diretor de pesquisa e pós-graduação da UFSJ pelo apoio constante.

Aos funcionários da Divisão de Pesquisa e Pós-Graduação da UFSJ, pela presteza e cordialidade.

Aos colegas do departamento de Engenharia Elétrica da UFSJ, pelo incentivo e solidariedade.

À UFSJ, representada por seus professores, técnicos e alunos, pelo incentivo e convívio.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

RESUMO

A compensação de processos com atraso vem recebendo a atenção de acadêmicos e especialistas na área de controle por várias décadas. Aliado a isso, controladores PID (ações proporcional, integral e derivativa) são vastamente utilizados em processos industriais. A simplicidade e a habilidade de tais controladores na solução da maioria de problemas de controle têm contribuído enormemente para sua grande aceitação. Entretanto, podem não fornecer respostas satisfatórias quando o processo é de alta ordem ou possui elevado tempo de atraso. Em tais casos, uma técnica bastante utilizada é o corretor de Smith. Contudo, tal abordagem não possui características satisfatórias de rejeição de perturbações para processos integradores. É apresentada, nesse trabalho, uma revisão da literatura para métodos de compensação para processos com atraso, bem como para o corretor de Smith (e suas modificações). O foco do trabalho é estendido com a consideração de métodos de compensação para processos integradores e a proposição de uma nova abordagem. O método proposto utiliza controladores PID (ou suas variações) e é baseado na especificação de uma resposta desejada para perturbações. Embora o controle seja projetado para rejeição de perturbações, as respostas relacionadas ao seguimento de referência se mostram muito satisfatórias e podem ser ajustadas de maneira independente. Simulações mostram a simplicidade e maior robustez do método proposto em comparação com outras abordagens tanto no desempenho de acompanhamento quanto na rejeição de perturbações.

Palavras-chave: *Compensação de Processos, Controle PID, Corretor de Smith, Processos Integradores*

ABSTRACT

The compensation of process with time delays has been of interest to academics and practitioners for several decades. Additionally, proportional integral derivative (PID) controllers are widely used in the process industries. The simplicity and the ability of these controllers to solve most practical control problems have greatly contributed to this wide acceptance. However, they may not provide satisfactory closed loop responses when the process considered is either a high-order plant or a plant with a long dead time. In these cases a powerful technique, the Smith predictor, can be used. However, these regulators cannot reject load disturbance for processes with integration. A review of the literature for compensation methods of process with time delay and Smith predictor (and its modifications) is presented. The focus of the thesis is subsequently broadened with the consideration of compensation methods for integrating process and the proposition of a new approach. The proposed method for PID (or its variations) controllers is based on the specification of the desired closed loop transfer function for disturbances. Although the approach is designed for disturbance rejection, the set-point responses are usually satisfactory and can be independently tuned. Simulation examples show the simplicity and better robustness of the proposed method over previously published approaches both for the set-point response and for the load disturbance rejection.

Key words: *Process Compensation, PID Control, Smith Predictor, Integrating Process*

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABELAS	xiv
LISTA DE SÍMBOLOS	xv
 CAPÍTULO I	
INTRODUÇÃO	1
1.1. Considerações iniciais	1
 CAPÍTULO II	
MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO DE PROCESSOS COM ATRASO	9
2.1. Considerações iniciais	9
2.2. Controladores com parâmetros otimizados	9
2.2.1. O controle PID	10
2.2.2. Determinação dos parâmetros do controlador PID	11
2.2.2.1. Minimização de um critério de desempenho	12
2.2.2.2. Síntese direta	14
2.2.2.3. Métodos iterativos	15
2.2.2.4. Regras de sintonia	17
2.2.3. Controladores robustos	19
2.2.4. Controladores em avanço, atraso e avanço-atraso	20
2.3. Controladores estruturalmente otimizados	21
2.3.1. O corretor de Smith (CS)	21
2.3.2. Controle via modelo interno (IMC)	23
2.3.3. Métodos de síntese direta	24
2.4. Métodos de controle ótimo	25
2.4.1. Considerações iniciais	25
2.4.2. Abordagem do projeto entrada-saída	26
2.4.3. Abordagem do projeto em espaço de estados	27
2.4.4. Outras estratégias de otimização	27
2.5. Controle preditivo	28
2.6. Outras estratégias de compensação	29
2.7. Conclusões	30

CAPÍTULO III	
O CORRETOR DE SMITH E SUAS VARIAÇÕES	32
3.1. Considerações iniciais	32
3.1.1. Modificações sugeridas por Marshall	33
3.1.2. Modificações sugeridas por Kantor e Andres	35
3.1.3. Modificações sugeridas por Palmor e Powers	36
3.1.4. Modificações sugeridas por Huang <i>et al.</i>	36
3.1.5. Modificações sugeridas por Benouarets e Atherton	37
3.1.6. Modificações sugeridas por Tian e Gao	39
3.1.7. Modificações sugeridas por Vrecko <i>et al.</i>	40
3.2. Conclusões	40
CAPÍTULO IV	
COMPENSAÇÃO DE PROCESSOS INTEGRADORES COM ATRASO	42
4.1. Considerações iniciais	42
4.2. Abordagem sugerida por Watanabe e Ito	44
4.3. Abordagem sugerida por Astrom <i>et al.</i>	46
4.4. Abordagens sugeridas por Matausek e Micic	48
4.5. Abordagem sugerida por Tian e Gao	51
4.6. Abordagem sugerida por Majhi	54
4.7. Abordagem sugerida por Visioli	56
4.8. Abordagem sugerida por Chidambaram e Sree	59
4.9. Conclusões	62
CAPÍTULO V	
PROPOSIÇÃO DE UM MÉTODO PARA O CONTROLE DE PROCESSOS INTEGRADORES COM ATRASO	64
5.1. Considerações iniciais	64
5.2. Formalização da abordagem	67
5.3. Configurações do processo e dos controladores	69
5.4. Projeto da abordagem	70
5.4.1. Escolha do parâmetro de projeto	71
5.4.2. Escolha da referência para perturbações	73
5.5. Método de ajuste	74
5.5.1. Modelos com integrador mais atraso	74
5.5.2. Modelos de primeira ordem com integrador mais atraso	75
5.6. Redução de modelos	76
5.7. Conclusões	77
CAPÍTULO VI	
SIMULAÇÕES	79
6.1. Considerações iniciais	79
6.2. Análise do processo 1	80
6.3. Análise do processo 2	97

6.4. Análise do processo 3	102
6.5. Conclusões	107
CAPÍTULO VII	
CONCLUSÕES	109
7.1. Conclusões gerais	109
7.2. Sugestões para trabalhos futuros	112
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	
	113
ANEXO	
	131
A.1. A utilização do método de redução de Skogestad	131

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Implementação do Corretor de Smith	22
Figura 2.2 – Implementação alternativa do Corretor de Smith	22
Figura 2.3 – Diagrama de blocos da estrutura IMC	23
Figura 3.1 – Estrutura modificada do CS proposta por Marshall	33
Figura 3.2 – Segunda estrutura modificada do CS proposta por Marshall	34
Figura 3.3 – Estrutura modificada do CS proposta por Kantor e Andres	35
Figura 3.4 – Estrutura modificada do CS sugerida por Palmor e Powers	36
Figura 3.5 – Estrutura modificada do CS sugerida por Huang <i>et al.</i>	37
Figura 3.6 – Estrutura modificada do CS sugerida por Benouarets e Atherton	38
Figura 3.7 – Estrutura modificada do CS sugerida por Tian e Gao	39
Figura 3.8 – Estrutura modificada do CS sugerida por Vrecko <i>et al.</i>	40
Figura 4.1 – Corretor de Smith modificado proposto por Watanabe	44
Figura 4.2 – Corretor de Smith modificado proposto por Astrom <i>et al.</i>	46
Figura 4.3 – Corretor de Smith modificado proposto por Matausek e Micic	48
Figura 4.4 – Corretor de Smith modificado proposto por Tian e Gao	51
Figura 4.5 – Abordagem de controle de processos integradores proposta por Majhi	54

Figura 4.6 – Sistema de controle com realimentação unitária	56
Figura 5.1 – Estrutura utilizada para a abordagem proposta	67
Figura 6.1 – Respostas de seguimento de referência do processo $0,0506e^{-6s}/s$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)	82
Figura 6.2 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $0,0506e^{-6s}/s$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)	83
Figura 6.3 – Respostas de seguimento de referência do processo $0,0506e^{-6s}/s$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)	84
Figura 6.4 – Resposta de seguimento de referência do processo $0,0506e^{-6s}/s$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeita a um degrau unitário (método proposto com $b=0$)	85
Figura 6.5 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $0,0506e^{-6s}/s$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)	86
Figura 6.6 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s sujeitas a um degrau unitário (métodos de Astrom, Majhi e proposto)	88

Figura 6.7 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Astrom, Majhi e proposto) 89

Figura 6.8 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Astrom, Majhi e proposto) 90

Figura 6.9 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Astrom, Majhi e proposto) 91

Figura 6.10 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 93

Figura 6.11 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 94

Figura 6.12 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 25% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 95

Figura 6.13 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 25% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 96

Figura 6.14 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 98

Figura 6.15 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 99

Figura 6.16 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ com erro de modelagem de 20% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 100

Figura 6.17 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ com erro de modelagem de 20% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 101

Figura 6.18 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 103

Figura 6.19 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 104

Figura 6.20 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 105

Figura 6.21 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto) 106

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Regras de ajuste para respostas sujeitas à variação da referência para processos integradores	58
Tabela 4.2 – Regras de ajuste para respostas de rejeição de perturbações para processos integradores	58

LISTA DE SÍMBOLOS

b : fator de ponderação de um controle relacionado ao seguimento de referência

CS: corretor de Smith

d^* : atraso estimado

EC: equação característica

GL, GL₁, GL₂ : modelos para perturbações

G_m: modelo de um processo

G_{PI}: função de transferência de um controle PI

GPC: controle preditivo generalizado

IAE: integral do valor absoluto do erro

IMC: controle via modelo interno

ISE: integral do erro quadrático

ISTE: integral do erro quadrático ponderado pelo tempo

ITAE: integral do valor absoluto do erro ponderado pelo tempo

ITSE: integral do erro quadrático ponderado pelo quadrado do tempo

K_c: ganho do controlador proporcional

K_p: ganho estático do processo

L, L_m, L_x, θ : tempo de atraso

MIMO: múltiplas entradas e múltiplas saídas

MPC: controle preditivo baseado em modelo

PID: proporcional-integral-derivativo

SISO: uma entrada e uma saída

T_d , τ_d : tempo derivativo

T_i , τ_i : tempo integral

α : fator de correção para cálculo do tempo integral

τ_m : atraso modelado de um processo

Obs.: Todas as demais variáveis, parâmetros e símbolos empregados no texto são definidos ao longo do mesmo, à medida em que são utilizados, a fim de facilitar a leitura

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1– CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Na dinâmica de um sistema, o atraso é comumente encontrado na maioria dos processos industriais. Ocorre em processos químicos, de aquecimento, de fusão, na fabricação de medicamentos, dentre outros. Também ocorre em redes elétricas, bem como em linhas de transmissão mais longas. Acontece também como resultado da "zona morta" de processos não-lineares, em sistemas biológicos e econômicos. Também pode ser ocasionado pela aproximação de processos de alta ordem por meio de funções de transferência de baixa ordem [147].

O atraso também é conhecido como atraso de transporte, tempo de atraso ou tempo morto. Ocorre em diferentes aplicações de controle, geralmente como o resultado do transporte de material da posição do atuador até onde o sensor mede a variável do processo. Alterações produzidas pelo atuador podem ser efetivadas sem que o sensor tenha feito a medição da variável. Se o controlador receber a informação com atraso, continuará a aplicar correções até que a variável do processo comece a mudar na direção desejada. Nesse instante, contudo, poderá ocorrer uma compensação em demasia, talvez ao ponto de ocasionar um erro na direção oposta.

A habilidade dos controladores PID (ações proporcional, integral e derivativa) em controlar grande parte dos processos do tipo industrial resulta em sua vasta aceitação nesse meio. Astrom e Hagglund [7] afirmam que mais de 90% de todas as malhas de controle das indústrias são do tipo PID.

Há várias razões para isso. O controlador PID pode ser ajustado de maneira manual por procedimentos de "tentativa e erro", já que possui apenas três parâmetros de ajuste. A instrumentação relacionada às plantas se adequa facilmente à estrutura do PID. Podem ser ajustados utilizando regras simples ou fórmulas de projeto analítico. O PID é utilizado na solução de uma vasta gama de problemas [7]: em controle de processos, na área automotiva, em controle de voo, em instrumentação, dentre outros.

Koivo e Tantt [74] analisam a utilização de controladores PID do tipo SISO (uma entrada e uma saída) e aqueles do tipo MIMO (múltiplas entradas e saídas). Hwang [58] menciona que o PID possui bom desempenho caso as exigências não sejam complexas. Afirma que o controlador possui uma vantagem considerável pelo fato de ser de fácil compreensão, com regras de ajuste que têm sido validadas em uma série de casos práticos.

O controlador PID também possui suas limitações. Deshpande e Ash [38], por exemplo, sugerem que o PI seja usado na maioria das aplicações industriais quando o PID for sensível à incidência de ruídos. O PID pode não ser apropriado nos seguintes casos: no controle de sistemas não-lineares, em processos cujas dinâmicas sejam dominadas pelo atraso, em processos com dinâmicas oscilatórias e em processos com alta incidência de distúrbios estocásticos. Isermann [63] afirma que a implementação do controlador PID é recomendada para o controle de processos de "baixa a média" ordem e com pequeno atraso.

O Corretor de Smith (CS) [135] é um compensador eficiente no controle de processos estáveis com atraso. Sua principal vantagem baseia-se no fato de que o atraso é eliminado da

equação característica do sistema em malha fechada. Na verdade, tal corretor foi projetado, basicamente, para o seguimento de referências. Modificações têm sido realizadas ao longo dos anos de maneira a melhorar as propriedades de regulação do sistema compensado e/ou o seu desempenho na presença de ruídos e variações dos parâmetros do processo.

Meyer *et al.* [100], Astrom e Zhou [10], Horowitz [54], Seborg *et al.* [128], Alexander *et al.* [4] e Tan *et al.* [138] discutem a aplicação do CS em comparação com o controlador PI ou PID. Seborg *et al.* [128] por exemplo, mostram estudos em que afirmam que o desempenho do corretor para variações na referência é superior ao controle PID baseado na minimização do critério ISE (integral do erro quadrático). Palmor e Blau [109] afirmam que um CS adequadamente sintonizado possui um desempenho superior ao PID em malhas típicas de processos industriais com atraso, e que o modelo utilizado na estrutura do corretor pode ser de ordem muito inferior ao do processo. Os autores sugerem, ainda, a utilização de um modelo de primeira ordem mais atraso, em que o controlador principal da estrutura seja um PI ou um PID.

O CS pode ser estruturado a partir de outras estratégias de compensação. Palmor [111], por exemplo, mostra a semelhança da estrutura de um CS com uma abordagem de controle de variância mínima, quando os modelos do processo e das perturbações são de baixa ordem. Outros autores também mostram que o CS pode ser interpretado como um controlador ótimo, sob certas condições (Donoughue [39], Hammerstrom e Waller [49], Watanabe e Ito [156] e Zhang e Xu [168]).

Em outras contribuições, Astrom e Wittenmark [10] e Landau [79] mostram que um CS (no domínio Z) pode ser calculado utilizando a abordagem de alocação de pólos. Middleton e Goodwin [101] também mostram esta estratégia no domínio delta.

O CS tem sido estudado em muitos trabalhos de simulação e implementação. Singh e McEwan [133], por exemplo, implementam em laboratório um sistema compensado pelo CS, no qual o atraso é representado por uma aproximação de Padé (segunda ordem), realizado por um circuito baseado em amplificadores operacionais. Os autores mostram que a resposta para o seguimento de referência do sistema compensado é significativamente melhor que um controlador PI, a despeito de quaisquer erros de modelagem. Outras contribuições de interesse foram mostradas por Shinskey [132], Hagglund [47], Rad *et al.* [118], Lee *et al.* [83] e Wei *et al.* [158]. Young *et al.* [164] realizam o controle de um processo estável de fase não-mínima utilizando um "pseudo-corretor", que os autores descrevem como uma aproximação de Padé para um CS. Tan e De Keyser [141] consideram o uso de redes neurais baseadas em CS de maneira a compensar processos não-lineares com um tempo de atraso elevado.

Em aplicações práticas, é inevitável que não ocorra uma perfeita modelagem do processo. Isso devido ao fato de processo e modelo serem de estruturas diferentes ou porque os parâmetros do processo variam de alguma maneira desconhecida em determinadas condições de operação. A presença de erros de modelagem significa que uma compensação perfeita do atraso utilizando CS não é possível. Torna-se um problema, particularmente quando ocorre variação nos parâmetros do processo. Duas abordagens são possíveis para melhorar o desempenho do CS nessas circunstâncias. Os parâmetros do modelo poderiam ser atualizados de maneira adaptativa quando ocorresse variação dos parâmetros do processo. A segunda alternativa refere-se ao projeto de um CS robusto, se houver um limite na variação dos parâmetros do processo.

A estimação adaptativa de parâmetros tem sido implementada (por Marshall [97] e Bahill [12], dentre outros) de maneira a permitir um rastreamento dos parâmetros do modelo

em relação aos do processo. Outros autores que implementaram esquemas de estimação adaptativa incluem Hang *et al.* [50], [51] e Palmor e Blau [109]. A dificuldade de muitas dessas abordagens adaptativas decorre do fato de que o sistema em malha fechada pode tornar-se instável (como resultado de erros de modelagem) antes que os parâmetros do modelo sejam atualizados. Conseqüentemente, uma exigência fundamental é que o sistema compensado permaneça estável na presença de erros de modelagem (isso pode ser considerado um critério de estabilidade robusta).

As condições para estabilidade na presença de erros de modelagem podem ser determinadas analiticamente nos domínios do tempo e da frequência. No domínio do tempo, isso é feito pela verificação da localização dos pólos de malha fechada, quando da variação dos parâmetros do processo. No domínio da frequência, quando se mostra que o módulo da função de transferência em malha aberta é menor que a unidade quando o atraso de fase equivale a 180° (também quando da variação dos parâmetros do processo). Nesse caso, são exigidos métodos numéricos (em ambos os casos) de maneira a calcular os parâmetros do controlador que mantêm o sistema estável.

Uma alternativa é especificar as exigências de desempenho e robustez considerando os erros de modelagem. Palmor [111], Laughlin e Morari [82], Fisher [44], Santacesaria e Scattolini [125], Lee *et al.* [87], Normey-Rico *et al.* [106], Huang e DeBra [57] e Zhang e Xu [168] discutem esses aspectos em detalhes. Os autores utilizam o procedimento IMC (Controle via Modelo Interno) para determinar o controlador principal. Wang e Skogestad [155] utilizam um critério alternativo de estabilidade robusta: a análise μ . Os autores afirmam a necessidade de se aproximar o atraso por uma função racional de maneira a sintetizar o controlador ótimo. No entanto, as condições de estabilidade a serem avaliadas são as mesmas de um sistema sem atraso, levando em consideração qualquer incerteza no atraso. Em uma

variação dessa estratégia, Wang *et al.* [154] converte o projeto de um sistema com atraso em um sem atraso, modelando o atraso nominal como incerteza. O resultado é um modelo simples sem atraso, permitindo o uso dos critérios padrões de desempenho e estabilidade robustos. O controlador é projetado em termos da norma H_∞ , utilizando síntese μ .

Como foi afirmado anteriormente, a estratégia do CS é utilizada efetivamente para seguimento de referência. Inúmeras modificações na estrutura básica do CS têm sido demonstradas, de maneira a melhorar a capacidade de rejeição à distúrbios do sistema compensado. Watanabe e Ito [156] e Watanabe *et al.* [157], por exemplo, modificam o CS incluindo um compensador avanço-atraso no caminho de realimentação da malha externa de maneira a tornar o sistema menos sensível às perturbações. O método é desenvolvido para compensar um processo SISO e é estendido a processos MIMO. Outras modificações são propostas por Marshall [97], Kantor e Andres [69], Palmor e Powers [110], Wong e Seborg [159], Romagnoli *et al.* [122], Huang *et al.* [56], Benouarets e Atherton [14] e Palmor e Blau [109], Lee *et al.* [83] e Wang *et al.* [152], dentre várias outras.

O controle de processos instáveis com atraso tem sido considerado por diversos autores. De Paor [34] sugere um CS modificado e utiliza o controlador principal para o controle de tais processos representado por um modelo de n -ésima ordem mais atraso com um pólo instável. O autor fatoriza o denominador do modelo em um polinômio de Hurwitz e um termo que corresponde à parte do denominador do processo que inclui o pólo instável. Projeta-se o controlador, de maneira que o sistema compensado seja assintoticamente estável para uma faixa de valores de atraso, enquanto satisfaz um critério de rejeição de perturbações. Outras abordagens são definidas por De Paor e Egan [35] e Tan *et al.* [139]. Zheng *et al.* [171] descrevem um controlador de estrutura variável de maneira a compensar os referidos processos.

Como mencionado anteriormente, há inúmeras abordagens relacionadas à determinação dos parâmetros de um PID. No entanto, tais abordagens não são adequadas para processos integradores com elevado tempo de atraso. Para tais processos não se pode utilizar um CS padrão, uma vez que possui um desempenho fraco em relação à rejeição de distúrbios. Um distúrbio de carga constante resultaria em um erro em regime permanente. Modificações têm sido realizadas de maneira a contornar esse problema. Watanabe e Ito [156] propõem algumas modificações. No entanto, a técnica origina respostas lentas quando da variação da referência. Astrom *et al.* [8] também definem um novo CS. É obtida uma resposta mais rápida em relação à variação na referência, bem como uma melhor capacidade de rejeição de distúrbios. Sua principal vantagem é separar a resposta às variações da referência da resposta às variações de carga. No entanto, possui um número elevado de parâmetros de ajuste. Matausek e Mici [98] e [99] também sugerem um CS modificado. Obtém uma melhor rejeição às perturbações. Outros trabalhos relacionados a processos integradores podem ser citados: Majhi e Atherton [93], Tan *et al.* [140], Kaya e Atherton [71], Zhang *et al.* [169], Poulin e Pomerleau [117], Tian e Gao [143], Majhi e Atherton [94], Ingimundarson e Hagglund [62], Majhi [95], Wang e Cai [153], Visioli [149], Normey-Rico e Camacho [107], Chien *et al.* [20], Ingimundarson e Hagglund [61], Chidambaram e Sree [22], dentre outros.

Esse trabalho propõe uma abordagem simples para a compensação de processos integradores com atraso. Utiliza variações de controladores PID e prioriza a robustez como especificação de projeto. A estrutura baseia-se em um controle a dois graus de liberdade, permitindo o ajuste independente das respostas relacionadas ao seguimento de referência e de rejeição de perturbações.

O capítulo 2 discute os métodos de compensação para processos com atraso. São consideradas as duas maiores classes de compensadores com parâmetros otimizados, ou seja,

aqueles baseados na estrutura PID e aqueles baseados na estrutura avanço/atraso. Também é discutido o projeto de compensadores otimizados estruturalmente. São incluídos o Corretor de Smith e compensadores de síntese direta. O capítulo 3 analisa diversas modificações na estrutura do Corretor de Smith realizadas ao longo dos anos. O capítulo 4 relata algumas técnicas de compensação de processos integradores, suas vantagens e desvantagens. O capítulo 5 mostra a proposição da nova abordagem relacionada aos processos integradores. No capítulo 6 são realizados estudos comparativos e simulações entre as várias técnicas mencionadas no capítulo 4 e o método proposto. O capítulo 7 trata das conclusões gerais, bem como as sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO DE PROCESSOS COM ATRASO

2.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Há uma extensa literatura relacionada com a compensação de processos com atraso. Em linhas gerais, os métodos de compensação podem ser divididos em [63]:

- controladores com parâmetros otimizados, em que os parâmetros são adaptados à estrutura do controlador,
- controladores estruturalmente otimizados, em que a estrutura e os parâmetros do controlador são adaptados de maneira ótima à estrutura e aos parâmetros do modelo do processo.

2.2 – CONTROLADORES COM PARÂMETROS OTIMIZADOS

São controladores que possuem estrutura fixa. Os principais exemplos de tais controladores são o PID e o do tipo avanço-atraso. O projeto desses controladores para processos com atraso são baseados em métodos originalmente usados no controle de

processos sem atraso. Essa seção analisa como os métodos de projeto são aplicados na otimização dos parâmetros do controlador no controle de processos com atraso.

2.2.1 – O CONTROLE PID

O controlador PID (e suas variações P, PI ou PD) é o mais comumente utilizado em aplicações em sistemas de controle para a compensação de processos com ou sem atraso. Isso é atribuído ao fato de possuir ótimo desempenho em uma larga faixa de operação, bem como devido à sua simplicidade funcional.

A expressão matemática no domínio da transformada de Laplace do controle PID é a seguinte:

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.1)$$

em que K_c é o ganho proporcional, T_i é a constante de tempo integral e T_d é a constante de tempo derivativo. Se T_i for ajustado em um valor muito elevado (grosso modo, próximo ao infinito) e T_d for nulo, caracterizando um controle proporcional, o valor da saída será sempre menor que o valor desejado em regime permanente. A introdução da ação integral facilita a obtenção da igualdade entre o valor medido o valor desejado, quando um erro constante produzir um incremento na saída do controlador. A inclusão da ação derivativa significa que mudanças no valor desejado podem ser antecipadas e uma correção adequada realizada antes que a alteração se manifeste.

Na prática, não é comum a implementação da estrutura mencionada na equação (2.1) (Astrom e Wittenmark [10]). Esses autores relatam as estruturas mais comuns:

- um controlador PID com um filtro no diferenciador. Essa estrutura reduz a tendência de o diferenciador amplificar ruídos de alta frequência,
- um controlador PID cuja ação derivativa age somente no valor medido. Não produz um demasiado sinal de controle em resposta às variações no valor desejado.
- estrutura I-PD, em que os termos proporcional e derivativo agem no valor medido.

Basicamente, as características importantes do PID são: fornecer realimentação, eliminar erros em regime permanente através da ação integral e "antecipar" erros futuros por meio da ação derivativa.

2.2.2 – DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PID

Isermann [63] enumerou alguns critérios para a determinação de parâmetros do controlador PID e suas variações:

- minimização de um critério de desempenho,
- utilização do algoritmo de síntese direta,
- uso de métodos iterativos,
- uso de regras de sintonia.

Os dois primeiros critérios são adequados para o projeto em que os índices de desempenho são rigorosos ou quando ocorrem mudanças no comportamento do processo. Os dois últimos critérios são utilizados quando não há especificação de desempenho ou quando o comportamento do processo faz com que o controle seja mais fácil. No entanto, a aplicação

do controlador PID é questionável em tais aplicações, particularmente se o processo possuir um elevado tempo de atraso.

O controle de processos com estrutura ou parâmetros desconhecidos (ou variáveis) pode ser conseguido das seguintes maneiras [63]:

- um controlador auto-ajustável pode ser projetado de maneira a permitir uma variação nos parâmetros do controlador quando os parâmetros do processo variarem,
- pode ser projetado um controlador que seja robusto às variações dos parâmetros do processo. Alternativamente, tal projeto pode ser realizado de maneira a satisfazer medidas de robustez mais simples (por exemplo, especificações de margem de ganho ou margem de fase).

2.2.2.1- MINIMIZAÇÃO DE UM CRITÉRIO DE DESEMPENHO

Vários métodos de otimização podem ser usados para o projeto de controladores PID. Uma vantagem do uso desses métodos é a determinação de um único conjunto de valores de parâmetros. Regras de sintonia utilizadas para minimizar tais critérios têm sido relatadas por muitos autores. Rovira *et al.* [123], por exemplo, representam um processo por um modelo de primeira ordem com atraso e definem os parâmetros de sintonia para os controles PI e PID, baseados na minimização dos critérios IAE (integral do valor absoluto do erro) e ITAE (integral do valor absoluto do erro ponderado pelo tempo). Os parâmetros ótimos encontrados são usados separadamente a fim de se manter o erro de rastreamento pequeno (desempenho de acompanhamento) e manter o sinal de saída em resposta a um distúrbio de entrada (rejeição de perturbações). As regras são aplicadas a valores de atraso entre 0,1 e 1,0 vezes a constante

de tempo. Regras de sintonia dessa natureza são também discutidas por Nishikawa *et al.* [105], Kaya e Scheib [72], Seborg *et al.* [128], Wang *et al.* [154], Zhuang e Atherton [172], [173], Ho *et al.* [55], dentre outros.

O critério de desempenho pode ser minimizado analiticamente para se determinar os parâmetros do controlador. Harris e Mellichamp [52], por exemplo, utilizam uma estratégia de sintonia de controladores PI ou PID de maneira a obedecer critérios de malha fechada. Esses critérios são baseados em índices tais como razão de pico ressonante, margem de fase e frequência máxima de ressonância. Outros métodos analíticos incluem aqueles definidos por Dumont *et al.* [42], Penner [115], Zevros *et al.* [166], Lee *et al.* [84], Schei [127] e Abbas e Sawyer [1]. Pemberton [114] relata que se o atraso puder ser aproximado por zero, os parâmetros ótimos dos controladores PI e PID podem ser diretamente calculados para um modelo de primeira ordem mais atraso e para um de segunda ordem mais atraso, respectivamente. No entanto, as respostas em malha fechada correspondentes possuem oscilações, devido a erros existentes entre o modelo e o processo.

Concluindo, as estratégias de projeto relacionadas à minimização de um critério de desempenho podem ser divididas principalmente em métodos baseados em regras de sintonia e métodos analíticos. Como mencionado anteriormente, aqueles baseados em regras de sintonia são adequados para projetos em que as exigências dos índices de desempenho são mais simples de serem implementadas. Os métodos analíticos são utilizados para projetos com exigências mais complexas (Isermann [63]).

2.2.2.2 – SÍNTESE DIRETA

Um algoritmo de síntese direta é aquele que obtém os parâmetros de um controlador, sendo dada a resposta em malha fechada que se deseja. Isso pode ser feito especificando os pólos desejados de malha fechada, por exemplo. No entanto, o mais comum é utilizar a função de transferência desejada. Este método inclui estratégias de alocação de pólos para projeto de controladores PID, bem como técnicas que permitem a obtenção de valores de margem de ganho e margem de fase.

Os parâmetros dos controladores podem ser definidos no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Um método de projeto definido no domínio do tempo é descrito por Chiu *et al.* [23], que define algoritmos para o projeto de controladores PI e PID baseados na constante de tempo da resposta do sistema em malha fechada. Um modelo de primeira ordem mais atraso é utilizado no caso de um PI e um modelo de segunda ordem mais atraso no caso de um PID. Outras estratégias no domínio do tempo são discutidas em detalhes por Pemberton [114], Hwang e Chang [59], Seborg *et al.* [128], Aguirre [2], Hwang [58], Hwang e Shiu [60], Shafiei e Shenton [131], Jacob e Chidambaram [66], Jung *et al.* [68] e Chien *et al.* [20]. Métodos no domínio da frequência são descritos por Sanathanan e Quinn [124] e Barnes *et al.* [13]. Esses últimos autores, por exemplo, projetam um PID para um processo com atraso minimizando a soma dos erros quadráticos entre os gráficos polares real e desejado.

Os parâmetros do controlador também podem ser definidos utilizando especificações como margem de ganho e/ou de fase. Ho *et al.* [55], por exemplo, sugerem fórmulas analíticas simples de ajuste de parâmetros de controladores usando essas duas especificações.

Outros autores que utilizam tais especificações em seus projetos incluem Astrom e Hagglund [6], De Paor e O'Malley [36], Hagglund e Astrom [48], Schei [127], Leva [89], Venkatashankar e Chidambaram [148] e Voda e Landau [150].

Em suma, um algoritmo de síntese direta é aquele que resulta em um controlador originado de uma dada resposta em malha fechada. Há, é claro, alguma sobreposição entre os métodos discutidos nessa seção e os métodos que envolvem minimização de um critério de desempenho. As duas estratégias são adequadas para o projeto de controladores para processos com atrasos (Isermann [63]), desde que existam índices de desempenho bem definidos.

2.2.2.3 – MÉTODOS ITERATIVOS

A escolha de parâmetros apropriados de um compensador também pode ser efetuada experimentalmente (por exemplo, por sintonia manual) ou utilizando abordagem gráfica. Tal abordagem pode ser realizada no domínio do tempo (usando lugar das raízes, por exemplo) ou no domínio da frequência (usando diagrama de Bode, por exemplo). Talvez uma maioria de métodos de sintonia pudessem ser considerados iterativos, uma vez que o compensador é freqüentemente monitorado. Aqui consideram-se apenas aqueles métodos nos quais há a necessidade de um determinado número de tentativas para se obter um compensador satisfatório.

Uma abordagem experimental típica de sintonia em que se utiliza tentativa e erro é discutida por Seborg *et al.* [128], que sugerem o seguinte:

- ajustar T_d a um valor mínimo e T_i a um valor máximo,

- fazer K_c pequeno e colocar o controlador no modo automático (se apropriado),
- aumentar K_c em pequenos incrementos até que se obtenha o ciclo contínuo, após uma pequena alteração na referência ou na carga. Deve-se fazer o ajuste de K_c como metade do valor encontrado,
- diminuir T_i em pequenos incrementos até que o ciclo ocorra novamente. Deve-se ajustar T_i como três vezes esse valor,
- aumentar T_d até a ocorrência de novo ciclo. Deve-se ajustar T_d como um terço do valor encontrado.

Outras abordagens são relatadas por Deshpande e Ash [38] e De Santis [37]. Essa sintonia (utilizando tentativa e erro) com uma abordagem experimental possui algumas desvantagens, no entanto. Seborg *et al.* [128] comentam a exigência de que o processo seja levado ao limite de sua estabilidade, bem como a demora de se obter os parâmetros. Além disso, tal abordagem não se aplica a processos de malha aberta instáveis.

No projeto que utiliza lugar das raízes, o processo é supostamente bem representado por um modelo de segunda ordem. Baseia-se na localização de pólos dominantes e é utilizado no projeto de controladores PD (Kuo [77], Philips e Harbor [116]), controladores PI (Dorf [40], Kuo [77]) e controladores PID (Kuo [77], Philips e Harbor [116]).

Já no projeto que utiliza diagrama de Bode, o processo não é necessariamente representado por um modelo de segunda ordem. A abordagem pode também ser utilizada para projeto de controladores PD (Kuo [77]), PI e PID (Kuo [77]), Philips e Harbor [116]).

Alternativamente, pode ser empregada uma abordagem analítica. No domínio do tempo, o critério baseia-se na localização de pólos e/ou zeros no lugar das raízes. No domínio da frequência o objetivo é obter uma desejada margem de fase (Philips e Harbor [116]). Aliás, esses últimos autores mostram, em uma simulação, uma resposta ao degrau de um

sistema compensado que possui um sobre-sinal de 22% maior que a especificação, indicando que o método utilizado (no domínio do tempo) deve ser considerado iterativo. Tais imprecisões são típicas, devido aos erros cometidos na modelagem dos processos.

Em linhas gerais, a abordagem iterativa fornece uma primeira aproximação para os parâmetros desejados do controlador. Os métodos descritos se mostram adequados para especificações de desempenho menos rígidas. Podem ser utilizados em controle de processos com atrasos, embora haja a necessidade de uma modelagem mais precisa.

2.2.2.4 – REGRAS DE SINTONIA

Muitos autores têm utilizado regras de sintonia para a determinação dos parâmetros de um controlador PID. Na maioria dos casos, sua principal motivação é a facilidade de seu uso, bem como a dificuldade de se obter bons modelos de maneira a aplicar outras estratégias de ajuste mais precisas. No entanto, regras de sintonia fornecem parâmetros que não são ótimos na maioria dos casos. Nesta seção, são consideradas regras baseadas na medição da função degrau (também chamados métodos de curva de reação) e regras baseadas na obtenção de parâmetros na frequência crítica (também chamados métodos de ciclo contínuo).

O método de curva de reação foi originalmente sugerido por Ziegler e Nichols [175], que representaram um processo por um modelo de primeira ordem mais atraso, estimaram os parâmetros do modelo e definiram os controles P, PI e PID do processo. Tal método refere-se à manutenção da razão de amplitudes de duas oscilações sucessivas da saída em malha fechada em 0,25, para alterações na referência e na entrada de perturbações. Outras regras semelhantes a essas são definidas por Cohen e Coon [28], muito embora a resposta, nesse

caso, tenda a ser mais agressiva que àquela obtida pelas regras de Ziegler e Nichols [175]. Ambas as regras se aplicam para valores de atraso em uma faixa de 0,1 a 1,0 vezes a constante de tempo. Yuwana e Seborg [165], Deshpande e Ash [38], Seborg *et al.* [128], e Ho *et al.* [55] discutem em detalhes as características e operações das regras de sintonia de Ziegler e Nichols [175] e/ou Cohen e Coon [28]. Seborg *et al.* [128] sugerem que as vantagens das estratégias baseadas nos métodos de curva de reação são as seguintes: a necessidade de apenas um único teste, a não utilização do procedimento de tentativa e erro e a facilidade de cálculo dos parâmetros do controlador. A principal desvantagem refere-se a possibilidade da ocorrência de mudanças de carga durante o teste que possa distorcer os resultados obtidos.

Um dos primeiros métodos de sintonia baseados na utilização da frequência crítica foi definido por Ziegler e Nichols [174] para a sintonia dos controles P, PI e PID de um processo que pode ou não incluir o atraso. A regra estabelece levar o sistema à estabilidade marginal sob controle proporcional, registrar o ganho nessa condição e o período de oscilação da saída, e calcular os parâmetros de sintonia baseados nesses valores. Ho *et al.* [55] mostram que as regras implicitamente constroem uma margem de estabilidade adequada relacionada ao sistema compensado. Krishnaswamy *et al.* [75] afirmam que as regras se mostram robustas em relação a ruídos e variações dos parâmetros do processo. Uma desvantagem que pode ser registrada é a possibilidade de o sistema se tornar instável sob controle proporcional.

Outros autores que discutem as especificações e implementações dos algoritmos de ciclo contínuo incluem Yuwana e Seborg [165], Astrom e Hagglund [6], Lee [85], Astrom *et al.* [9], Lee *et al.* [86], Hang *et al.* [50], Ho *et al.* [55], dentre outros.

Outros tipos de regras têm sido relatadas. Da Silva *et al.* [30], por exemplo, apresentam uma abordagem baseada em reconhecimento de padrões. Zhao *et al.* [170] usam

lógica nebulosa para a determinação do controle PID, em um ambiente "on-line". Li [90] utiliza sistemas especialistas em sua abordagem.

Assim, as características relacionadas às regras de sintonia são a facilidade de sua utilização e a dificuldade de se representar um modelo adequado de maneira a empregar estratégias de sintonia mais precisas. Os métodos relatados nessa seção são mais adequados se houver especificações de desempenho mais simples e quando o processo possui um atraso não dominante.

2.2.3 – CONTROLADORES ROBUSTOS

Este tópico trata do projeto de controladores PI e PID na presença de dinâmicas não-modeladas ou quando os parâmetros do processo "desviam-se" dos valores do modelo. Em alguns casos, a robustez do sistema em relação às variações desses parâmetros tem sido considerada como um meio de avaliação da estratégia do controle. Tipicamente, a robustez do projeto é verificada através do cálculo da sensibilidade da função de transferência em malha fechada em relação às mudanças nos parâmetros. Em outros casos, têm sido utilizadas medidas de robustez mais simples. Um exemplo típico é o projeto de controladores baseados na margem de ganho e/ou na margem de fase. Outras estratégias de controle robusto no domínio da frequência são discutidos por Rivera *et al.* [121], Dorf [40], Seborg *et al.* [128], Marquez *et al.* [96] e Kristiansson e Lennartson [76].

Alternativamente, outras estratégias robustas podem ser utilizadas no projeto de controladores para processos SISO. Kawabe e Katayama [70], por exemplo, sugerem um controlador I-PD em que os parâmetros são ajustados de maneira a minimizar o critério ISE.

O atraso é representado por uma aproximação de Padé de primeira ordem. Hayes e Holohan [53] usam resultados da teoria de controle robusto para a sintonia de controladores PID quando a planta é modelada de maneira pobre, não-linear, com atraso variável e/ou possui muitos pontos de operação. A abordagem considera exigências de desempenho e estabilidade robustas, sendo que os parâmetros são estimados numericamente.

Em suma, a robustez de um projeto de um controlador PID pode ser obtida utilizando uma variedade de métodos. Estabilidade e critérios robustos devem ser considerados índices a serem obedecidos dentro do projeto.

2.2.4 – CONTROLADORES EM AVANÇO, ATRASO E AVANÇO-ATRASO

São alternativas mais simples que os controladores PID descritos anteriormente. Os projetos são baseados em lugar das raízes (domínio do tempo) ou na utilização de diagramas de Bode (domínio da frequência). No domínio do tempo, o processo com atraso é representado por um modelo sem atraso; os procedimentos do projeto do controlador podem, então, ser aplicados. Obviamente, essa modelagem pode ocasionar um erro demasiadamente grande no projeto, afetando sua aceitação em muitas situações. No domínio da frequência, o atraso aparece como um atraso de fase extra. O projeto é, então, realizado da mesma maneira que aqueles cujos processos são livres de atraso. Pouco trabalho tem sido realizado no projeto de tais controladores, especificamente para processos com atrasos.

2.3 – CONTROLADORES ESTRUTURALMENTE OTIMIZADOS

Esses controladores referem-se àqueles em que suas estruturas e seus parâmetros são adaptados de maneira ótima à estrutura e parâmetros do modelo do processo. Esse tópico trata do uso de tais controladores para compensar processos com atrasos. São discutidos:

- o corretor de Smith,
- métodos de síntese direta, tipicamente baseados no projeto de um controlador que satisfaça especificações de desempenho,
- métodos de projeto de controle ótimo, que podem ser baseados em variância mínima ou controle linear quadrático,
- controladores preditivos e
- outras estratégias de compensação.

2.3.1 – O CORRETOR DE SMITH (CS)

Smith [135] definiu um método (posteriormente chamado de corretor de Smith) para o controle de um processo com atraso. O método baseia-se na remoção do atraso da malha de controle. Um controlador é projetado para a parte do processo livre do atraso. Ou seja, um controlador C' é determinado para um processo $Gp e^{-s\tau}$ tal que a função de transferência em malha fechada desejada seja $\frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p} e^{-s\tau}$ (com C' , G_c e G_p funções de Laplace; τ é o atraso).

No entanto,

$$\frac{C' G_p e^{-s\tau}}{1 + C' G_p e^{-s\tau}} = \frac{G_c G_p e^{-s\tau}}{1 + G_c G_p} \quad (2.2)$$

Assim,

$$C' = \frac{G_c G_p e^{-s\tau}}{G_p(1 + G_c G_p)e^{-s\tau} - G_c G_p^2 e^{-2s\tau}} = \frac{G_c}{1 + G_c G_p(1 - e^{-s\tau})} \quad (2.3)$$

A implementação desse controlador é mostrada a seguir:

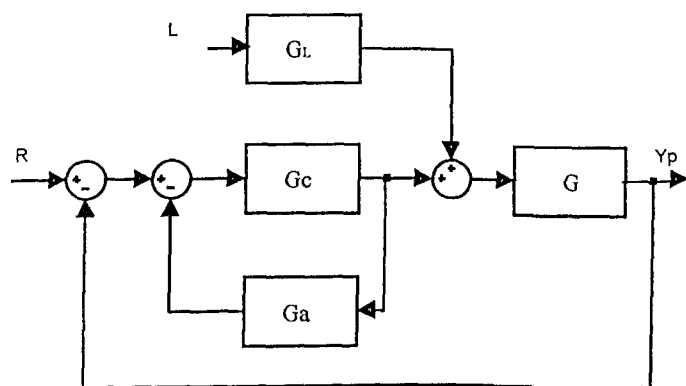


Figura 2.1 – Implementação do Corretor de Smith

$G = G_p \cdot e^{-s\tau}$ e $G_a = G_p(1 - e^{-s\tau})$. G_L é o modelo referente às perturbações, G_c é a função de transferência do controlador, Y_p é a saída do sistema, R é a entrada de referência e L é o sinal de entrada relacionado às perturbações. Uma implementação alternativa é mostrada a seguir (nesse caso, G_p e τ são modelados por G_m e τ_m).

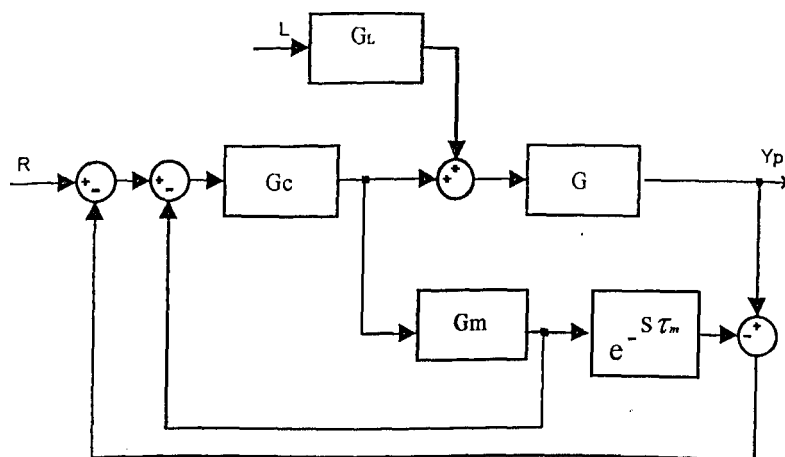


Figura 2.2 – Implementação alternativa do Corretor de Smith

A função de transferência em malha fechada para seguimento de referência desse sistema é:

$$\frac{Y_p}{R} = \frac{G_c G_p e^{-s\tau}}{1 + G_c G_m + G_c (G_p e^{-s\tau} - G_m e^{-s\tau_m})} \quad (2.4)$$

Para compensação ideal, o termo $G_c (G_p e^{-s\tau} - G_m e^{-s\tau_m})$ deve ser igual a zero.

2.3.2 – CONTROLE VIA MODELO INTERNO (IMC)

Seborg *et al.* [128] e Morari e Zafiriou [104] discutem o projeto da estratégia IMC em detalhes. O diagrama de blocos é mostrado na figura 3.4. Também pode ser mostrado que:

$$Y_p = \frac{G_c G}{1 + G_c (G - G_m)} R + \frac{1 - G_c G_m}{1 + G_c (G - G_m)} L \quad (2.5)$$

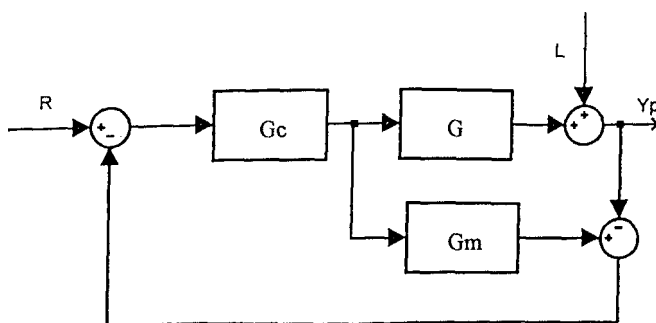


Figura 2.3 – Diagrama de blocos da estrutura IMC

A estrutura IMC é claramente análoga com a do CS. Vandeursen e Peperstraete [146] mostram que tal estrutura é uma generalização do CS modificado por Watanabe *et al.* [157].

Morari e Zafiriou [104] elaboram um projeto robusto baseado na estrutura IMC. Os autores implementam o método para o controle de um processo de primeira ordem mais atraso. Morari [103] e Datta e Ochoa [31] também analisam critérios de robustez em detalhes.

A compensação de processos MIMO com atrasos, utilizando a abordagem IMC, é descrita por Garcia e Morari [45], Wu e Tseng [161] e Wu *et al.* [162].

2.3.3 – MÉTODOS DE SÍNTESE DIRETA

O algoritmo de síntese direta resulta em um controlador obtido a partir de uma resposta dada em malha fechada, como mencionado anteriormente. Esses métodos podem ser utilizados para especificar os parâmetros de controladores de baixa ordem, tais como PI, PID ou avanço-atraso. Para processos que incluem atrasos, controladores de baixa ordem são especificados aproximando o atraso por um polinômio racional.

No método de síntese de Seborg *et al.* [128], o projeto refere-se a processos com atraso. Se o processo for representado por uma estrutura de primeira ordem mais atraso, por exemplo, então

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-sr}}{1 + sT} \quad (2.6)$$

Se a resposta desejada em malha fechada for:

$$\left(\frac{C}{R} \right)_d = \frac{K_d e^{-s\tau_d}}{1 + sT_d}, \quad \tau_d \geq \tau \quad (2.7)$$

Então,

$$G_c(s) = \frac{1}{G_p(s)} \frac{\left(\frac{C}{R}\right)_d}{1 - \left(\frac{C}{R}\right)_d} = \frac{1+sT}{K_p e^{-sr}} \frac{K d e^{-srd}}{1+sTd - K d e^{-srd}} \quad (2.8)$$

Métodos de síntese direta também são analisados por Sanathanan e Quinn [124]. Os autores implementam um controlador de baixa ordem para processos de alta ordem com atraso, por comparação entre as respostas em frequência desejada e do sistema compensado, baseado em um modelo de referência.

2.4 – MÉTODOS DE CONTROLE ÓTIMO

2.4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Esse tópico considera o desenvolvimento de técnicas de projeto ótimo de maneira a especificar os parâmetros do compensador para controle de processos com atraso. O processo é suposto ser linear variante no tempo e ruídos podem estar presentes. O controlador é determinado por algum dos critérios de minimização. Astrom e Wittenmark [10] discutem alguns critérios de controle ótimo. Um deles minimiza a variância da variável controlada. Outros utilizam o controle quadrático linear (LQ) ou o controle linear quadrático gaussiano (LQG), caso ocorram distúrbios estocásticos.

2.4.2 – ABORDAGEM DO PROJETO ENTRADA-SAÍDA

Estratégias de projeto LQ no domínio contínuo para processos com atrasos são discutidos por Semino e Scali [130]. Esses autores, por exemplo, calculam os parâmetros usando a estratégia IMC.

Controladores ótimos podem também ser projetados no domínio discreto. Astrom e Wittenmark [10], Landau [80] e Isermann [64], por exemplo, discutem em detalhes o projeto de controladores MV (variância mínima) e LQ. Isermann [64] estende as técnicas citadas para processos MIMO com atraso.

O projeto e implementação de compensadores MV são discutidos em detalhes por Ren [120] e Al-Chalabi e Khalil [3]. A estratégia MV pode também ser utilizada para o projeto de processos MIMO com atrasos conhecidos. Borison [15] e Chien *et al.* [21] discutem essas aplicações do método em detalhes. Há possibilidade de se associar a estratégia MV com algumas das estratégias discutidas anteriormente. Palmor [111], por exemplo, afirma que o controlador baseado em síntese direta obtido por Dahlin [29] pode ser considerado como um de variância mínima. Seborg *et al.* [129] comentam que o controlador MV pode ser interpretado como um controlador PID somado a outros termos adicionais.

O projeto e implementação de compensadores LQ são discutidos em detalhes por Chien *et al.* [21], Seborg *et al.* [129] e Chen e Zhang [19]. Clark [27] mostra que a implementação do controlador LQ para o controle de processos com atraso pode ser considerado semelhante ao CS. No entanto, o autor argumenta que o método pode controlar processos instáveis em malha aberta (ao contrário do CS). A estratégia LQ também pode ser

utilizada no projeto de compensadores para processos MIMO com atrasos. Koivo [73], Dugard *et al.* [41], Scattolini [126] e Chai [18] discutem a aplicação do método.

2.4.3 – ABORDAGEM DO PROJETO EM ESPAÇO DE ESTADOS

Abordagens nos domínios contínuo e discreto têm sido relatadas para a especificação de controladores ótimos. Anderson e Moore [5], por exemplo, demonstram que um controlador de estado LQ projetado de maneira ótima é estável se $\tau < \pi/3\omega_r$, onde ω_r é a frequência em que a magnitude do processo é unitária e τ é o atraso. Chyung [24] e Paraskevopoulos e Samiotakis [113] discutem o controle ótimo de processos SISO, no domínio contínuo, pela minimização de uma função custo LQ.

Controladores ótimos quadráticos também podem ser definidos no domínio discreto, utilizando espaço de estados. Joshi e Kaufman [67] e Middleton e Goodwin [101] consideram o projeto de tais controladores. Middleton e Goodwin [101] projetam o compensador no domínio δ . A estratégia LQ pode também ser usada no projeto de compensadores para processos MIMO. Ray [119] apresenta uma formulação geral do problema de controle de processos MIMO. O autor utiliza a estratégia LQ e discute alguns dos resultados fundamentais do controle ótimo de sistemas com atraso.

2.4.4 – OUTRAS ESTRATÉGIAS DE OTIMIZAÇÃO

Dentro desse tópico, uma outra estratégia envolve a determinação da função de controle que leva o sistema a um estado desejado em um curto tempo. Algoritmos baseados

na determinação desse controle no domínio contínuo são definidos por Latour *et al.* [81] e Lin *et al.* [91]. Outras abordagens são definidas no domínio discreto por Lublisky e Fradkov [92].

2.5 – CONTROLE PREDITIVO

Soeterboek [136] afirma que tal controle obtém um controlador de maneira que a saída prevista do processo seja próxima da saída desejada. É definida uma função custo a ser otimizada, com algumas restrições. O autor determina uma ação de controle preditiva uniforme. Tal ação pode ser resumida como o monitoramento de variáveis controladas $y(k+n)$ de maneira a rastrear tão próximo quanto possível a referência desejada $r(k+n)$ a partir de n amostras. Isso é realizado em cada instante de amostragem k pelo cálculo da sequência futura $r(k+n)$, minimizando uma função custo adequada.

Kwon [78] compara as estratégias MPC (controle preditivo com a utilização de modelo) e GPC (controle preditivo generalizado) quando aplicadas ao controle de processos não-lineares. São exploradas as propriedades de robustez e estabilidade, bem como reportadas um grande número de aplicações industriais.

A estratégia GPC e relevantes implementações são discutidas em detalhes por Clark *et al.* [25], [26], Demircioglu e Gawthrop [33], Fisher [44] e Yamamoto *et al.* [163]. Camacho e Bourdons [16] representam o processo por um modelo de primeira ordem mais atraso e aplicam a estratégia GPC de maneira a calcular a lei de controle.

2.6 – OUTRAS ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO

A estratégia de controle "feedforward" (na maioria das vezes associada com a realimentação) também pode ser utilizada para compensar um processo com atraso. Se perturbações agem na variável controlada, um elemento com função de transferência igual ao recíproco do processo pode ser utilizado para eliminar o efeito de tais distúrbios.

Isermann [64] relata vários métodos para o projeto de um controlador "feedforward" associado com um controle por realimentação para um processo com atraso no domínio discreto. São baseados no uso de uma estratégia de otimização de parâmetros, o uso de técnica de variável de estado e o uso de um método de projeto LQG. A desvantagem do controle "feedforward" é a exigência do conhecimento preciso do processo. Pode ser utilizada uma implementação adaptativa, em que os parâmetros são atualizados continuamente.

Outros autores que analisam o controle "feedforward" para processos com atraso são Palmor e Powers [110] (utiliza tal controle juntamente com o CS), Hagglund e Astrom [48], Morari e Zafiriou [104], Astrom *et al.* [9] e Chyung [24]. Astrom *et al.* [9], por exemplo, sugerem que se o processo puder ser representado por um modelo de primeira ordem mais atraso e se as condições (a) $\tau_m/T_m \leq 0.6$ e (b) o produto entre o ganho crítico e o ganho do processo for maior que 2.25 não forem satisfeitas, então a compensação "feedforward" associada à realimentação pode ser utilizada. Cabe ressaltar que τ_m é o atraso e T_m é a constante de tempo do modelo.

A estratégia "feedforward" também pode ser utilizada para compensar processos MIMO com atraso. Chai [18] e Gawthrop e Nomikos [46] analisam a abordagem em detalhes.

Muitas outras estratégias de compensação não se englobam nas categorias discutidas anteriormente. Várias delas tratam basicamente das condições de estabilidade de processos com atraso.

A robustez dos projetos de compensadores é algo que tem merecido a atenção dos especialistas ultimamente. Alguns autores utilizam técnicas baseadas em lógica nebulosa (Dawson e Gao [32]), redes neurais (Ishida e Zhan [65]), controladores de estrutura variável (El-Khazali [43]), controladores de modo deslizante (Camacho *et al.* [16]) e sistemas especialistas (Wong *et al.* [160]).

2.7 – CONCLUSÕES

A escolha de um esquema de controle com parâmetros otimizados (tipicamente um controlador PID) depende de uma série de fatores, como foi relatado anteriormente. Um fato que é por demais mencionado é que o controlador PID e suas variações não são adequados para o controle de processos cujas dinâmicas são dominadas pelo tempo de atraso.

Shinskey [132] propõe uma série de testes, relacionados a desempenho e robustez, em que compara algumas estratégias de controle. São considerados também o controle de processos com constante de tempo e atraso dominante. O autor conclui que os controladores obtidos através de modelos com atraso (tais como o corretor de Smith) possuem melhor desempenho que os controladores PID, se aqueles são sintonizados de maneira a minimizar o critério IAE. É destacado que o controlador adequado para determinada situação depende do tipo de processo a ser controlado e a importância relativa dada ao desempenho e à robustez. Se for desejado um melhor desempenho, o autor sugere uma estratégia de controle

"feedforward/feedback". Caso o desempenho de um controlador por realimentação for aceitável, mas sua robustez não seja, o autor indica um controle auto-ajustável.

Em resumo, os controladores com parâmetros otimizados (e especificamente o controlador PID) são apropriados para a compensação de processos com atraso não-dominante. Para um processo com atraso dominante, uma possibilidade é converter o processo em um processo com atraso não-dominante (usando um corretor de Smith) e então projetar um controlador com parâmetros otimizados nessa estrutura.

Este capítulo também mostrou vários métodos para a compensação de processos com atraso, utilizando controladores estruturalmente otimizados. O vasto espectro de abordagens, bem como a escolha da melhor estratégia de compensação sugerem a inexistência de um método ideal para todas as situações. Tais controladores são apropriados para a compensação de processos com atraso dominante, quando a estrutura do controlador, bem como seus parâmetros podem ser adaptados de maneira ótima em relação à estrutura e aos parâmetros do modelo.

CAPÍTULO III

O CORRETOR DE SMITH E SUAS VARIAÇÕES

3.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como afirmado anteriormente, o atraso é um sério obstáculo no projeto de sistemas de controle. Controladores convencionais, do tipo PID, podem ser utilizados quando esse atraso é pequeno. No entanto, quando o processo exibe um atraso maior, tal controle se mostra pobre, principalmente no que se refere à estabilidade. Também foi mencionado que Smith [135] propôs uma técnica de compensação que utiliza um modelo matemático do processo na malha interna de realimentação. Tal estrutura resulta na eliminação do atraso na equação característica do sistema em malha fechada. Assim, o controlador pode ser projetado sem considerar o atraso. Trata-se de um método simples e eficiente. No entanto, possui também algumas desvantagens, tais como baixa robustez, características ruins de rejeição de perturbações e falhas significativas no controle de processos instáveis e integradores.

Algumas modificações propostas ao longo dos anos são mostradas nesse capítulo. O controle de processos integradores (objetivo maior desse trabalho) e suas inúmeras abordagens serão relatados em maiores detalhes no próximo capítulo.

3.1.1 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR MARSHALL

Marshall [97] propôs uma modificação na estrutura do corretor de Smith, envolvendo o projeto de compensadores extras nos dois caminhos de realimentação, de maneira a reduzir o efeito das perturbações. O diagrama de blocos da estrutura proposta é mostrada na figura 3.1.

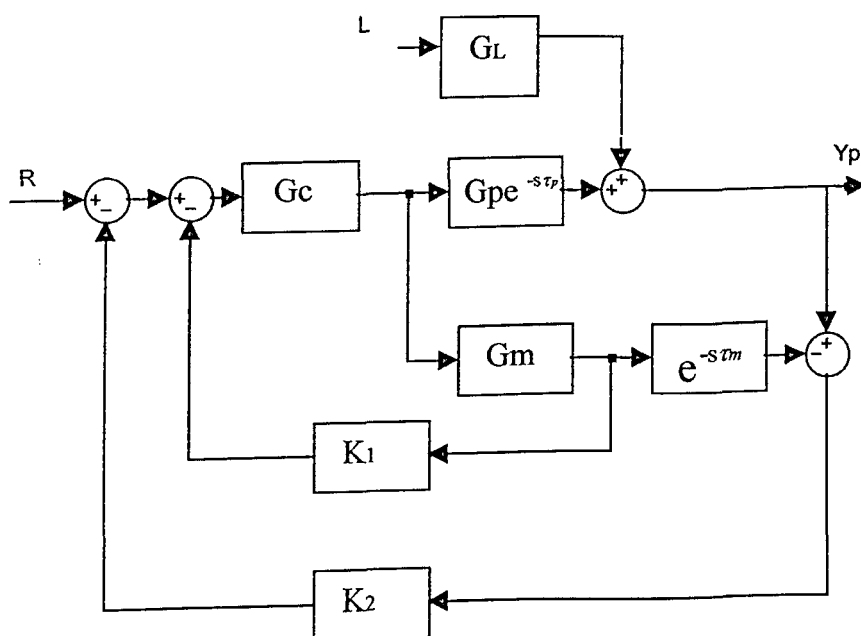


Figura 3.1 – Estrutura modificada do CS proposta por Marshall

O autor refere a essa estrutura como uma extensão do Corretor de Smith. As respostas de seguimento de referência e de regulação podem ser alteradas, embora de maneira não independente, variando K_1 e K_2 quando ocorrer erro entre o modelo e o processo. Na ausência de erro, K_1 é utilizado no projeto da resposta de seguimento e K_2 para o projeto da resposta regulatória.

Vários autores analisam variações dessa estrutura. Watanabe e Ito [156] e Watanabe *et al.* [157] consideram o caso em que $K_1=1$ e K_2 é um compensador avanço-atraso, de maneira a melhorar a resposta regulatória. Os autores também afirmam que essa implementação se mostra superior em relação à rejeição de perturbações na presença de um pequeno erro de modelagem. Romagnoli *et al.* [122] implementam um esquema similar, em que o controlador é especificado como uma função dos parâmetros do modelo e da estimação do erro entre o comportamento da planta e sua descrição matemática. Hammerstrom e Waller [49] e Wong e Seborg [159] também discutem essa proposta.

Marshall [97] sugere uma modificação adicional à estrutura do Corretor de Smith, como mostrado na figura 3.2.

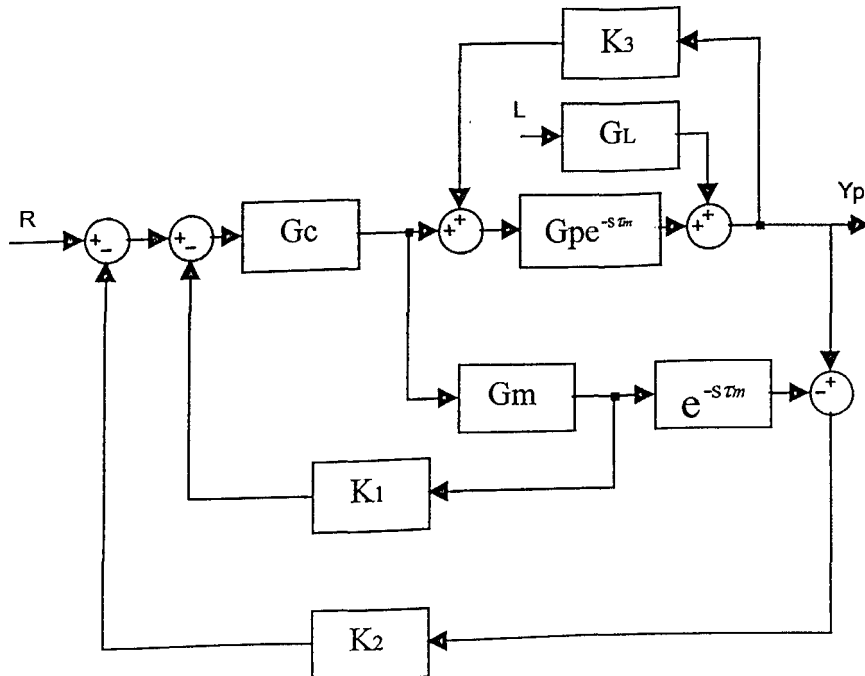


Figura 3.2 – Segunda estrutura modificada do CS proposta por Marshall

As respostas de seguimento de referência e regulatória podem ser alteradas, embora não independentemente, variando K_1 , K_2 e K_3 .

3.1.2 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR KANTOR E ANDRES

Kantor e Andres [69] apresentam uma versão modificada do Corretor de Smith em que um filtro é adicionado na malha de realimentação interna. Os autores mostram que o erro de regime é eliminado com um controle proporcional no caminho direto da malha.

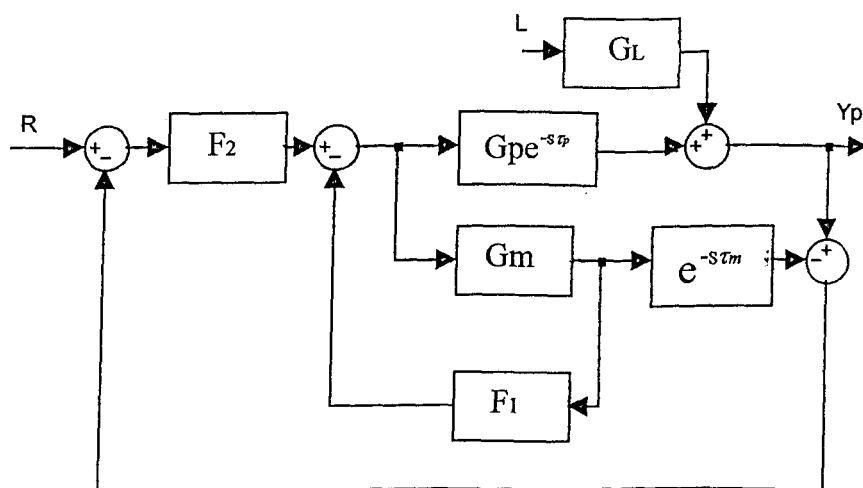


Figura 3.3 – Estrutura modificada do CS proposta por Kantor e Andres

F_1 é utilizado para otimizar a resposta de seguimento de referência e F_2 para otimizar a resposta regulatória ou vice-versa (na ausência de erro entre o processo e o modelo).

3.1.3 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR PALMOR E POWERS

Palmor e Powers [110] propuseram uma alteração no CS, envolvendo o caminho do sinal de perturbação que age no processo, de maneira a permitir uma melhora no desempenho da regulação do sistema. Uma nítida desvantagem dessa abordagem é a complexidade da estrutura resultante, como mostra a figura a seguir.

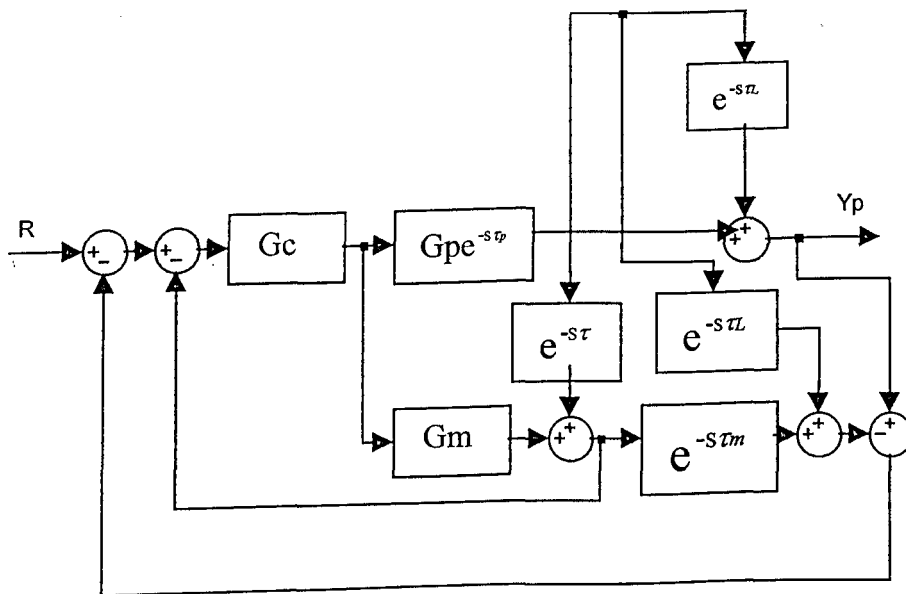


Figura 3.4 – Estrutura modificada do CS sugerida por Palmor e Powers

3.1.4 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR HUANG *et al.*

Huang *et al.* [56] sugerem a inclusão de um compensador no caminho direto do corretor, para a finalidade de rejeição de perturbações. Tal compensador deve ser ajustado de maneira a não influenciar na estabilidade robusta do sistema compensado.

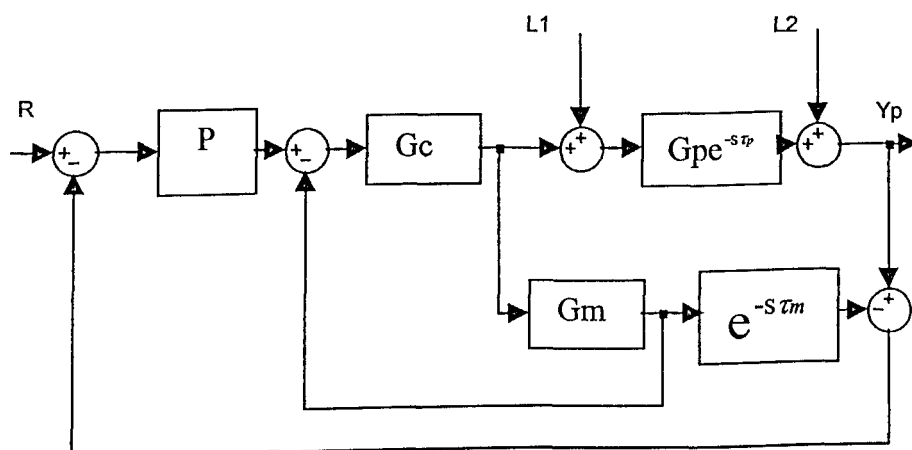


Figura 3.5 – Estrutura modificada do CS sugerida por Huang *et al.*

O compensador P é utilizado para reduzir o efeito do erro de modelagem. O método resulta na rejeição adequada das perturbações de entrada e saída e não exige conhecimento anterior das características das referidas perturbações. Os autores declaram que o método melhora o desempenho do sistema sem colocar em risco sua estabilidade. Palmor e Blau [109] implementam esta idéia para rejeição de perturbações, porém com valores menos conservativos do compensador que aqueles definidos por Huang *et al.* [56]. Os autores observam que o comportamento de seguimento de referência e regulatório do CS modificado se mostram melhores que o conseguido com o correspondente controle PID.

3.1.5 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR BENOURETS E ATHERTON

Benouarets e Atherton [14] sugerem a inclusão de um compensador na malha de realimentação da saída do processo ou na saída do modelo de uma estrutura do CS. O projeto é realizado utilizando aproximação de Padé para o atraso.

A inclusão do caminho A ou caminho B depende se $\tau_m < \tau_p$ ou $\tau_m > \tau_p$, respectivamente:

$$F(s) = 1 - e^{-s(\tau_m - \tau_p)}, \tau_m > \tau_p \text{ e } F(s) = 1 - e^{-s(\tau_p - \tau_m)}, \tau_p < \tau_m.$$

Segundo os autores, F reduz o efeito do erro e melhora as respostas de seguimento de referência e regulatória. Trata-se, no entanto, de uma estrutura por demais complexa.

O diagrama de blocos é mostrado na figura 3.6.

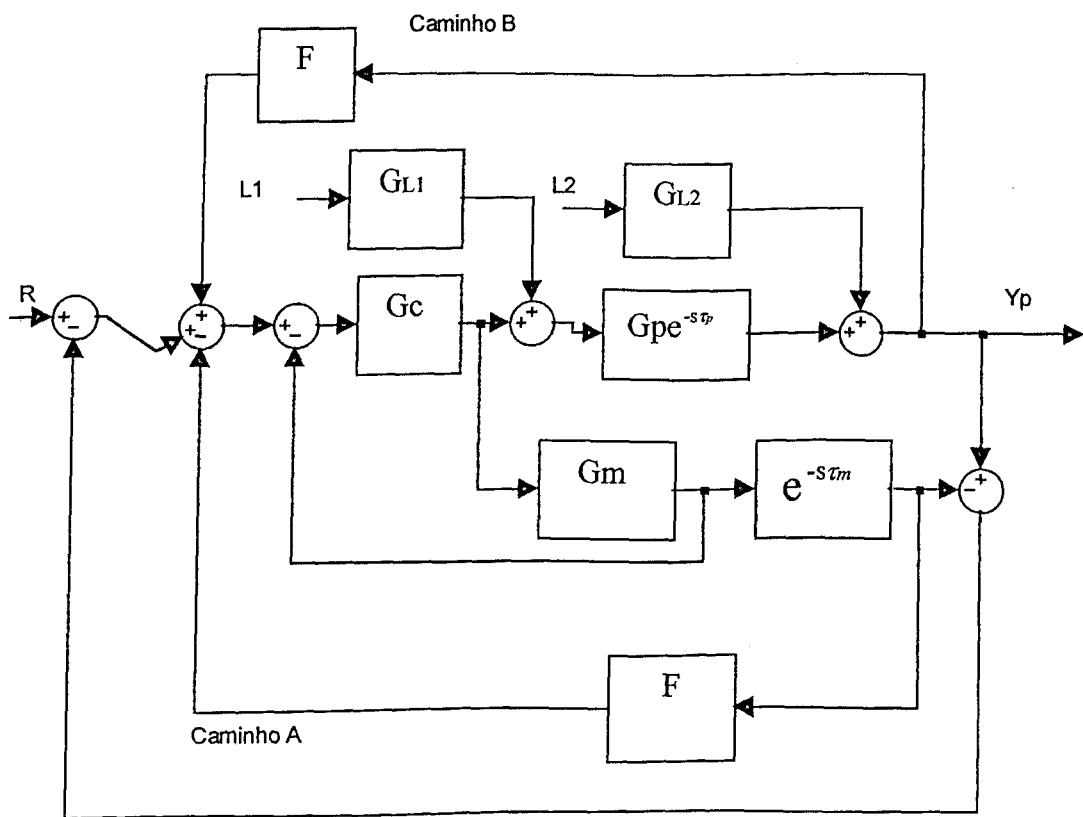


Figura 3.6 – Estrutura modificada do CS sugerida por Benouarets e Atherton

3.1.6 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR TIAN E GAO

No CS padrão, a robustez do sistema em relação às variações dos parâmetros do processo deteriora-se em comparação com um controlador PI. Tian e Gao [144] propuseram um novo esquema para a compensação do atraso, de maneira a melhorar a robustez.

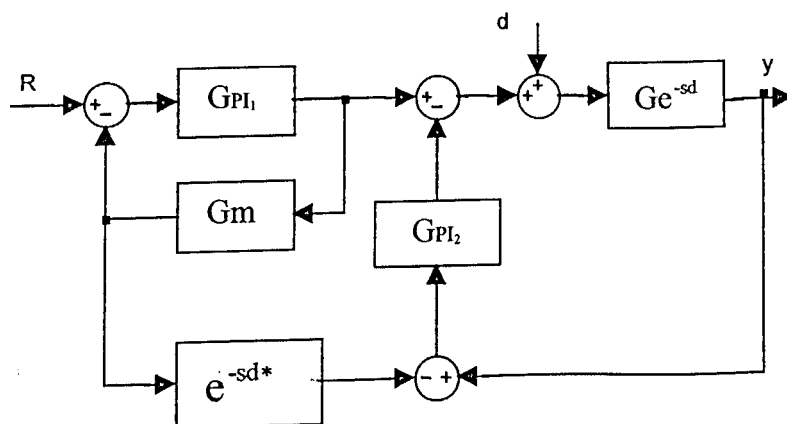


Figura 3.7 – Estrutura modificada do CS sugerida por Tian e Gao

Sua equação para rejeição de perturbações é a seguinte:

$$G_{yd}(s) = \frac{G.e^{-sL}}{1 + G_{PI2}G.e^{-sL}} \quad (3.1)$$

Como pode ser visto da figura anterior, qualquer erro de modelagem pode ser interpretado como uma perturbação adicional. Uma vez que a rejeição às perturbações (equação 3.1) é a mesma que aquela para um controle PI, sua robustez melhora. Infelizmente, a resposta de rejeição deteriora-se em comparação com o CS.

3.1.7 – MODIFICAÇÕES SUGERIDAS POR VRECKO *et al.*

Vrecko *et al.* [151] apresentaram uma nova modificação para processos com atraso elevado. O método é uma extensão do método de Tian e Gao [144]. A intenção é melhorar a resposta regulatória do método anterior. Isto resulta na seguinte configuração:

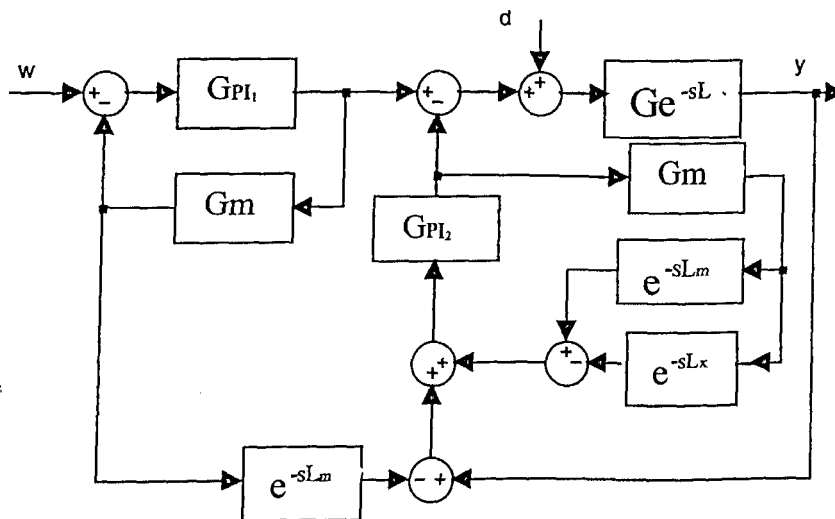


Figura 3.8 – Estrutura modificada do CS sugerida por Vrecko *et al.*

A principal desvantagem da estrutura, além da complexidade, é que somente se aplica a processos estáveis.

3.2 – CONCLUSÕES

O corretor de Smith (CS) é um eficiente compensador de processos estáveis com elevado tempo de atraso. Envolve, basicamente, remover o atraso da malha de controle; um controlador pode, então, ser projetado para a porção do processo sem atraso.

Em aplicações práticas, o modelo pode não ser uma representação fiel do processo. Talvez porque o processo e o modelo possuam estruturas diferentes ou porque os parâmetros variam em determinadas condições de operação. A ocorrência de tais erros de modelagem significam a impossibilidade de uma compensação perfeita utilizando o CS.

Outro aspecto que pode ser salientado é o fato de o CS ser projetado com aplicações de seguimento de referência em mente. Suas características de regulação são ruins.

Assim, várias modificações do CS têm sido discutidas ao longo dos anos de maneira a melhorar suas propriedades de regulação, seu desempenho na presença de ruídos e também na ocorrência de variação dos parâmetros.

Este capítulo mostrou algumas modificações sugeridas por autores nos últimos anos. O objetivo principal foi mostrar que a partir de uma idéia (a de Smith) formou-se um imenso campo de pesquisa na área de compensação de processos com atraso, com alterações e melhorias em sua estrutura inicial.

CAPÍTULO IV

COMPENSAÇÃO DE PROCESSOS INTEGRADORES COM ATRASO

4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como mencionado anteriormente, o Corretor de Smith é utilizado no controle processos com atrasos. O CS produz bom desempenho para processos estáveis com atrasos elevados, desde que se consiga uma modelagem adequada.

No entanto, para processos integradores com atraso, o CS não pode ser utilizado devido ao seu desempenho ruim relacionado à rejeição de perturbações. Uma perturbação de carga constante resultará em um erro de regime permanente.

Durante os últimos anos foram propostas numerosas extensões e modificações do CS, de maneira a contornar esse problema. Em Watanabe e Ito [156] foi proposto um novo controlador baseado em modelo que resulta em respostas sem erro de regime permanente e transitórios apropriados para processos integradores. Apesar de algumas desvantagens (por exemplo, resposta lenta ou oscilatória para processos com atrasos elevados), a partir deste trabalho

diversos autores começaram a estudar tais processos de maneira a melhorar seu desempenho. Astrom *et al.* [8] propuseram uma estrutura que desacopla as respostas às perturbações e à referência. Matausek e Micic [98] sugeriram um CS modificado introduzindo uma malha interna de maneira a estabilizar o processo com um ganho proporcional. Em [99], os mesmos autores alteraram essa abordagem, adicionando um filtro passa-alta em vez do ganho. Normey-Rico e Camacho [108] alteraram a estrutura de Watanabe e Ito [156] e conseguiram bons resultados. Poulin e Pomerleau [117] apresentaram fórmulas de ajuste baseadas no conhecimento do ganho e do período crítico do processo. Tian e Gao [143] propuseram um esquema de controle que possui uma realimentação proporcional para pré-estabilizar o processo, um controlador proporcional que trata do seguimento de referência e um controlador proporcional-derivativo que trata da rejeição de perturbações. Majhi e Atherton [94] obtiveram fórmulas de ajuste baseadas em uma estrutura modificada do CS. Majhi [95] estendeu seu trabalho anterior utilizando considerações de margem de ganho e de fase. Wang e Cai [153] utilizaram duas malhas de realimentação para a obtenção de um controle PID. Visioli [149] apresentou fórmulas de ajuste para controladores PID baseadas em algoritmos genéticos. Chidambaram e Sree [22] apresentaram um método baseado na função de transferência para o problema de seguimento de referência. Outros trabalhos relevantes nessa área podem ser citados: Tan *et al.* [140], Zhang *et al.* [169], Kaya e Atherton [71], Ingimundarson e Hagglund [62] e Chien *et al.* [20].

Esse capítulo analisa várias abordagens relacionadas ao controle de processos integradores com atraso e discute suas vantagens e desvantagens.

4.2 – ABORDAGEM SUGERIDA POR WATANABE E ITO

Essa abordagem [156] foi sugerida de maneira a contornar o problema do CS, que não pode ser utilizado em processos integradores. Os autores afirmam que o método produz erro nulo de regime permanente, bem como uma boa resposta transitória sujeita ao degrau. A estrutura é mostrada a seguir:

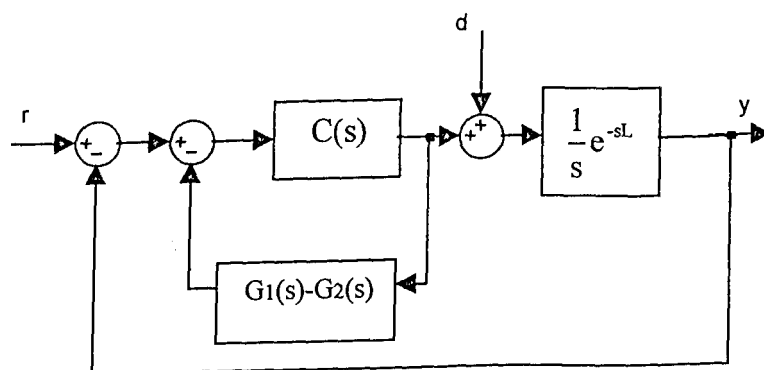


Figura 4.1 – Corretor de Smith modificado proposto por Watanabe e Ito

O controlador $C(s)$ pode ser um PI ou PID. Tem-se as seguintes relações:

$$G_2(s) = \frac{1}{s} e^{-sL} \quad (4.1)$$

$$G(s) = \frac{1}{s} \quad (4.2)$$

No CS convencional, tem-se que $G_1(s) = G(s)$. A estrutura proposta sugere o seguinte:

$$G_1(s) = \frac{G(s)}{(1 + sL)} \quad (4.3)$$

Se for utilizado um PI dado por $C(s) = k_p(1 + \frac{1}{sT_i})$ a resposta do seguimento de referência é dada por:

$$H(s) = \frac{k_p(s + \frac{1}{T_i})(s + \frac{1}{L})e^{-sL}}{s^3 + \frac{1}{L}s^2 + \frac{k_p}{L}s + \frac{k_p}{LT_i}} \quad (4.4)$$

A resposta sujeita a perturbações é dada por:

$$H_d(s) = \frac{e^{-sL}(s^2(1 + sL) + k_p(s + \frac{1}{T_i})(1 - (1 + sL)e^{-sL}))}{s(s^3L + s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i})} \quad (4.5)$$

Caso seja utilizado um controlador PID dado por $C(s) = k_p(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d)$ a resposta do seguimento de referência é dada por:

$$H(s) = \frac{k_p s(s + \frac{1}{L})(s^2 T_d + s + \frac{1}{T_i})e^{-sL}}{s^3 + \frac{1 + k_p T_d}{L}s^2 + \frac{k_p}{L}s + \frac{k_p}{LT_i}} \quad (4.6)$$

e a resposta sujeita a perturbações é dada por:

$$H_d(s) = \frac{e^{-sL}(s^2(1 + sL) + k_p(s^2 T_d + s + \frac{1}{T_i})(1 - (1 + sL)e^{-sL}))}{s(s^3L + (1 + k_p T_d)s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i})} \quad (4.7)$$

Estudos mostram que na utilização do PI, as respostas de seguimento da referência e de rejeição de perturbações são oscilatórias ou altamente amortecidas quando o processo possui um atraso elevado. A resposta do sistema tende a ser lenta. Outra desvantagem da estrutura é que, se o atraso não for corretamente estimado ocasionará um erro em regime permanente.

4.3 – ABORDAGEM SUGERIDA POR ASTROM *et al.*

Os autores [8] propuseram um CS modificado que desacopla as respostas de seguimento da referência e de rejeição de perturbações. Separando os dois problemas de controle, torna-se possível otimizá-los de maneira independente. O diagrama de blocos da estrutura é mostrado a seguir:

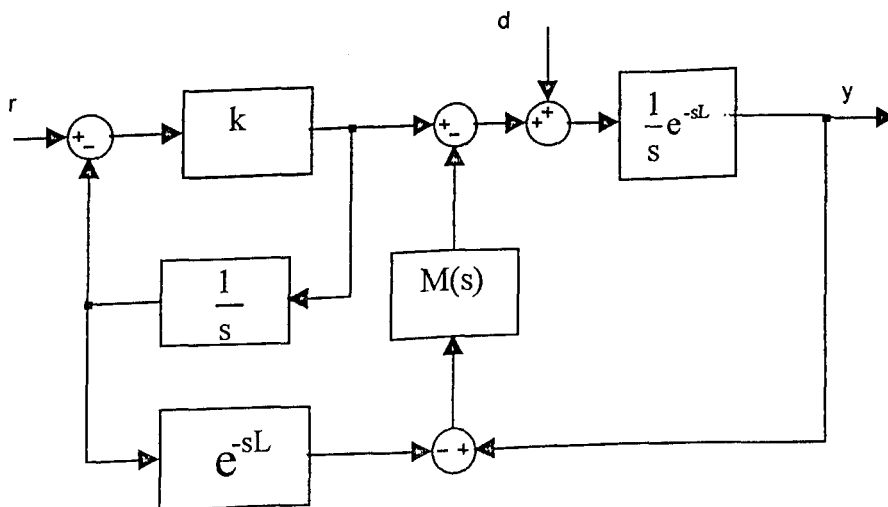


Figura 4.2 – Corretor de Smith modificado proposto por Astrom *et al.*

A resposta de seguimento de referência é:

$$H(s) = \frac{ke^{-sL}(1 + M(s)\frac{1}{s}e^{-sL})}{s + k(1 + M(s)\frac{1}{s}e^{-sL})} = \frac{k}{s + k}e^{-sL} \quad (4.8)$$

Pode-se observar que o fator $1 + M(s)\frac{1}{s}e^{-sL}$ é cancelado. A resposta às perturbações é:

$$H_d(s) = \frac{\frac{1}{s}e^{-sL}}{1 + M(s)\frac{1}{s}e^{-sL}} \quad (4.9)$$

$M(s)$ é escolhido como:

$$M(s) = \frac{k_4 + \frac{k_3}{s}}{1 + k_1 + \frac{k_2}{s} + \frac{k_3}{s^2} - (\frac{k_4}{s} + \frac{k_3}{s^2}) - (\frac{k_4}{s} + \frac{k_3}{s^2})e^{-sL}} \quad (4.10)$$

sendo que $k_4 = k_2 + k_3L$

Os autores afirmam que a estrutura proposta é superior à de Watanabe e Ito [156], principalmente com relação a resposta de seguimento de referência.

No entanto, a abordagem possui algumas limitações. Torna-se importante para fins de sintonia de um controlador que o ajuste seja simples, além de ótimo. Os três parâmetros não podem ser facilmente traduzidos em características de desempenho e robustez. A presença de regras simples que relacionam dados experimentais e parâmetros do modelo facilitam a tarefa do projetista. Além disso e de possuir um número elevado de parâmetros de ajuste, não há regras efetivas para sintonia nesse caso.

4.4 – ABORDAGENS SUGERIDAS POR MATAUSEK E MICIC

Matausek e Micic [98] e [99] propuseram um CS modificado que adiciona um controlador $F(s)$ de maneira a melhorar a resposta a perturbações. A única diferença entre as duas abordagens baseia-se na estrutura desse controlador.

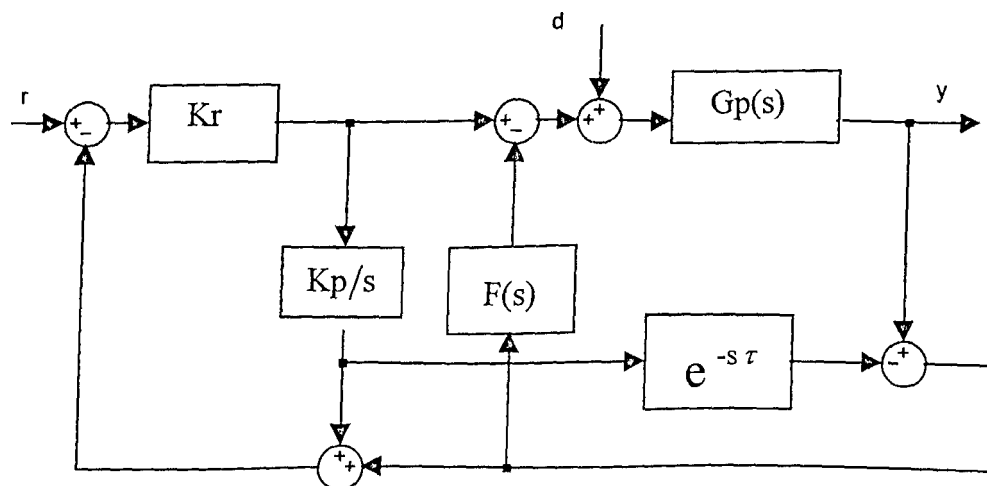


Figura 4.3 – Corretor de Smith modificado proposto por Matausek e Micic

No primeiro artigo [98], os autores utilizaram um controlador proporcional para $F(s)$ de maneira a obter erro nulo de regime permanente. Com o objetivo de conseguir uma rejeição de perturbações mais rápida, no segundo trabalho [99], trocaram o controle P pelo seguinte compensador avanço-atraso:

$$F(s) = \frac{K_0(Tds + 1)}{T_f s + 1} \quad (4.11)$$

com

$$T_f = \frac{T_d}{10} \quad (4.12)$$

$$T_d = \alpha \tau \text{ com } 0 \leq \alpha < 1 \quad (4.13)$$

$$K_r = \frac{1}{K_p T_r} \quad (4.14)$$

$$K_0 = \frac{\frac{\pi}{2} - \phi_{pm}}{K_p \tau \sqrt{(1 - \alpha)^2 + \left(\frac{\pi}{2} - \phi_{pm}\right)^2 \alpha^2}} \quad (4.15)$$

τ é o valor estimado do atraso, K_p é o ganho estimado do processo e ϕ_{pm} é a margem de fase do sistema em malha fechada. T_r é uma constante de tempo que define a velocidade da resposta em relação à referência. T_d é a constante de tempo derivativa. α é uma constante proporcional.

Os autores afirmam que se K_p e τ são estimados experimentalmente; apenas o parâmetro T_r deve ser ajustado manualmente.

As respostas ao seguimento da referência e às perturbações são as seguintes, respectivamente:

$$H_r(s) = \frac{K_p K_r e^{-s\tau}}{s + K_p K_r} \quad (4.16)$$

$$H_d(s) = \frac{K_p(s + K_p K_r(1 - e^{-s\tau}))e^{-s\tau}}{(s + K_p K_r)(s + \frac{K_0 K_p(T_d + 1)}{(T_f + 1)}e^{-s\tau})} \quad (4.17)$$

Resultados de simulações obtidos do segundo trabalho mostram um desempenho superior em relação ao primeiro, principalmente no que se refere a rejeição a perturbações. No entanto, uma vez que o projeto de $F(s)$ é baseado no critério de margem de fase, a abordagem não pode garantir desempenho ótimo no domínio do tempo. Além disso, a estratégia pode ser aplicada apenas a modelos com integrador puro mais atraso. Também pode ser notado que um erro de modelagem é amplificado pelo controle K_r . Por essa razão, há um limite no aumento de ganho do controlador, o que impede um incremento na velocidade do desempenho de acompanhamento.

4.5 – ABORDAGEM SUGERIDA POR TIAN E GAO

O esquema proposto [143] visa melhorar o desempenho relacionado a rejeição de perturbações. Possui a mesma estrutura da abordagem de Astrom *et al.* [8] exceto por um controlador proporcional presente em uma malha de realimentação com o objetivo de pré-estabilizar o processo, conforme mostra a figura a seguir:

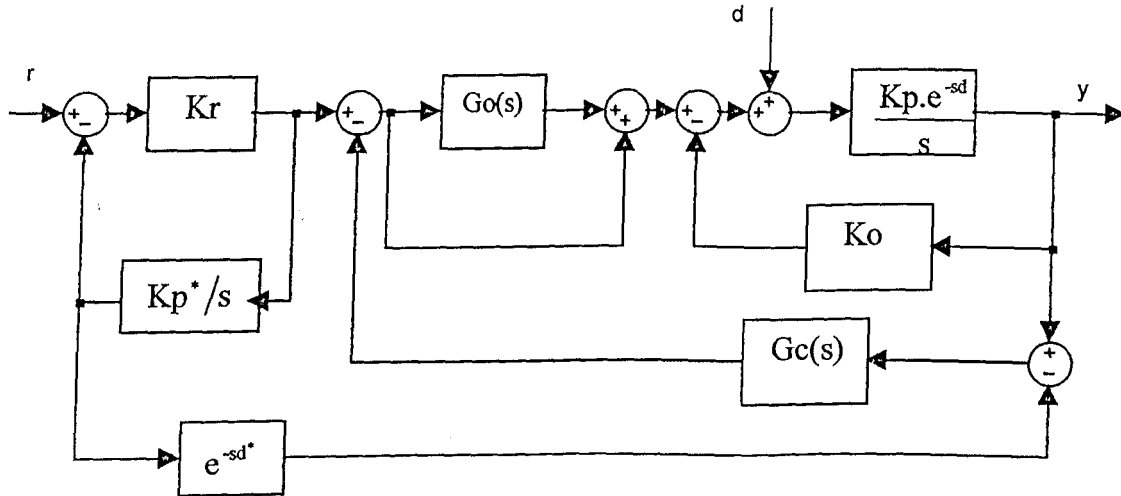


Figura 4.4 – Corretor de Smith modificado proposto por Tian e Gao

A utilização do controlador adicional faz com que a função de transferência em malha fechada que relaciona a perturbação "d" à saída do processo "y" seja:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{\left(\frac{K_p}{s}\right)e^{-sd}}{1 + \left(\frac{K_o K_p}{s}\right)e^{-sd}} \quad (4.18)$$

$G_0(s)$ é dado por:

$$G_0(s) = 1 + \frac{K_0 K_p^*}{s} e^{-s d^*} \quad (4.19)$$

A função de transferência que relaciona a referência "r" e a saída "y" é:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_r K_p e^{-s d}}{s + K_r K_p^*} \frac{(s + K_0 K_p^* e^{-s d^*})(s + K_p^* G_c e^{-s d^*})}{s(s + K_0 K_p e^{-s d}) + K_p G_c e^{-s d}(s + K_0 K_p^* e^{-s d^*})} \quad (4.20)$$

Os autores afirmam que o projeto pode ser dividido em três passos:

1- Determinar K_0 a partir da seguinte equação:

$$K_0 = \frac{1}{2 K_p^* d^*} \quad (4.21)$$

G_0 é então definido por (4.19). K_p^* e d^* são estimados experimentalmente.

2- Determinar K_r a partir da equação:

$$K_r = \frac{1}{K_p^* T_r} \quad (4.22)$$

T_r é a constante de tempo que determina a velocidade de seguimento da referência.

3- Encontrar para a rejeição de perturbações:

$$G_c(s) = K_c(1 + T_d s) \quad (4.23)$$

T_d é determinado por:

$$T_d = \alpha d^* \quad (4.24)$$

K_c é determinado por:

$$\phi = \pi + \arg(W(s)) \quad (4.25)$$

$$\text{com } |W(s)| = \frac{K_c K_p^* \sqrt{1 + T_d^2 \omega^2}}{\omega} = 1 \quad (4.26)$$

Os autores recomendam os seguintes ajustes:

$$\phi = 60^\circ \text{ e } \alpha = 0.5.$$

Vale comentar que essa abordagem possui quatro controladores e sua estrutura torna-se por demais complexa.

4.6 – ABORDAGEM SUGERIDA POR MAJHI

Essa abordagem [95] aplica-se principalmente a modelos integradores de segunda ordem:

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-s\theta}}{s(T_i s + 1)} \quad (4.27)$$

Quando o método é aplicado a processos de primeira ordem, faz-se $T_i = 0$.

A estratégia baseia-se num controle a dois graus de liberdade. O controlador situado na malha de realimentação desempenha o papel de estabilizar o processo. O outro que localiza-se no caminho direto é projetado de maneira a controlar o processo estabilizado. A estrutura de controle é mostrada a seguir:

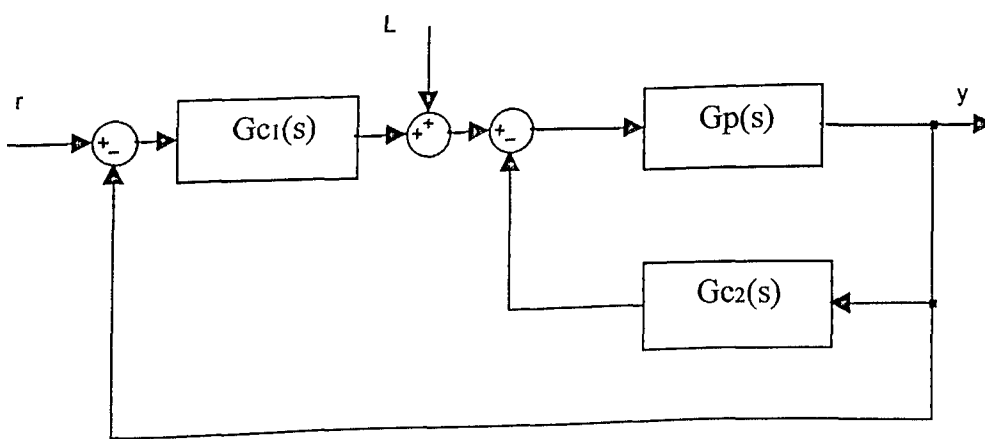


Figura 4.5 – Abordagem de controle de processos integradores proposta por Majhi

A forma de $G_{c1}(s)$ é dada por:

$$G_{c1}(s) = K_c \left(1 + \frac{K_i}{s}\right) (1 + T_d s) \quad (4.28)$$

O controlador $G_{c2}(s)$ é dado por:

$$G_{c2}(s) = K_b (1 + T_b s) \quad (4.29)$$

Utilizando o critério de estabilidade de Nyquist e após algumas simplificações, o autor sugere as seguintes relações:

$$K_b = \frac{0.5}{K_p \theta} \quad (4.30)$$

$$K_i = \frac{e^{-s\theta}}{2\theta} \quad (4.31)$$

$$T_b = T_d = T_i \quad (4.32)$$

$$K_c = \frac{\pi}{6K_p \theta} \quad (4.33)$$

Apesar de ser simples, ao ser comparado com outras abordagens, o método geralmente apresenta resultados insatisfatórios.

4.7 – ABORDAGEM SUGERIDA POR VISIOLI

Durante os últimos anos tem aumentado consideravelmente o interesse de pesquisadores na área de algoritmos genéticos. Tal técnica tem se mostrado promissora em aplicações de otimização, projeto e controle de sistemas.

Visioli [149] apresenta fórmulas de ajuste para controladores PID aplicadas a processos integradores. Baseados no modelo do processo, os parâmetros são determinados de maneira a minimizar critérios de desempenho, tais como ISE (integral do erro quadrático), ITSE (integral do erro quadrático ponderado pelo tempo) e ISTE (integral do erro quadrático ponderado pelo quadrado do tempo). Os resultados são obtidos por meio de algoritmos genéticos, segundo o autor, para evitar mínimos locais no procedimento de otimização.

Considera-se um sistema de controle com realimentação unitária mostrado a seguir:

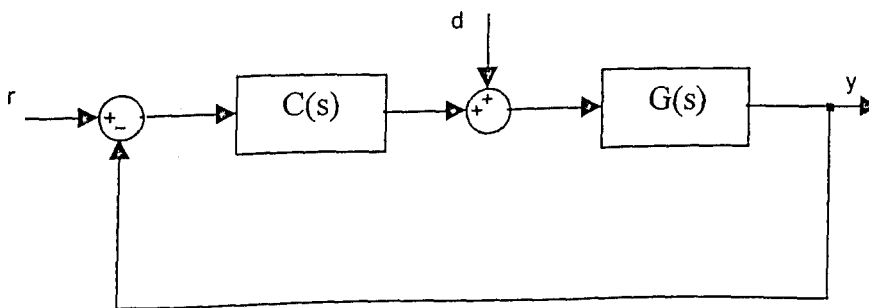


Figura 4.6 – Sistema de controle com realimentação unitária

$C(s)$ é um controlador PID e $G(s)$ é suposta ser:

$$G(s) = \frac{K}{s} e^{-sL} \quad (4.34)$$

Os índices de desempenho podem ser resumidos na seguinte expressão:

$$J_n = \int_0^{\infty} t^n [e(\theta, t)]^2 \quad n = 0, 1, 2 \quad (4.35)$$

$\theta = [K_p \ T_i \ T_d]$ é o vetor de parâmetros a ser selecionado de maneira a minimizar (4.35)

e $e(t) = r(t) - y(t)$ é o erro do sistema.

$J_0(\theta)$ é conhecido como critério ISE, $J_1(\theta)$ como ITSE e $J_2(\theta)$ como ISTE.

Cada problema de otimização (ou seja, a minimização de (4.35)) é considerado separadamente. Assim, inúmeros valores de "L" são selecionados e para cada um desses valores é aplicado um algoritmo genético. Os parâmetros do PID encontrados para diferentes valores de "L" são interpolados analiticamente de maneira a encontrar as regras de ajuste. Os parâmetros de cada interpolação são determinados novamente por algoritmos genéticos de maneira a minimizar a soma dos valores absolutos dos erros de estimação.

As regras obtidas são mostradas nas tabelas a seguir:

Tabela 4.1 – Regras de ajuste para respostas sujeitas à variação da referência para processos integradores

Parâmetros PD	ISE	ITSE	ISTE
Kp	1,03/KL	0,96/KL	0,90/KL
Td	0,49L	0,45L	0.45L

Tabela 4.2 – Regras de ajuste para respostas de rejeição de perturbações para processos integradores

Parâmetros PID	ISE	ITSE	ISTE
Kp	1,37/KL	1,36/KL	1,34/KL
Ti	1,49L	1,66L	1,83L
Td	0,59L	0,53L	0.49L

Os parâmetros dos controladores fornecidos pelo método são os mesmos para as especificações de desempenho de acompanhamento e de rejeição de perturbações. Em seu artigo [149], o autor afirma que "na maioria dos casos práticos, apenas uma das duas especificações é de maior relevância, o que justifica o procedimento da abordagem".

Mesmo assim, os resultados apresentados no trabalho não se mostram satisfatórios, ainda que para valores nominais.

4.8 – ABORDAGEM SUGERIDA POR CHIDAMBARAM E SREE

Os autores propõem ajustes para controladores PI, PD e PID aplicados a modelos integradores de primeira ordem com atraso. O objetivo do método [22] é igualar os coeficientes das potências correspondentes de "s" entre o numerador e o denominador da função de transferência em malha fechada para o problema do seguimento de referência. Considera-se novamente a figura 4.6.

Seja o processo representado por :

$$G(s) = \frac{kpe^{-sL}}{s} \quad (4.36)$$

A função de transferência em malha fechada que relaciona a saída "y" e a referência "yr" é dada por:

$$\frac{y(q)}{y_r(q)} = \frac{(K_1q + K_2 + K_3q^2)e^{-q}}{q^2 + (K_1q + K_2 + K_3q^2)e^{-q}} \quad (4.37)$$

Sendo que:

$$K_1 = K_c.k_p.L \quad (4.38)$$

$$K_2 = \frac{K_1L}{\tau_1} \quad (4.39)$$

$$K_3 = \frac{K_1 \tau_d}{L} \quad (4.40)$$

$$q = sL \quad (4.41)$$

Usando a aproximação de Padé no denominador da equação (4.37), tem-se:

$$\frac{y(q)}{y_r(q)} = \frac{(K_1 q + K_2 + K_3 q^2)(1 + 0.5q)e^{-q}}{q^2(1 + 0.5q) + (K_1 q + K_2 + K_3 q^2)(1 - 0.5q)} \quad (4.42)$$

O termo e^{-q} é removido do numerador, uma vez que apenas desloca o eixo de tempo correspondente [22]. Uma vez que o objetivo do controle é fazer com que y siga y_r , iguala-se os coeficientes correspondentes de q , q^2 e q^3 entre o numerador e denominador. São obtidos:

$$K_2 = 0, K_1 = 1 \text{ e } K_3 = 0.5.$$

Utilizando as definições dessas constantes (equações 4.38-4.41), obtém-se os ajustes do controlador:

$$K_c.k_p.L = 1 \quad (4.43)$$

$$\frac{\tau_I}{L} = \infty \quad (4.44)$$

$$\frac{\tau_d}{L} = 0,5 \quad (4.45)$$

Tais resultados se referem a um controlador PD. Nota-se que a abordagem de Visioli [149] que minimiza o índice ISE para o problema de seguimento de referência por meio de algoritmos genéticos fornece ajustes praticamente idênticos.

Os ajustes de um PID e um PI são obtidos após algumas manipulações algébricas simples. Para o controle PI tem-se:

$$K_c.k_p.L = \frac{2\alpha}{1+\alpha} \quad (4.46)$$

$$\frac{\tau_i}{L} = 0.5 \left(\frac{1+\alpha}{\alpha-1} \right) \quad (4.47)$$

α é um parâmetro de ajuste e deve ser maior que 1.

Para o controle PID, tem-se:

$$K_c.k_p.L = 1,2346 \quad (4.48)$$

$$\frac{\tau_i}{L} = 4,5 \quad (4.49)$$

$$\frac{\tau_d}{L} = 0,45 \quad (4.50)$$

Quando $L=0$, o modelo é um integrador puro para o qual o projeto de controladores é fácil.

Apesar de ser um método bem simples, os resultados apresentados no trabalho do autor não sugerem boa robustez.

4.9 – CONCLUSÕES

Desde a publicação de Watanabe e Ito [156], o controle de processos integradores com atraso tem merecido atenção especial dos pesquisadores. Eles propuseram modificações na estrutura do CS de maneira a melhorar o desempenho relacionado a rejeição de perturbações. A partir daí diversos autores publicaram abordagens relacionadas ao tema. Astrom *et al.* [8] introduziram uma estrutura que desacopla as respostas relacionadas às perturbações e à referência, permitindo que o controle seja realizado de maneira separada. Matausek e Micic [98] e [99] modificaram a estrutura do CS introduzindo uma malha de maneira a estabilizar o processo com um ganho proporcional [98] e um filtro passa-alta [99]. Tian e Gao [143] sugeriram uma abordagem semelhante à de Astrom *et al.* [8], exceto pelo fato da existência de um controlador proporcional em uma malha de realimentação para fins de estabilização. Majhi [95] propôs fórmulas de ajustes baseadas em margens de ganho e de fase. Visioli [149] sugeriu fórmulas de ajuste para controladores PID baseadas em algoritmos genéticos. Chidambaram e Sree [22] forneceram ajustes para controladores PI, PD e PID. A abordagem baseia-se em igualar a saída do sistema com a entrada de referência e por manipulações matemáticas obter os parâmetros de ajuste.

São inúmeras as abordagens relatadas na literatura. Foram selecionadas algumas de maneira a salientar a diversidade de estruturas que é possível para o controle de processos integradores com atraso. Naturalmente, cada uma delas possui vantagens e desvantagens dependendo da natureza do processo a ser controlado. Esse capítulo adiantou algo a respeito. No capítulo 6 serão realizadas simulações de maneira a comparar o comportamento das principais

abordagens citadas anteriormente, bem como o método proposto a ser relatado no próximo capítulo.

CAPÍTULO V

PROPOSIÇÃO DE UM MÉTODO PARA O CONTROLE DE PROCESSOS INTEGRADORES COM ATRASO

5.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O controle de processos integradores com atraso tem recebido muita atenção de pesquisadores nos últimos anos. O capítulo anterior mostrou várias abordagens relacionadas ao tema, bem como suas principais características. Basicamente, a maioria dos métodos mencionados sofre de uma ou de algumas dessas desvantagens:

- o projeto do controlador é complexo, tal que sua implementação industrial torna-se difícil,
- a sintonia também é complexa com pouco ou nenhum significado físico dos parâmetros de ajuste.
- possui baixa robustez relacionada principalmente à variação do atraso,
- não ajusta separadamente as respostas relacionadas ao seguimento de referências e de rejeição de perturbações.

Como tem sido afirmado ao longo desse trabalho, os controladores PID são bastante utilizados na indústria devido a sua simplicidade e robustez. Os métodos de projeto de tais controladores são tipicamente baseados em critérios de desempenho. No entanto, as relações entre o comportamento dinâmico do sistema e esse índices de desempenho não são diretas. Contudo, na abordagem de síntese direta [145] e [128], o projeto do controlador é baseado em uma função de transferência pré-estabelecida. A vantagem dessa abordagem é que o desempenho desejado é incorporado diretamente na especificação da referida função de transferência.

Os métodos de síntese direta geralmente baseiam-se em variações da referência. Por essa razão, o desempenho do controle resultante muitas vezes é bom em relação a essas variações, porém insatisfatório em relação às variações de perturbações.

No entanto, para inúmeras aplicações de controle, a rejeição de perturbações é muito mais importante que o seguimento de referências. Em [102], ocorre um estudo que relaciona respostas a perturbações e robustez. Lee *et al.* [88] estendem a abordagem IMC utilizando controladores a dois graus de liberdade de maneira a melhorar o desempenho relacionado à rejeição de perturbações. O método é uma combinação de dois controladores: um IMC utilizado no controle de variações da referência e outro IMC no controle das perturbações. Contudo, o projeto é complexo e pode originar controladores instáveis.

O desenvolvimento de métodos de projeto baseados em síntese direta relacionados a rejeição de perturbações tem recebido pouca atenção de pesquisadores. Uma abordagem mais recente [137] propõe especificar as características de rejeição de perturbações em termos de uma determinada função de transferência. Porém, na maioria dos casos, o controlador resultante não é um PI ou PID e pode ser de alta ordem.

Esse trabalho propõe a união de duas estratégias: a abordagem de síntese direta para rejeição de perturbações utilizando uma estrutura de controle a dois graus de liberdade. O método possui apenas um parâmetro de projeto, a constante de tempo da função de transferência desejada relacionada às perturbações, τ_c , obtida a partir de considerações ligadas à robustez. Um controlador (PI ou PID) é utilizado no controle de rejeição de perturbações. Outro controlador (P ou PD) se presta a obtenção de uma boa resposta às variações da referência.

O projeto inicia-se com a especificação da citada função de transferência. A partir daí, ocorre o ajuste dos controladores. Vale ressaltar que, obtida a resposta desejada às perturbações, o(s) parâmetro(s) do segundo controlador (P ou PD) podem ser alterados de maneira a melhorar a resposta relacionada às variações da referência. Isso é realizado sem desestabilizar a resposta em malha fechada. Sem dúvida, é uma grande vantagem da estrutura proposta, uma vez que separa os problemas de regulação e seguimento da referência.

A abordagem proposta também contempla os processos integradores de alta ordem. Tais processos são reduzidos utilizando o método de Sigurd Skogestad [134]. Com o modelo reduzido, o procedimento de sintonia é o mesmo que aquele relatado anteriormente.

Em linhas gerais, o objetivo principal desse trabalho é propor uma abordagem simples, de fácil implementação, utilizando variações do controle PID e com boa robustez. Sem abrir mão de tais características, processos de alta ordem são reduzidos utilizando regras simples, com bons resultados.

5.2 – FORMALIZAÇÃO DA ABORDAGEM

O projeto é mostrado na figura a seguir.

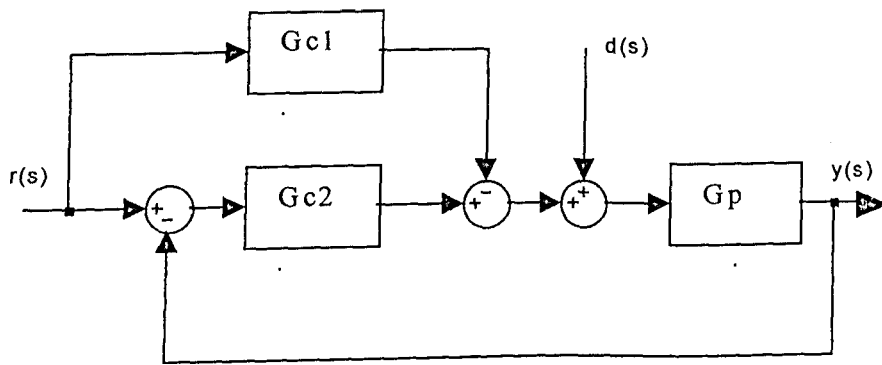


Figura 5.1 – Estrutura utilizada para a abordagem proposta

G_{c1} , G_{c2} e G_p estão no domínio "s".

O processo é descrito pela função de transferência $G_p(s)$, $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$ são os controladores referentes aos problemas de seguimento de referência e de regulação, respectivamente. As perturbações são representadas por " $d(s)$ ". A entrada do sistema é denotada por $r(s)$ e a saída por $y(s)$.

A meta é a determinação dos parâmetros de $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$ de maneira que o sistema tenha um comportamento satisfatório em relação às variações da referência e das perturbações, bem como aquelas prováveis relacionadas ao processo $G_p(s)$.

O desempenho de acompanhamento é determinado por:

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{G_p(s)[G_{c2}(s) - G_{c1}(s)]}{1 + G_p(s)G_{c2}(s)} \quad (5.1)$$

A rejeição de perturbações é dada por:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s)G_{c2}(s)} \quad (5.2)$$

A vantagem de se usar uma estrutura de controle a dois graus de liberdade pode ser analisada como a seguir. Algumas abordagens são limitadas no sentido de se melhorar o desempenho de acompanhamento, enquanto mantêm a estabilidade do sistema. Várias delas possuem a seguinte equação característica EC (como a de Matausek e Mici [99]) ou similar a essa:

$$EC = 1 + K_r[G_p(s) - G_m(s) + G_m^*(s)] + \dots \quad (5.3)$$

K_r é o controlador relacionado ao desempenho de acompanhamento da referência, $G_p(s)$ é a função de transferência do processo, $G_m(s)$ é o modelo e $G_m^*(s)$ é o modelo sem atraso.

Pode-se verificar de (5.3) que qualquer erro de modelagem entre modelo e processo é multiplicado por K_r . Normalmente, K_r é um controlador de ganho elevado, uma vez que seu objetivo é fornecer uma boa resposta relacionada às variações da referência. Assim, tais erros amplificados podem provocar instabilidade no sistema. Ou seja, de maneira a garantir a

estabilidade, deve-se utilizar K_r com ganho reduzido, a despeito de sacrificar o desempenho de acompanhamento da referência.

A equação característica do sistema total da abordagem sugerida é:

$$E_{cp} = 1 + G_{c2}(s)G_p(s) \quad (5.4)$$

Verifica-se que não há relação entre erros de modelagem e estabilidade. Após o ajuste de $G_{c2}(s)$ (que certamente garantirá a estabilidade), o desempenho de acompanhamento da referência pode ser ajustado de maneira independente.

5.3 – CONFIGURAÇÕES DO PROCESSO E DOS CONTROLADORES

O processo é suposto ser linear, invariante no tempo e cuja função de transferência é analítica com pólos finitos.

O controlador $G_{c2}(s)$, caso seja um PID, é implementado utilizando a seguinte forma:

$$G_{c2}(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \frac{\tau_d s}{\alpha \tau_d s + 1} \right) \quad (5.5)$$

O fator $T_f = \alpha \tau_d$ é conhecido como a constante de tempo de um filtro, que ajuda a filtrar os possíveis ruídos de alta frequência do sistema. Inúmeros controladores industriais são sintonizados utilizando $\alpha = 0,1$. Nesse trabalho, o parâmetro do filtro derivativo α também é especificado com esse valor.

Se $G_{c2}(s)$ for um PI, possui a forma a seguir:

$$G_{c2}(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (5.6)$$

O controlador $G_{c1}(s)$, caso seja um PD, é implementado da seguinte forma:

$$G_{c1}(s) = K_c(1 - b) + \frac{K_c \tau_d s}{\alpha \tau_d s + 1} \quad (5.7)$$

Novamente, $\alpha = 0, 1$.

Caso $G_{c1}(s)$ for somente um controle proporcional, tem-se:

$$G_{c1}(s) = K_c(1 - b) \quad (5.8)$$

O limite de "b" é determinado por $0 \leq b \leq 1$. Tal parâmetro não possui influência na resposta às perturbações, mas a tem na resposta às variações da referência.

5.4 – PROJETO DA ABORDAGEM

Seja o sistema mostrado na figura 5.1. A função de transferência em malha fechada para perturbações é dada pela equação (5.2) e é novamente reescrita aqui:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s)G_{c2}(s)} \quad (5.9)$$

Essa igualdade pode ser escrita em função de $G_{c2}(s)$:

$$G_{c2}(s) = \frac{1}{A(s)} - \frac{1}{G_p(s)} \quad (5.10)$$

Aqui, $A(s) = \frac{y(s)}{d(s)}$.

Supondo que se tenha o modelo do processo $G_m(s)$ e a função desejada para perturbações

$A_d(s)$, tem-se:

$$G_{c2}(s) = \frac{1}{A_d(s)} - \frac{1}{G_m(s)} \quad (5.11)$$

5.4.1 – ESCOLHA DO PARÂMETRO DE PROJETO

Nos diversos problemas de controle há sempre uma relação de conflito entre o desempenho e a robustez dos sistemas. No entanto, obter um sistema robusto é uma das principais preocupações entre os projetistas. Isso porque na maioria dos sistemas de controle industriais o modelo do processo não é precisamente conhecido. Além disso, alguns parâmetros variam de maneira significativa com o tempo. Tais fatores fazem com que os sistemas não alcancem os objetivos traçados no projeto inicial.

Torna-se importante, por essa razão, que os parâmetros do controlador sejam obtidos de maneira que o sistema em malha fechada não seja muito sensível a erros de modelagem e às variações na dinâmica do processo.

Nesse trabalho, a robustez é escolhida como o parâmetro de projeto. Segundo Astrom *et al.* [7], a variável "Ms" (função de sensibilidade) preenche todas as exigências de uma boa métrica de robustez.

A especificação é definida como [112]:

$$Ms = \max \left| \frac{1}{1 + G_p(j\omega)G_c(j\omega)} \right| \quad (5.12)$$

No caso, $0 \leq \omega < \infty$ e $G'(s) = G_p(s)G_c(s)$. Na realidade, a especificação "Ms" é a inversa da menor distância da curva de Nyquist de $G'(s)$ ao ponto crítico $(-1, j0)$.

Ainda de acordo com [112], valores típicos de "Ms" estão na faixa de 1,2-2,0. Valores de "Ms" próximos a 1,2 originam respostas mais lentas, com pequeno ou nenhum sobre-sinal. Respostas mais rápidas são obtidas com valores de "Ms" próximos a 2,0. Valores elevados de "Ms" fornecem um tempo de atenuação (relacionado às perturbações) menor. Por outro lado, as respostas podem apresentar oscilações com diversos sobre-sinais.

De maneira a garantir que eventuais desvios em algum dos parâmetros do processo ou erros de modelagem não ocasionem um controle inadequado, nesse trabalho o valor de Ms é ajustado em 1,7. Esse valor fornece um bom compromisso entre a robustez e o desempenho.

5.4.2 – ESCOLHA DA REFERÊNCIA PARA PERTURBAÇÕES

Nessa abordagem, é natural esperar que a estrutura e a complexidade do controlador dependam da escolha de $A(s)$. Se exigências não-realísticas forem feitas, a configuração do controlador pode tornar-se por demais complicada, até mesmo de realização física impraticável.

Como afirmado anteriormente, o objetivo da abordagem proposta é utilizar somente controladores PID (ou suas variações). Isso é conseguido com as seguintes referências para perturbações:

- Para modelos com integrador mais atraso:

$$A_d(s) = \frac{K_d e^{-sL}}{(\tau_c s + 1)^2} \quad (5.13)$$

- Para modelos de primeira ordem com integrador mais atraso:

$$A_d(s) = \frac{K_d e^{-sL}}{(\tau_c s + 1)^3} \quad (5.14)$$

Nas duas situações, $K_d = \tau_i / K_c$ e τ_c é a constante de tempo da função de transferência da referência para perturbações.

O valor de τ_c é obtido a partir da escolha de "Ms" e utilizando a equação (5.12). Pode-se afirmar que quando τ_c decresce, a resposta em malha fechada torna-se mais rápida. Embora

valores pequenos de τ_c resultem em um melhor desempenho tanto para variações à referência quanto às perturbações, a robustez torna-se pior.

5.5 - MÉTODO DE AJUSTE

5.5.1 – MODELOS COM INTEGRADOR MAIS ATRASO

Seja o processo descrito por:

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-sL}}{s} \quad (5.15)$$

Utilizando um controle PI, a função de transferência para perturbações (5.9) torna-se:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{K_p e^{-sL}}{s}}{1 + \frac{K_p e^{-sL}}{s} K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right)} \quad (5.16)$$

Fazendo $e^{-sL} = 1 - Ls$, tem-se:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{\tau_i}{K_c} s e^{-sL}}{\left(\frac{\tau_i}{K_p K_c} - L \tau_i\right) s^2 + (\tau_i - L) s + 1} \quad (5.17)$$

Se a função de transferência relacionada às perturbações é descrita por (5.13) e fazendo $K_d = \tau_i / K_c$, os parâmetros do PI ($G_c(s)$) podem ser obtidos:

$$K_c = \frac{1}{K_p} \frac{2\tau_c + L}{(\tau_c + L)^2} \quad (5.18)$$

$$\tau_i = 2\tau_c + L \quad (5.19)$$

A partir daí, $G_c(s)$ também fica definida, segundo a equação 5.8.

5.5.2 – MODELOS DE PRIMEIRA ORDEM COM INTEGRADOR MAIS ATRASO

Seja o processo descrito por:

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-sL}}{s(\tau s + 1)} \quad (5.20)$$

Utilizando um controle PID, a função de transferência para perturbações (7.5) torna-se:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{K_p e^{-sL}}{s(\tau s + 1)}}{1 + \frac{K_p e^{-sL}}{s(\tau s + 1)} K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right)} \quad (5.21)$$

Fazendo $e^{-sL} = 1 - Ls$, tem-se:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{\tau_i}{K_c} e^{-sL}}{\left(\frac{\tau \tau_i}{K_p K_c} - L \tau_i \tau_d \right) s^3 + \left(\frac{\tau_i}{K_p K_c} + \tau_d \tau_i - L \tau_i \right) s^2 + (\tau_i - L) s + 1} \quad (5.22)$$

Se a função de transferência relacionada às perturbações é descrita por (5.14) e fazendo $K_d = \tau_i / K_c$, os parâmetros do PID ($G_{c2}(s)$) são:

$$K_c = \frac{1}{K_p} \frac{(3\tau_c + L)(\tau + L)}{(\tau_c + L)^3} \quad (5.23)$$

$$\tau_i = 3\tau_c + L \quad (5.24)$$

$$\tau_d = \frac{3\tau_c^2 \tau + 3\tau_c L \tau + \tau L^2 - \tau_c^3}{(3\tau_c + L)(\tau + L)} \quad (5.25)$$

Novamente $G_{c1}(s)$ também fica definida, segundo a equação (5.7).

5.6 – REDUÇÃO DE MODELOS

Por razões de economia, rapidez e facilidade de implementação, modelos reduzidos são desejáveis na análise, síntese e simulação de sistemas de alta ordem. A idéia básica entre os vários métodos de redução é obter um modelo de baixa ordem com características aproximadas da estrutura original. Em linhas gerais, as características mais importantes de um método devem ser [142]:

- precisão: o modelo reduzido deve reter as características do sistema original tão próximas quanto possíveis da região de operação de interesse,

- simplicidade: os cálculos envolvidos no algoritmo devem ser os mais simples possíveis,
- estabilidade: o modelo reduzido deve ser estável se o sistema original for estável. Se o sistema for do tipo integrador, tal caráter deve ser preservado e incorporado no modelo reduzido.

Nesse trabalho, é utilizado o método de Sigurd Skogestad [134]. Os processos integradores de alta ordem são reduzidos em um modelo de primeira ordem com integrador mais atraso. A partir daí o procedimento é o mesmo que aquele mencionado na seção 5.5.2..

5.7 – CONCLUSÕES

Em vários sistemas de controle a exigência primordial é garantir uma boa robustez relacionada à rejeição de perturbações e seguimento de referência. Esse trabalho propõe um método de síntese direta baseado nessa exigência, usando uma estrutura de controle a dois graus de liberdade. Controladores PID e suas variações são obtidos por meio da utilização de modelos integradores de primeira e segunda ordens com atraso. Para modelos de alta ordem, é utilizado um método de redução simples.

O projeto baseia-se na utilização da constante de tempo em malha fechada τ_c , escolhida por meio da métrica "Ms". Vale ressaltar, que nesse projeto, a robustez tem prioridade em relação ao desempenho.

A despeito do fato de a abordagem ser direcionada principalmente a resposta às perturbações, as respostas às variações da referência podem ser consideradas muito satisfatórias, além de poderem ser ajustadas de maneira independente, por meio do parâmetro "b". Tais afirmações poderão ser verificadas no próximo capítulo, em que são realizadas várias simulações e comparações com outras abordagens.

CAPÍTULO VI

SIMULAÇÕES

6.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como mencionado anteriormente, vários artigos têm sido propostos de maneira a obter um melhor controle relacionado a processos integradores com atraso. No capítulo 4, foram relatados alguns métodos que têm por meta controlar processos de primeira ordem, bem como aqueles de ordem elevada. Já o capítulo 5 trata da proposição de uma nova abordagem para o controle de tais processos. O objetivo desse capítulo é realizar comparações entre algumas abordagens analisadas no capítulo 4 e a proposta, mostrando suas vantagens e desvantagens. É dada prioridade ao caráter didático das análises. Sendo assim, os métodos são retratados fielmente como foram publicados e as ferramentas de comparação são aquelas utilizadas pelos autores.

Os processos são representados por:

Processo 1: processo com integrador puro

$$G_p(s) = \frac{k_p e^{-sL}}{s} \quad (6.1)$$

Processo 2: processo integrador de terceira ordem

$$Gp(s) = \frac{k_p e^{-sL}}{s(x_1s + 1)(x_2s + 1)} \quad (6.2)$$

Processo 3: processo integrador de quinta ordem

$$Gp(s) = \frac{k_p e^{-sL}}{s(x_1s + 1)(x_2s + 1)(x_3s + 1)(x_4s + 1)} \quad (6.3)$$

k_p é o ganho do processo, L é o atraso. x, x_1, x_2, x_3 e x_4 são as constantes de tempo.

São realizadas simulações relacionadas ao controle do desempenho de acompanhamento e do controle regulatório, considerando modelagens perfeitas ou não. De maneira a simular o erro de modelagem, os modelos e os ajustes dos controladores são mantidos constantes, enquanto o atraso é variado.

São mostrados os resultados comparativos de três abordagens por gráfico, para maior clareza e melhor entendimento. Tais resultados foram obtidos utilizando o programa Matlab.

6.2 – ANÁLISE DO PROCESSO 1

O primeiro processo considerado é descrito no artigo de Chidambaram e Sree [22] e possui a seguinte representação:

$$G_m(s) = \frac{0,0506e^{-6s}}{s} \quad (6.4)$$

Inicialmente, são realizadas comparações entre os métodos de Chidambaram e Sree [22] (seção 4.8), Visioli [149] (seção 4.7) e o proposto nesse trabalho (seção 5.2).

A abordagem de Visioli fornece três opções de ajuste para resposta à referência e três opções para resposta de rejeição de perturbações, a partir dos critérios ISE, ITSE e ISTE. Será analisada aqui a que fornece o melhor desempenho para o processo em questão. No caso, o critério com melhor desempenho para ambos problemas de controle é o ISTE, com os seguintes ajustes:

- para a resposta de seguimento de referência é sintonizado um PD com os parâmetros:
 $K_p=2,96$ e $T_d=2,70$,
- para a resposta de rejeição de perturbações é sintonizado um PID com os parâmetros:
 $K_p=4,41$, $T_i=10,98$ e $T_d=2,94$.

Os ajustes do método de Chidambaram e Sree para um controlador PID são os seguintes:

$\alpha = 1,25$ (sugerido pelo autor), $K_c=4,0664$, $\tau_i = 27$ e $\tau_d = 2,7$.

A obtenção dos parâmetros de um controle PI da abordagem proposta é analisada a seguir. Com $M_s=1,7$ (valor de projeto), tem-se $\tau_c=12,5$, $K_c=1,8$ e $\tau_i=31$. Inicialmente, o controle proporcional, que é responsável pelo desempenho de acompanhamento, é sintonizado com $b=0,45$.

Um degrau unitário é introduzido de maneira a verificar a resposta relacionada às variações da referência, bem como em relação a resposta às perturbações.

Em algumas situações a abordagem de Chidambaram e Sree será denotada simplesmente por Chidambaram.

As respostas sujeitas às variações da referência, considerando a modelagem perfeita, são mostradas na figura 6.1.

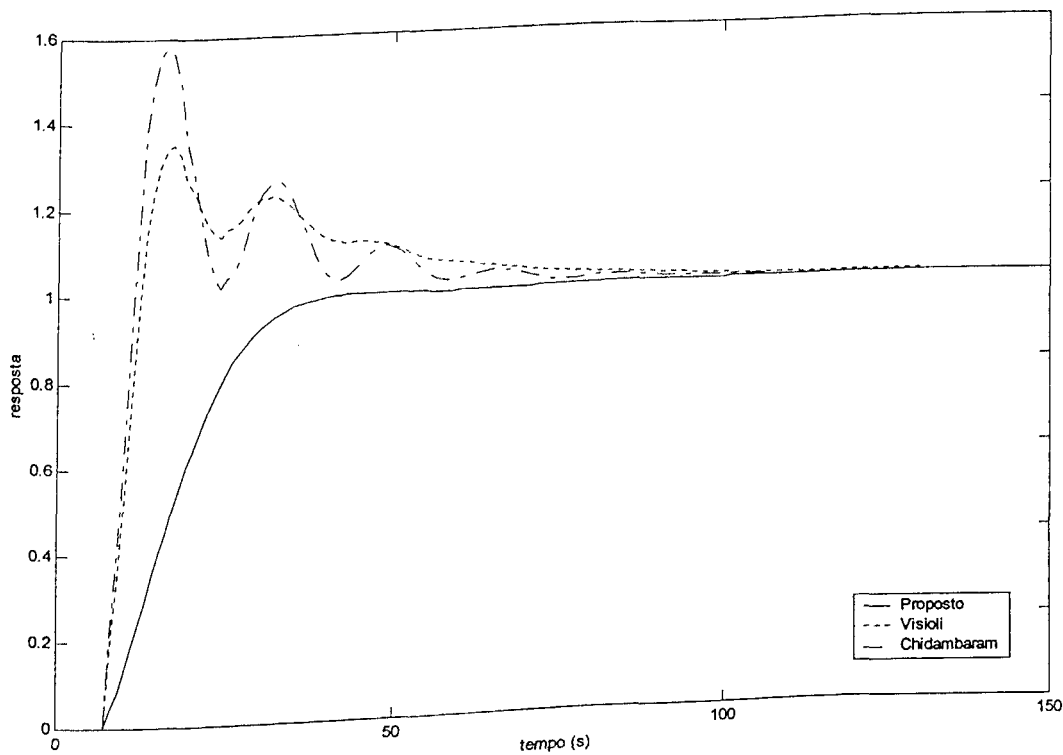


Figura 6.1 – Respostas de seguimento de referência do processo $0,0506e^{-6s}/s$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)

A figura 6.1 mostra uma superioridade do método proposto em comparação aos demais no que se refere à variação da referência. Os métodos de Chidambaram e de Visioli possuem diversos sobre-sinais e um elevado tempo de acomodação. Apesar de possuir um maior tempo de

subida, a abordagem proposta não apresenta sobre-sinal e possui um menor tempo de acomodação, sugerindo uma resposta mais satisfatória.

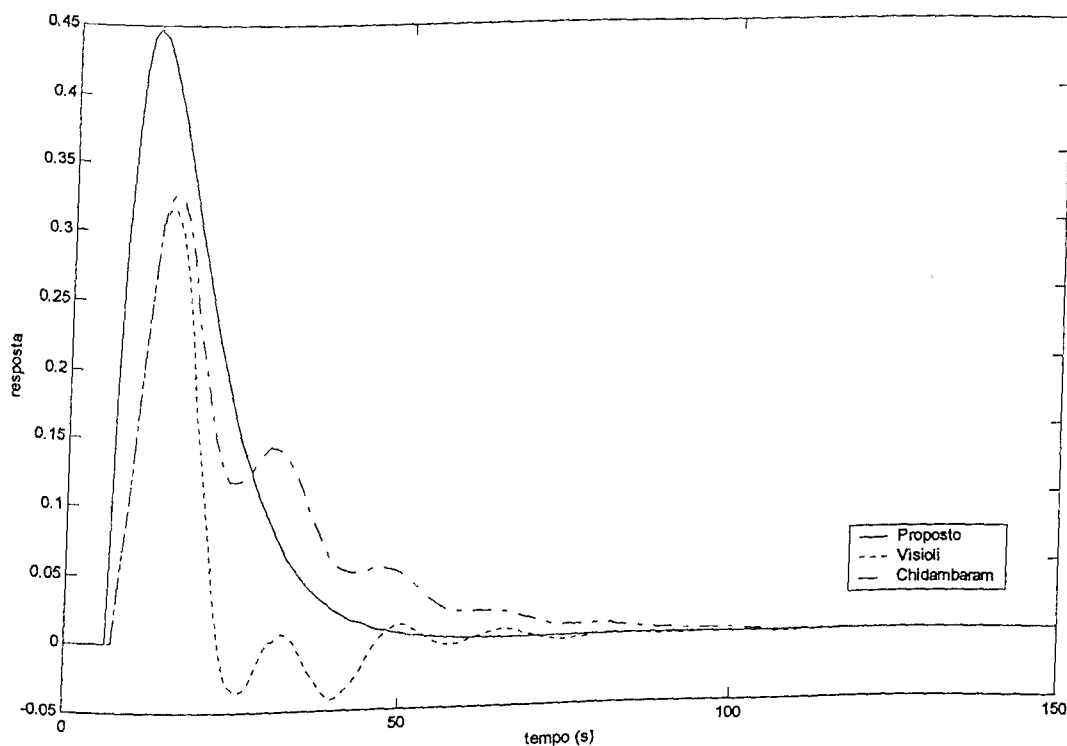


Figura 6.2 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $0,0506e^{-6s}/s$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)

Na figura 6.2, novamente o método proposto mostra um desempenho superior. A resposta de rejeição de perturbações não possui oscilações e apresenta um menor tempo de atenuação em relação aos métodos de Visioli e Chidambaram. A pequena desvantagem se refere a um pico superior se comparado com os das outras abordagens.

Agora, de maneira a mostrar a aplicação dos métodos nos casos em que ocorre erro de modelagem, os ajustes dos controladores são mantidos inalterados, enquanto o atraso é modificado em termos percentuais.

Supondo a ocorrência de um erro percentual de 30% no atraso (analisado no artigo de Chidambaram e Sree [22]), os resultados são mostrados a seguir.

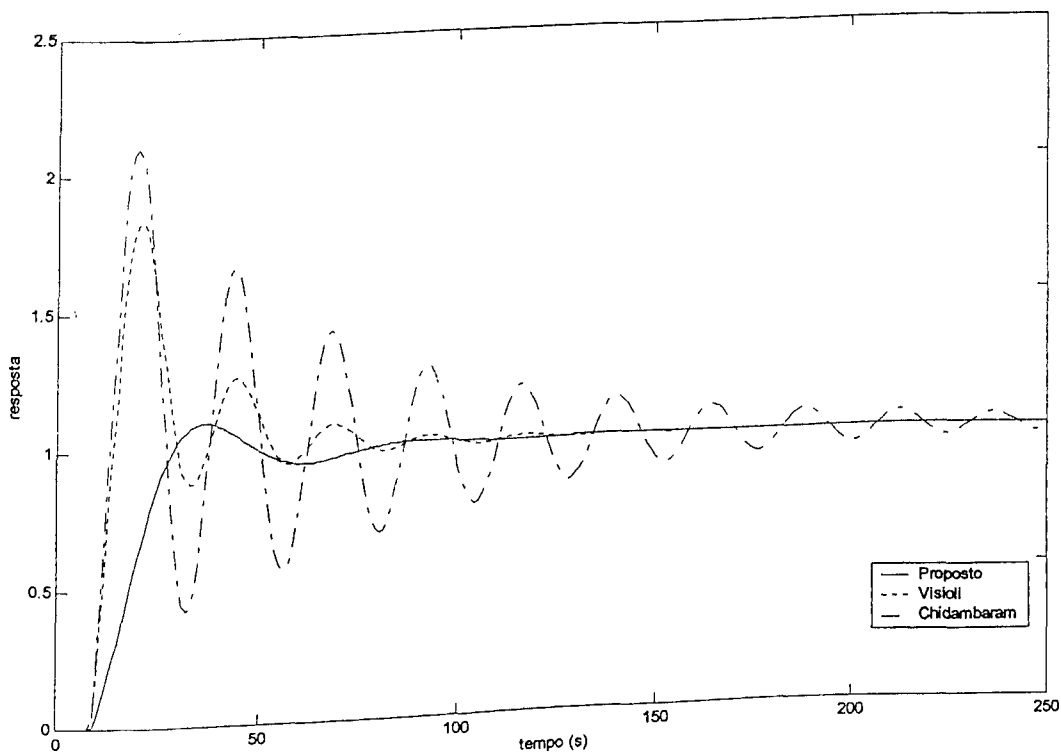


Figura 6.3 – Respostas de seguimento de referência do processo $0,0506e^{-6s}/s$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)

Apesar de um ligeiro sobre-sinal, o método proposto claramente se mostra superior em comparação com as outras duas abordagens. O método de Visioli apresenta alguns sobre-sinais e

elevado tempo de acomodação. A abordagem de Chidambaram se mostra por demais insatisfatória, com características de instabilidade.

Aqui, vale ressaltar uma vantagem do método proposto. Ainda que a resposta de seguimento de referência obtida seja satisfatória, ela pode ser melhorada. Isso é possível através do ajuste do parâmetro "b". Inicialmente, foi ajustado como $b=0,45$. Fazendo $b=0$, a resposta obtida é a seguinte:

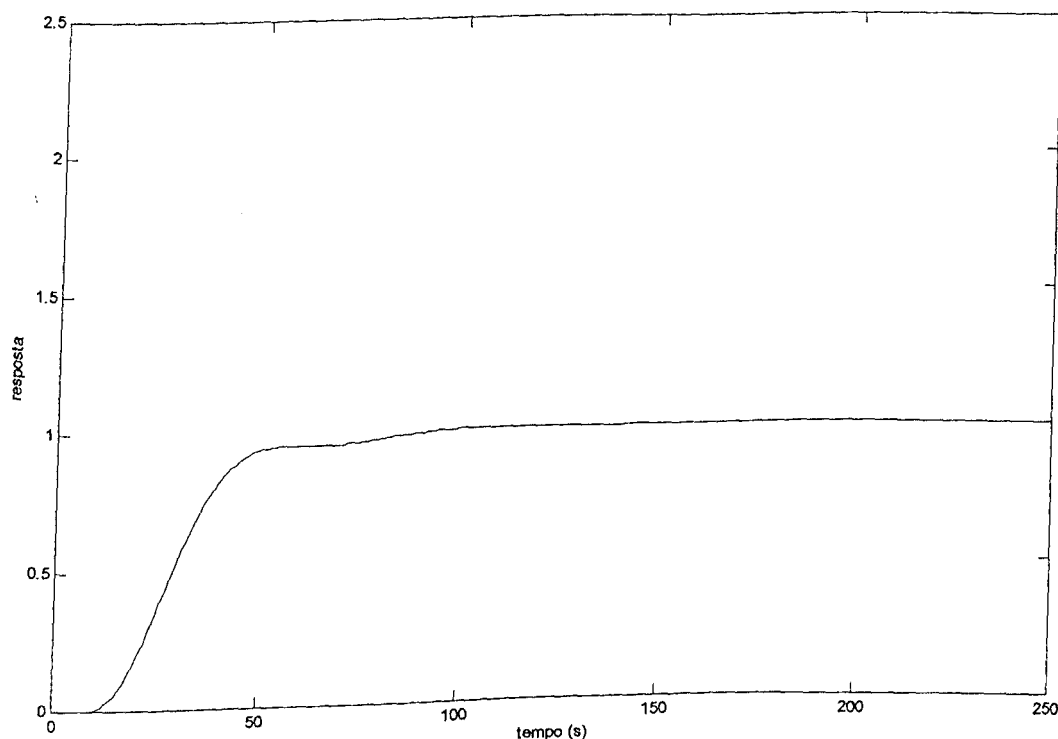


Figura 6.4 – Resposta de seguimento de referência do processo $0,0506e^{-6s}/s$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeita a um degrau unitário (método proposto com $b=0$)

Como mostra a figura 6.4, o sobre-sinal é suprimido da resposta de seguimento de referência, resultado da alteração do valor de "b".

Como mencionado anteriormente, tal fato demonstra a vantagem de se utilizar uma estrutura de controle a dois graus de liberdade, em que pode-se ajustar separadamente as respostas relacionadas ao seguimento de referência e de rejeição de perturbações.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações sujeitas ao erro de 30% no atraso são mostradas a seguir:

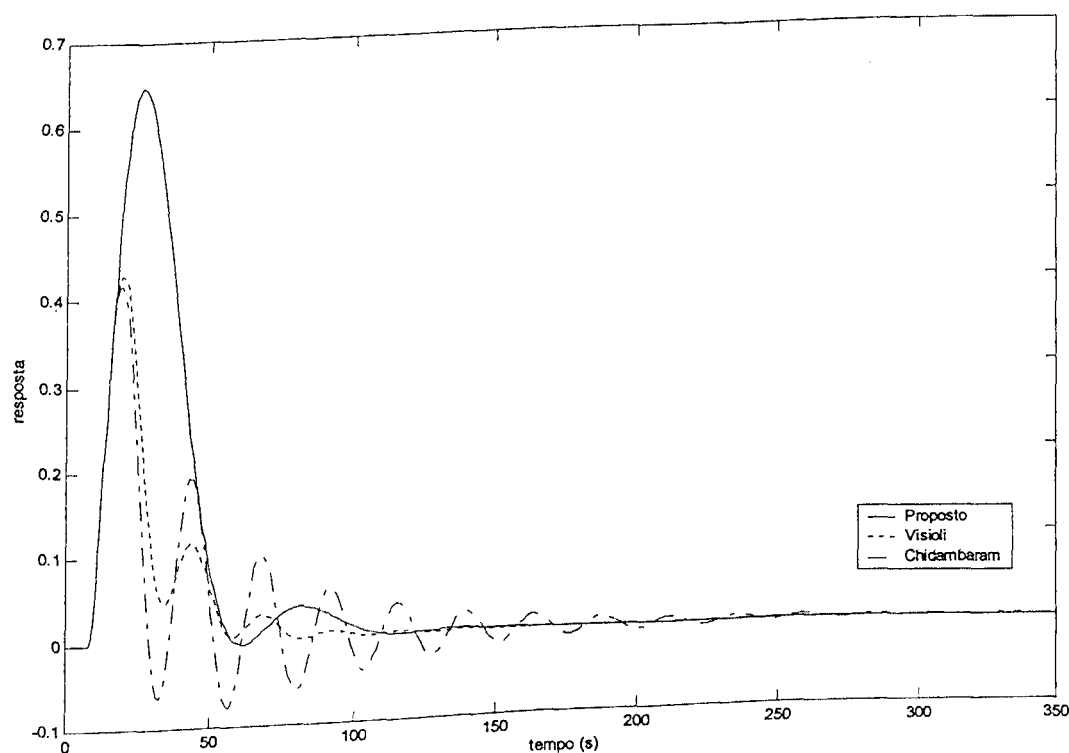


Figura 6.5 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $0,0506e^{-6s}$ /s com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Chidambaram e Sree, Visioli e proposto)

Nesse caso o pior desempenho pertence ao método de Chidambaram, com várias oscilações e tempo de atenuação elevado. O método proposto possui uma ligeira oscilação e um

pico relativamente elevado em sua resposta. Possui, no entanto, um bom tempo de atenuação. O método de Visioli, a despeito de algumas pequenas oscilações, possui um tempo de atenuação similar ao da abordagem proposta.

O segundo processo considerado é descrito no artigo de Astrom *et al.* [8] e possui a seguinte representação:

$$G_m(s) = \frac{e^{-5s}}{s} \quad (6.5)$$

São realizadas comparações entre os métodos de Astrom *et al.* [8] (seção 4.3), Majhi [95] (seção 4.6) e a abordagem proposta (seção 5.2).

Os parâmetros da abordagem de Astrom *et al.* são os seguintes: $k=0,5$; $k_1=4$; $k_2=3$; $k_3=0,6$ e $k_4=6,5$. Em algumas situações essa abordagem será denotada simplesmente por método de Astrom.

O método de Majhi é utilizado com $T_i=0$ (ver capítulo 4, seção 4.6). Os parâmetros são os seguintes: $K_c=0,09$; $K_b=0,1$ e $K_i = 0,1e^{-5s}$.

Os parâmetros de um PI do método proposto são obtidos da seguinte maneira: com $M_s=1,7$, tem-se $\tau_c = 10,5$; $K_c=0,11$ e $\tau = 26$. O controle proporcional é sintonizado com $b=0,45$.

Um degrau unitário é introduzido de maneira a verificar a resposta relacionada às variações da referência. Com relação a resposta às perturbações, é introduzida uma perturbação $d=-0,1$.

As respostas de seguimento de referência das três abordagens são mostradas a seguir:

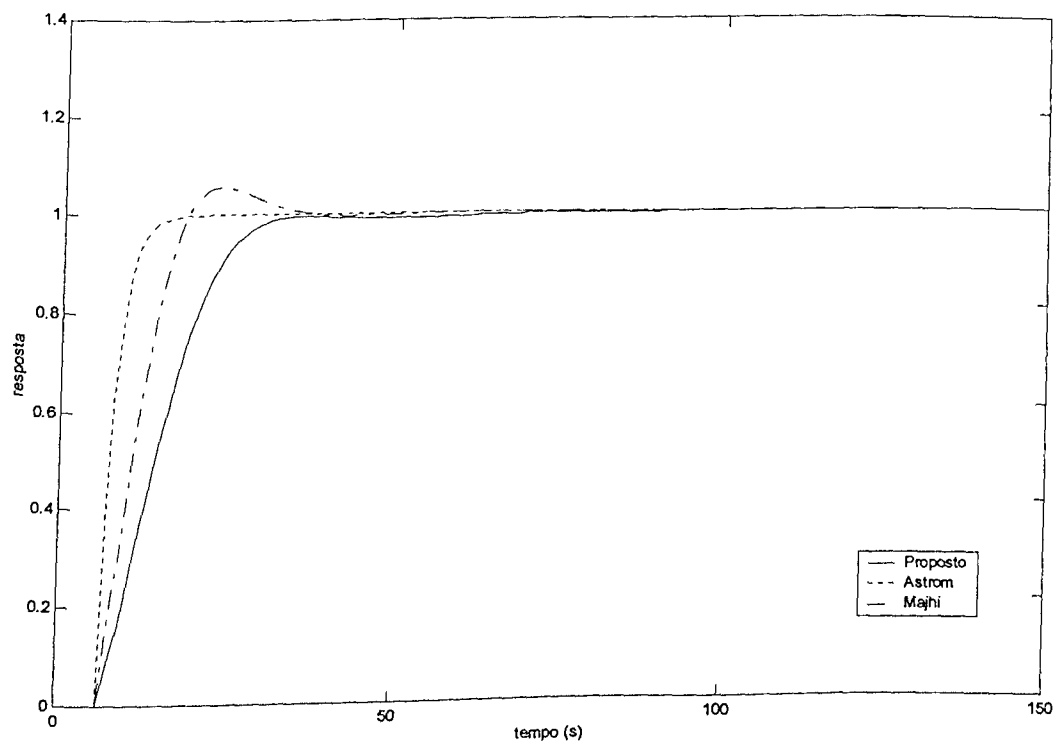


Figura 6.6 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s sujeitas a um degrau unitário (métodos de Astrom, Majhi e proposto)

O método de Astrom possui o melhor desempenho. Possui o menor tempo de subida e inexistente sobre-sinal. A abordagem de Majhi apresenta um ligeiro sobre-sinal. O método proposto, apesar de não apresentar sobre-sinal, possui um maior tempo de subida. No entanto, as três abordagens podem ser consideradas aceitáveis.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são mostradas na figura a seguir:

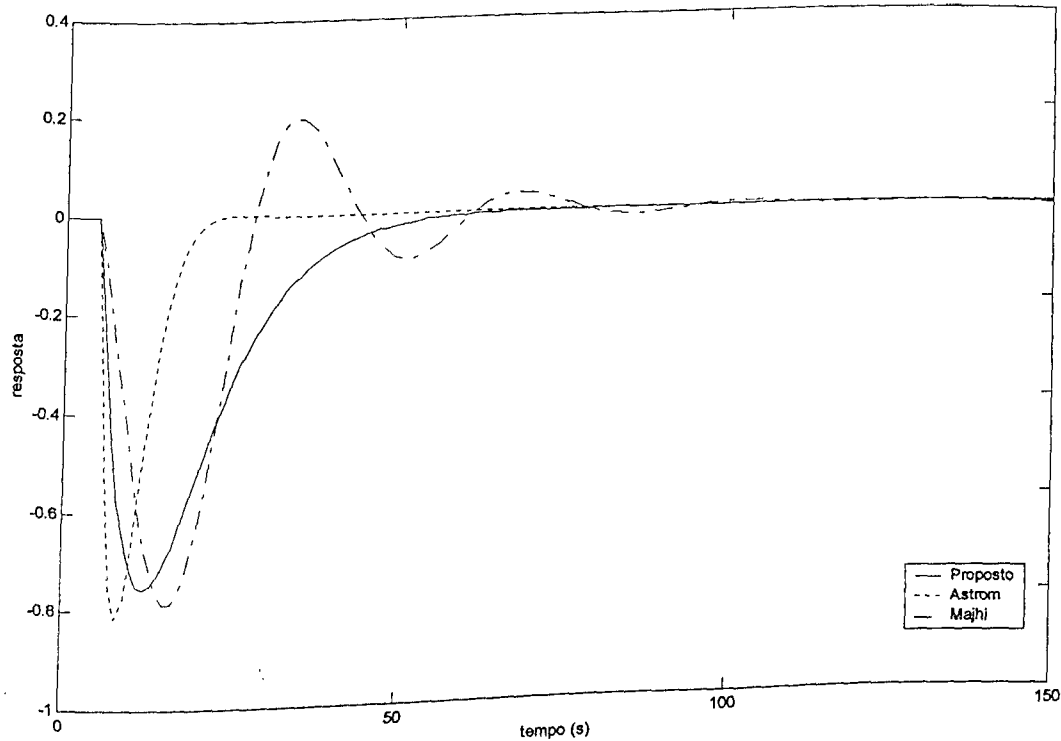


Figura 6.7 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Astrom, Majhi e proposto)

De acordo com a figura 6.7, o método de Majhi possui o pior desempenho, com algumas oscilações e elevado tempo de atenuação. As abordagens de Astrom e a proposta são superiores, com vantagem para a primeira, que possui menor tempo de atenuação.

A respeito da abordagem de Astrom *et al.*, alguns comentários devem ser feitos. Apesar dos bons resultados obtidos, vale ressaltar, no entanto, que esse método possui limitações. Essa simulação foi realizada utilizando um processo estudado no artigo dos referidos autores. Não há, porém, um procedimento sistemático para ajuste dos parâmetros envolvidos na estrutura proposta, o que inviabiliza sua utilização em outros processos.

No artigo de Astrom *et al.* [8] o valor máximo de erro percentual simulado é de 10%. No de Majhi [95] esse valor é de 20%. De maneira a obter uma comparação mais severa da robustez, nesse trabalho supõe-se um erro de 30% na modelagem do atraso e os resultados são mostrados a seguir:

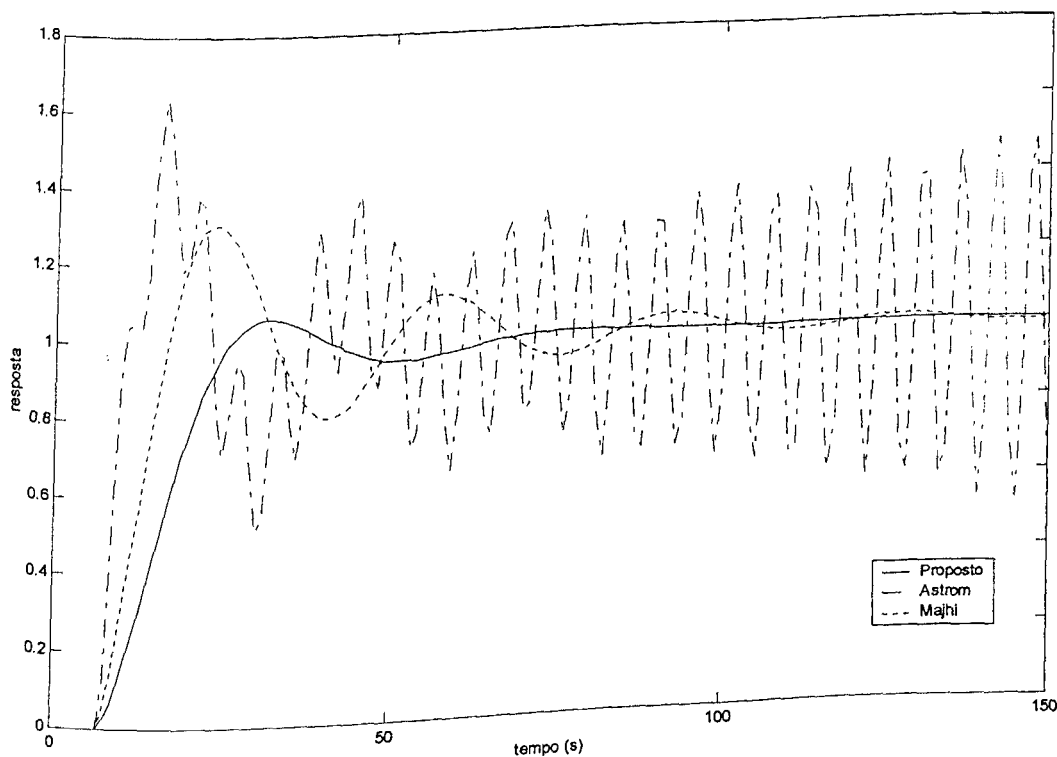


Figura 6.8 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Astrom, Majhi e proposto)

O método proposto se mostra nitidamente mais robusto que os demais, com um ligeiro sobre-sinal. A abordagem de Astrom possui uma resposta inaceitável, totalmente instável, enquanto que o método de Majhi apresenta várias oscilações, com elevado tempo de acomodação.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações, sujeitas ao mesmo erro de 30% no atraso, são as seguintes:

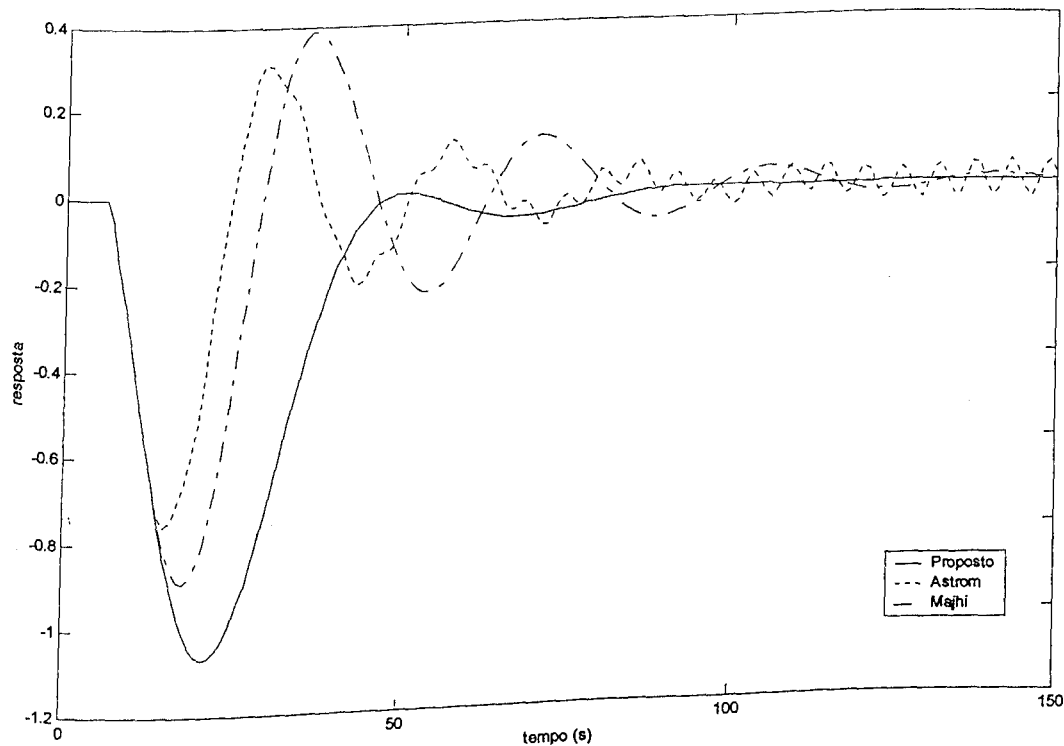


Figura 6.9 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Astrom, Majhi e proposto)

Novamente o método proposto se mostra mais robusto, com um tempo de atenuação menor e praticamente sem oscilações. As abordagens de Astrom e Majhi se mostram inaceitáveis, com diversas oscilações e tendências à instabilidade (principalmente o método de Astrom).

Alguns métodos que são utilizados para controle de processos de alta ordem também podem usados no controle de processos de primeira ordem. Sendo assim, são analisados agora as abordagens de Matausek e Micic [99] (seção 4.4); Tian e Gao [143] (seção 4.5) e a proposta (seção 5.2) no controle do processo e^{-s_s}/s .

Os parâmetros da abordagem de Tian e Gao são os seguintes: $K_o=0,1$; $K_r=0,6$; $T_d=2,5$; $T_r=1,67$ e $K_c=0,1758$.

No método de Matausek e Micic, os parâmetros são os seguintes: $K_o=0,1448$; $K_r=0,599$; $T_r=1,67$ e $T_f=0,2$.

Em algumas situações a abordagem de Tian e Gao será denotada por Tian. Da mesma forma, o método de Matausek e Micic será representado por MM.

Os parâmetros do método proposto são os mesmos da simulação anterior.

Da mesma forma, um degrau unitário é introduzido de maneira a verificar a resposta relacionada às variações da referência e uma perturbação $d=-0,1$ para verificação da resposta às perturbações.

As respostas de seguimento de referência das três abordagens são mostradas a seguir:

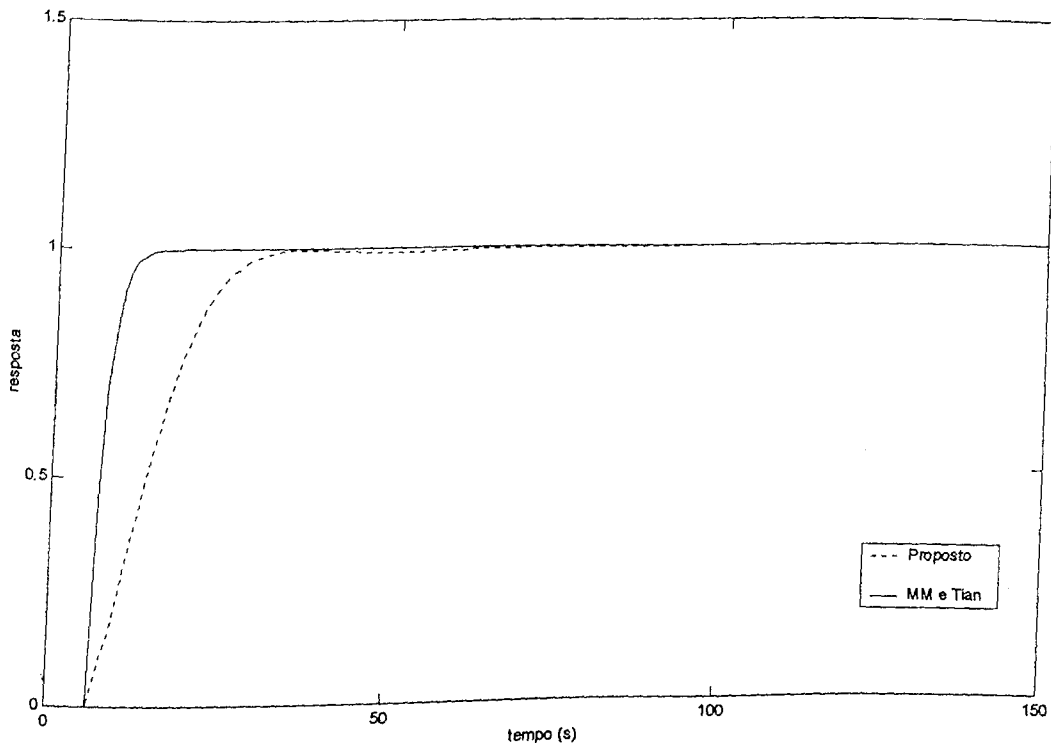


Figura 6.10 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

As três respostas se mostram aceitáveis. No entanto, os métodos de MM e Tian possuem respostas praticamente idênticas e nitidamente são superiores à abordagem proposta, com um menor tempo de acomodação e menor tempo de subida.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são mostradas na figura 6.11.

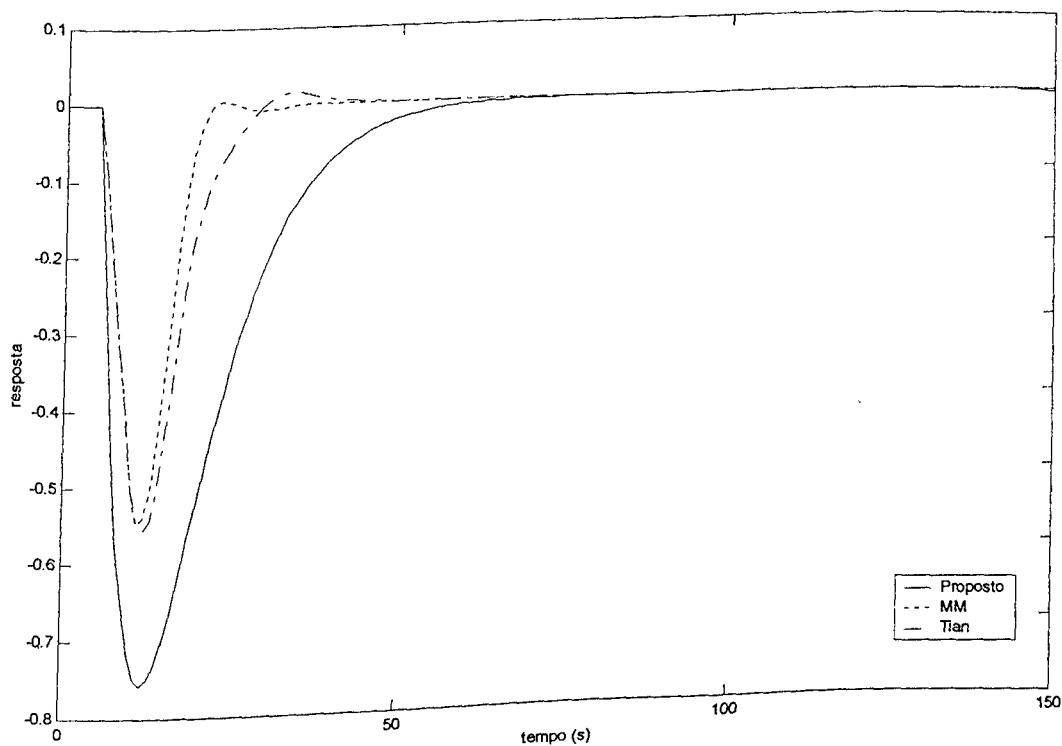


Figura 6.11 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Os métodos de MM e Tian possuem menor tempo de atenuação, apesar de ligeiras oscilações. A abordagem proposta possui um maior pico em resposta à perturbação, bem como um maior tempo de atenuação.

Nos artigos de Matausek e Micic [99] o valor máximo de erro percentual simulado é de 10%. No de Tian e Gao [143] esse valor é de 20%. Aqui supõe-se um erro de 25% na modelagem do atraso, também de maneira a obter uma análise mais severa.

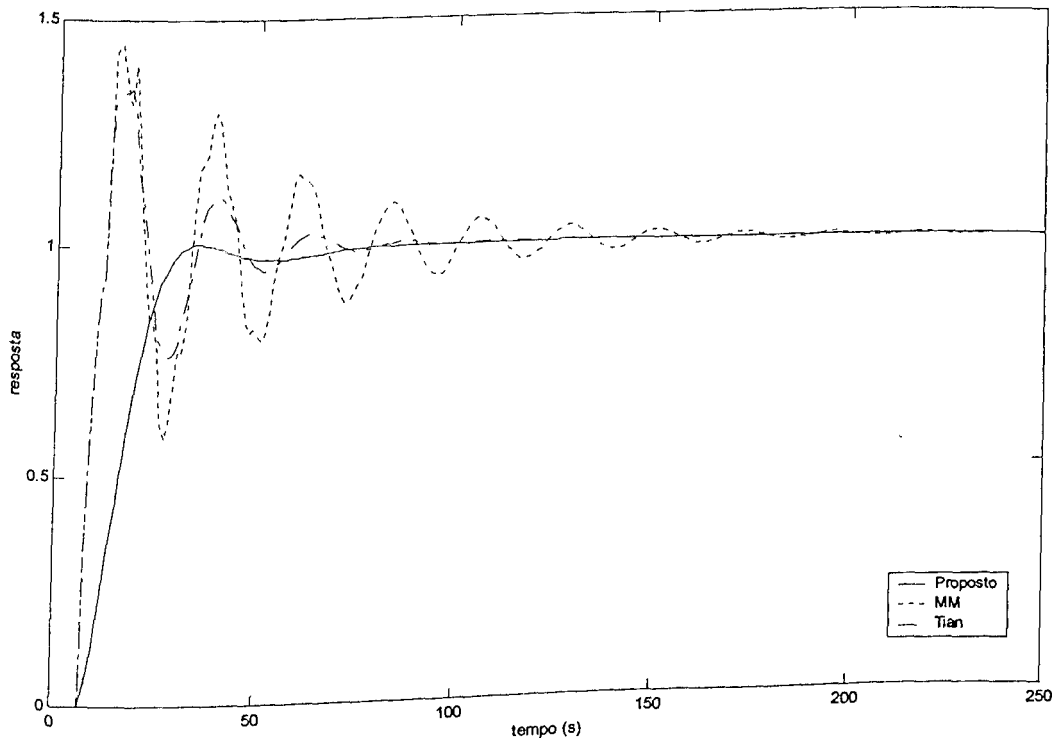


Figura 6.12 – Respostas de seguimento de referência do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 25% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Sem dúvida, o método proposto é o que possui maior robustez, com um ligeiro overshoot e menor tempo de acomodação. A abordagem de MM possui uma resposta inaceitável, com inúmeras oscilações. Já o método de Tian se mostra um pouco superior em comparação com o de MM, porém com oscilações.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são mostradas na figura 6.13.

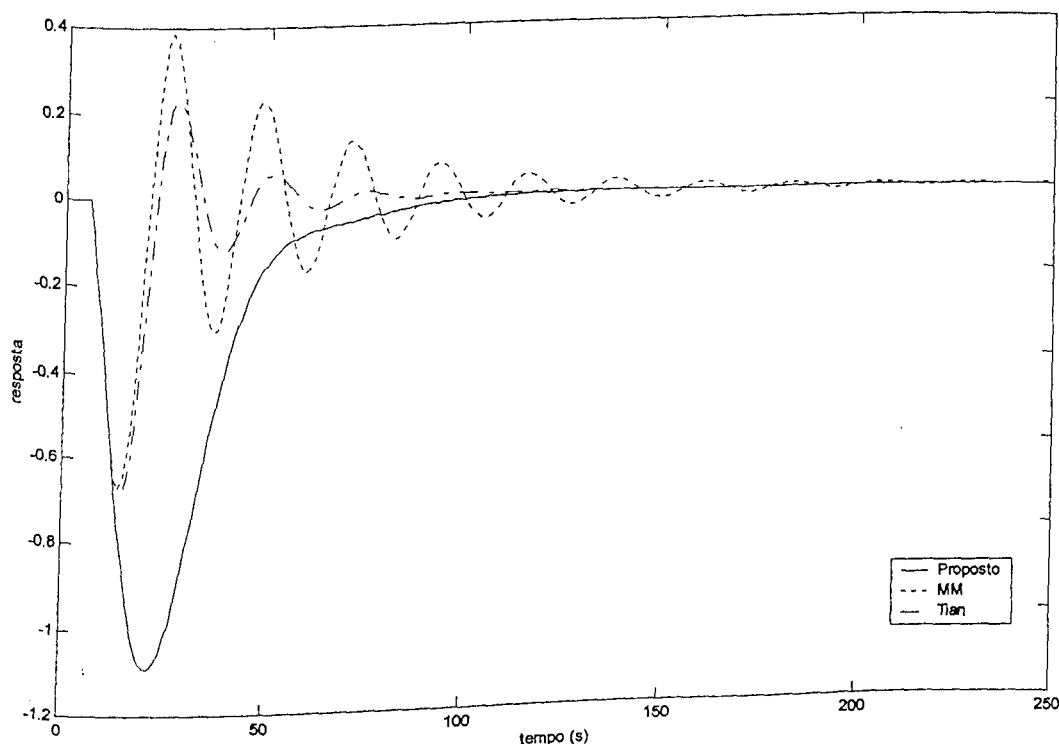


Figura 6.13 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo e^{-5s}/s com erro de modelagem de 25% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Apesar de apresentar o maior pico entre as três abordagens, o método proposto mostra uma boa robustez na resposta, sem oscilações e com aceitável tempo de atenuação. O método de Tian apresenta oscilações, apesar de um bom tempo de atenuação. A abordagem de MM novamente mostra um desempenho ruim, com diversas oscilações e elevado tempo de atenuação.

6.3 – ANÁLISE DO PROCESSO 2

Seja o processo representado como a seguir:

$$G_m(s) = \frac{e^{-5s}}{s(2s+1)(5s+1)} \quad (6.6)$$

Novamente são comparados os métodos de Matausek e Micic [99] (seção 4.4), Tian e Gao [143] (seção 4.5) e o proposto (seção 5.2). Nos métodos de MM e Tian, o processo é reduzido em um modelo com integrador puro mais atraso:

$$G_r(s) = \frac{e^{-11,32s}}{s} \quad (6.7)$$

Os parâmetros da abordagem de MM são os seguintes: $K_r=0,2$; $K_o=0,0639$; $T_d=4,528$; $T_f=0,4528$ e $T_r=5$.

No método de Tian, os parâmetros são: $K_r=0,2$; $K_i=0,0442$; $K_c=0,0777$, $T_d=5,66$ e $T_r=5$.

A abordagem proposta utiliza o método de redução de Skogestad [134]. O modelo obtido é o seguinte:

$$G_{rp}(s) = \frac{e^{-6s}}{s(6s+1)} \quad (6.8)$$

Os parâmetros de um controle PID do método proposto são os seguintes: com $M_s=1,7$, tem-se $\tau_c=10,5$; $K_c=0,1$, $\tau_i=37,5$ e $\tau_d=4,837$. O controle proporcional mais derivativo é sintonizado com $b=0,45$.

As respostas são mostradas a seguir.

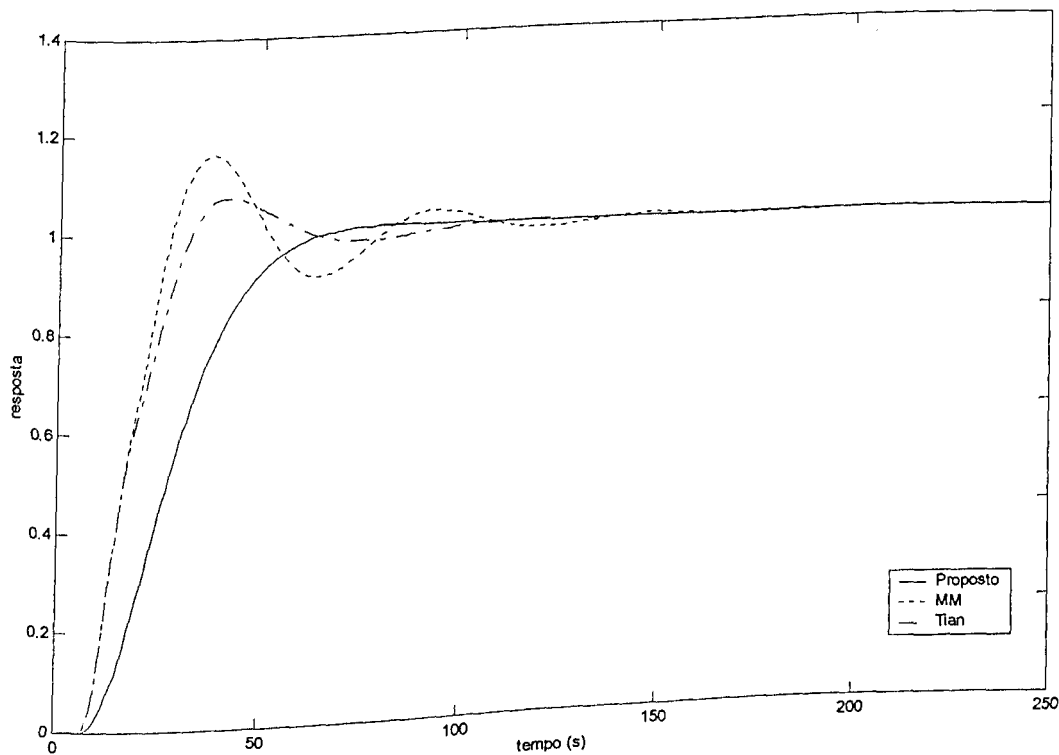


Figura 6.14 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Apesar de possuir um tempo de subida maior que as demais abordagens, o método proposto apresenta um bom tempo de acomodação e não possui sobre-sinais.

O método de Tian se mostra superior em relação ao de MM, com um ligeiro sobre-sinal.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são ilustradas a seguir:

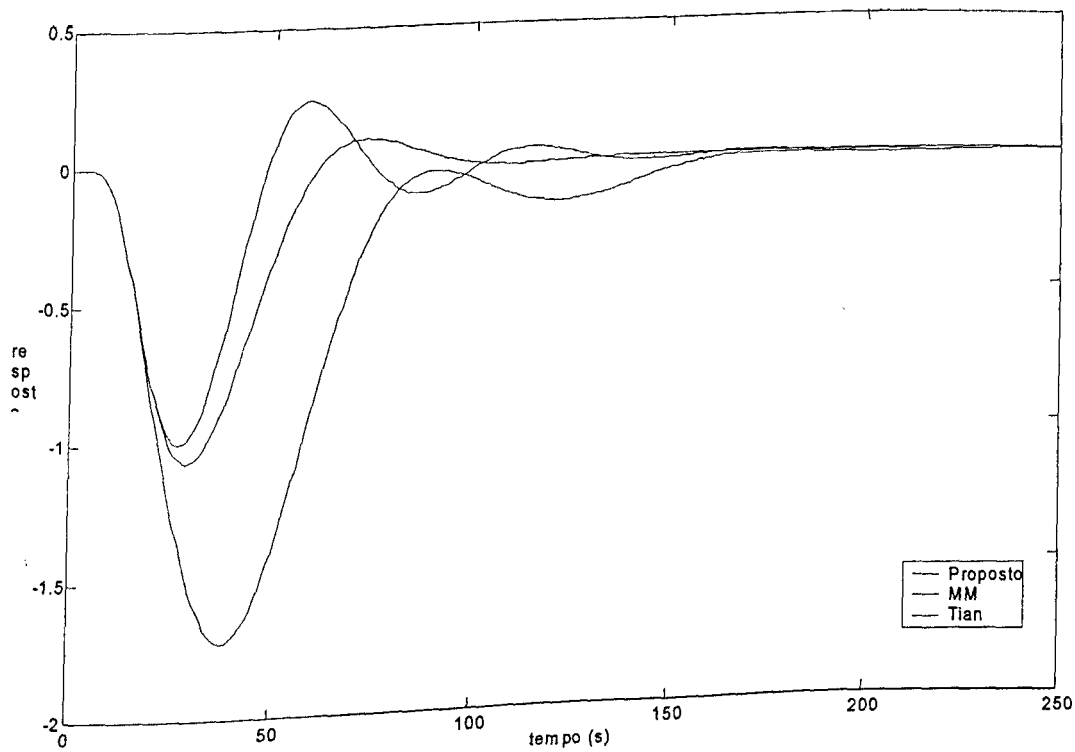


Figura 6.15 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

As respostas se mostram aceitáveis. O método de Tian apresenta superioridade sobre os demais, com um menor tempo de atenuação e uma leve oscilação. A abordagem proposta se mostra mais lenta em comparação com as outras duas.

Supondo agora a ocorrência de um erro percentual de 20% no atraso, os resultados são mostrados a seguir.

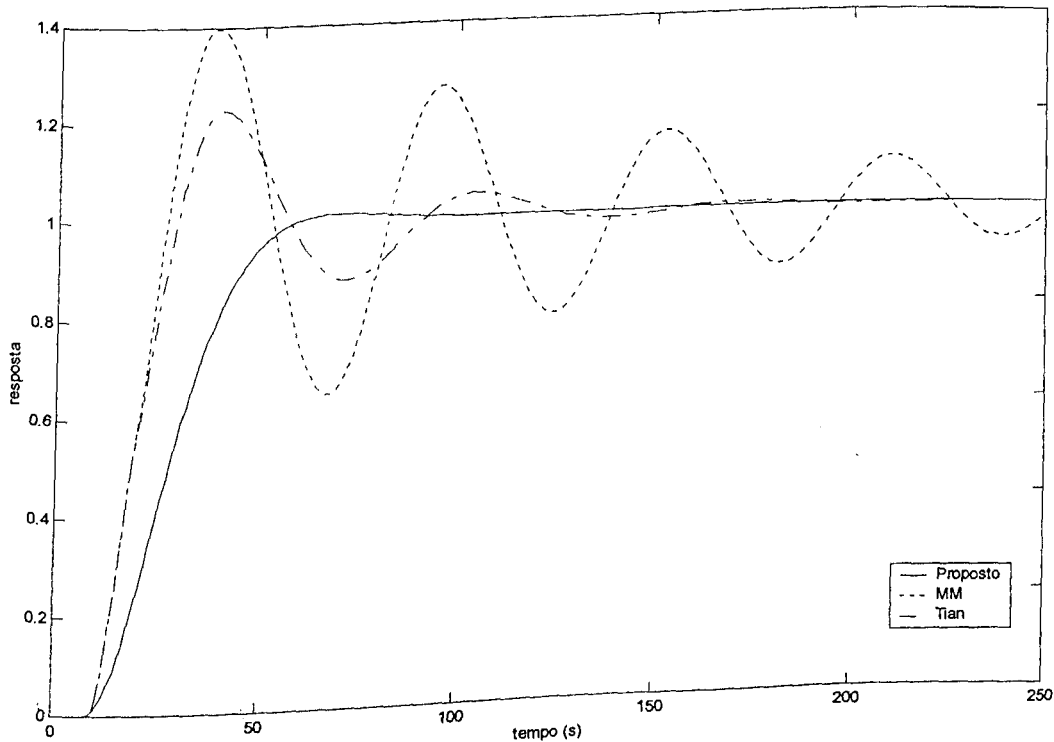


Figura 6.16 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ com erro de modelagem de 20% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

O método proposto se mostra bem mais robusto que os demais, com menor tempo de acomodação e sem oscilações. A abordagem de MM apresenta uma resposta inaceitável, com aspectos de instabilidade. O método de Tian apresenta-se superior em comparação com o de MM, apesar de alguns sobre-sinais

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são mostradas a seguir:

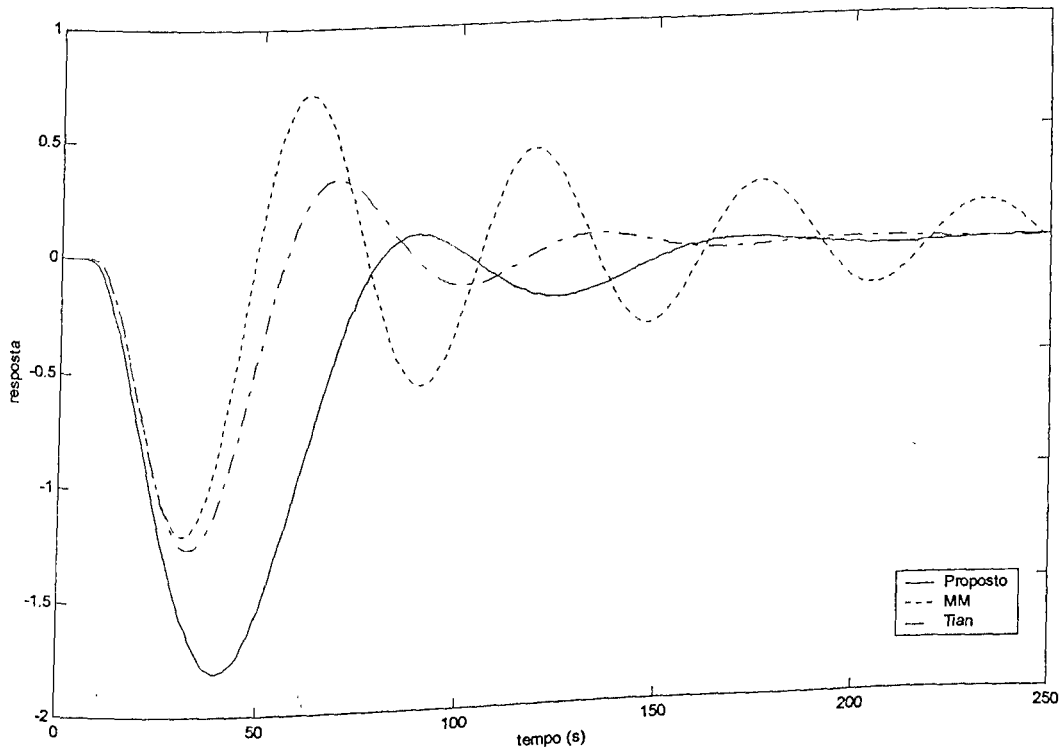


Figura 6.17 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(5s+1)(2s+1)$ com erro de modelagem de 20% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Novamente a abordagem de MM apresenta o pior desempenho, com uma resposta inaceitável, devido à instabilidade. O método de Tian e o proposto possuem tempos de atenuações semelhantes. A figura mostra uma pequena superioridade da abordagem de Tian, apesar de ambos se mostrarem aceitáveis

6.4 – ANÁLISE DO PROCESSO 3

Seja o processo representado como a seguir:

$$G_m(s) = \frac{e^{-5s}}{s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)} \quad (6.9)$$

São comparados os métodos de Matausek e Micic [99], Tian e Gao [143] e o proposto. Nos métodos de MM e Tian, o processo é reduzido em um modelo com integrador puro mais atraso (como mostrado nos respectivos artigos):

$$G_r(s) = \frac{e^{-6,7s}}{s} \quad (6.10)$$

Os parâmetros da abordagem de MM são os seguintes: $K_r=0,6$; $K_o=0,1081$; $T_d=2,68$; $T_f=0,268$ e $T_r=1,7$.

No método de Tian, os parâmetros são: $K_r=0,6$; $K_o=0,075$; $K_c=0,1312$; $T_d=3,35$ e $T_r=1,7$.

A abordagem proposta, utilizando o método de redução de Skogestad [134], apresenta o seguinte modelo:

$$G_{rp}(s) = \frac{e^{-5,425s}}{s(1,375s+1)} \quad (6.11)$$

Os parâmetros de um controle PID do método proposto são os seguintes: com $M_s=1,7$, tem-se $\tau_c = 5$; $K_c=0,123$, $\tau_i = 20,425$ e $\tau_d = 0,939$. O controle proporcional mais derivativo, que é responsável pelo desempenho de acompanhamento, é sintonizado com $b=0,3$.

As respostas são mostradas a seguir.

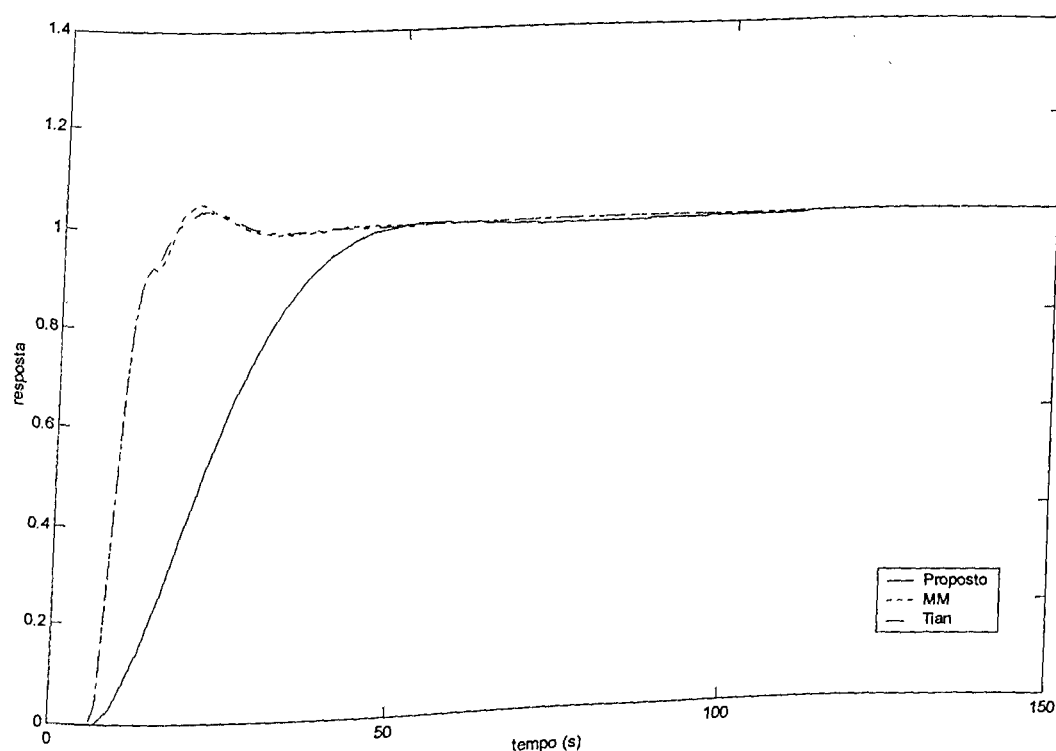


Figura 6.18 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Os métodos de MM e Tian possuem respostas semelhantes, com um ligeiro sobre-sinal e tempo de acomodação pequeno. Já a abordagem proposta apresenta uma resposta mais lenta, sem sobre-sinal.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são as seguintes:

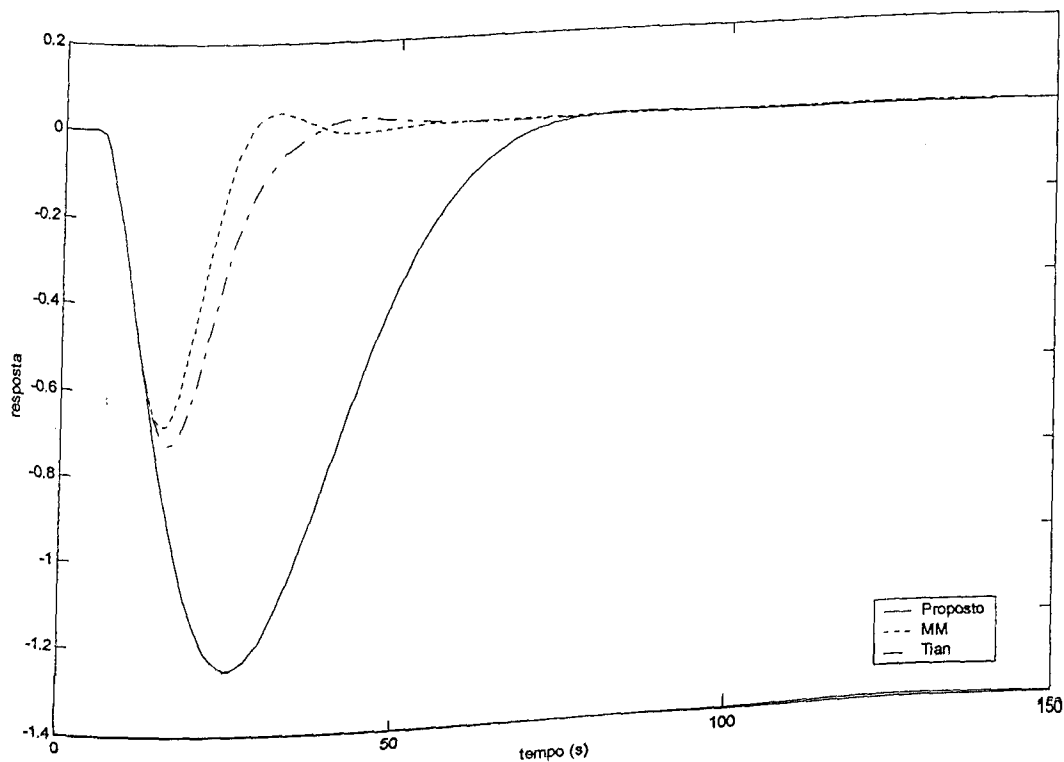


Figura 6.19 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Nesse caso, os métodos de MM e Tian se mostram superiores à abordagem proposta, com menor tempo de atenuação e menor pico na resposta.

Supondo um erro de modelagem de 30% no atraso (com o objetivo de se fazer uma análise mais severa), as novas respostas são mostradas a seguir:

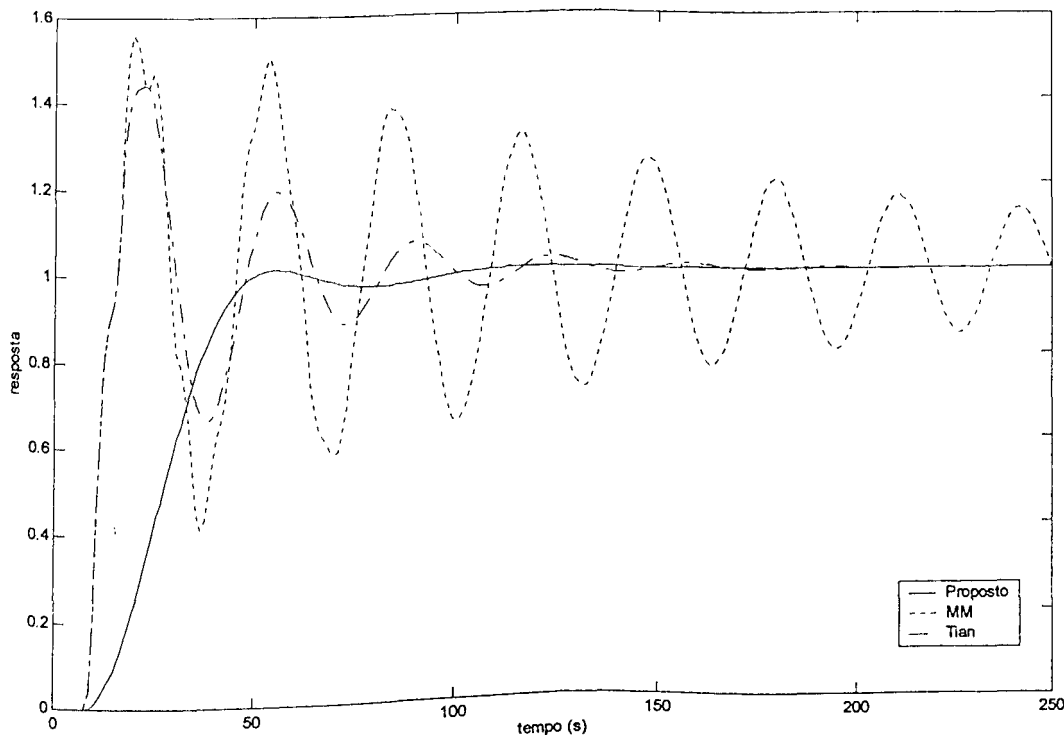


Figura 6.20 – Respostas de seguimento de referência do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a um degrau unitário (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

Nitidamente, o método proposto mostra-se mais robusto que os demais, com uma resposta com um ligeiro sobre-sinal e bom tempo de acomodação. A abordagem de MM apresenta-se inaceitável com uma resposta instável. O método de Tian mostra-se superior ao de MM, mas com robustez inferior ao método proposto.

As respostas relacionadas à rejeição de perturbações são as seguintes:

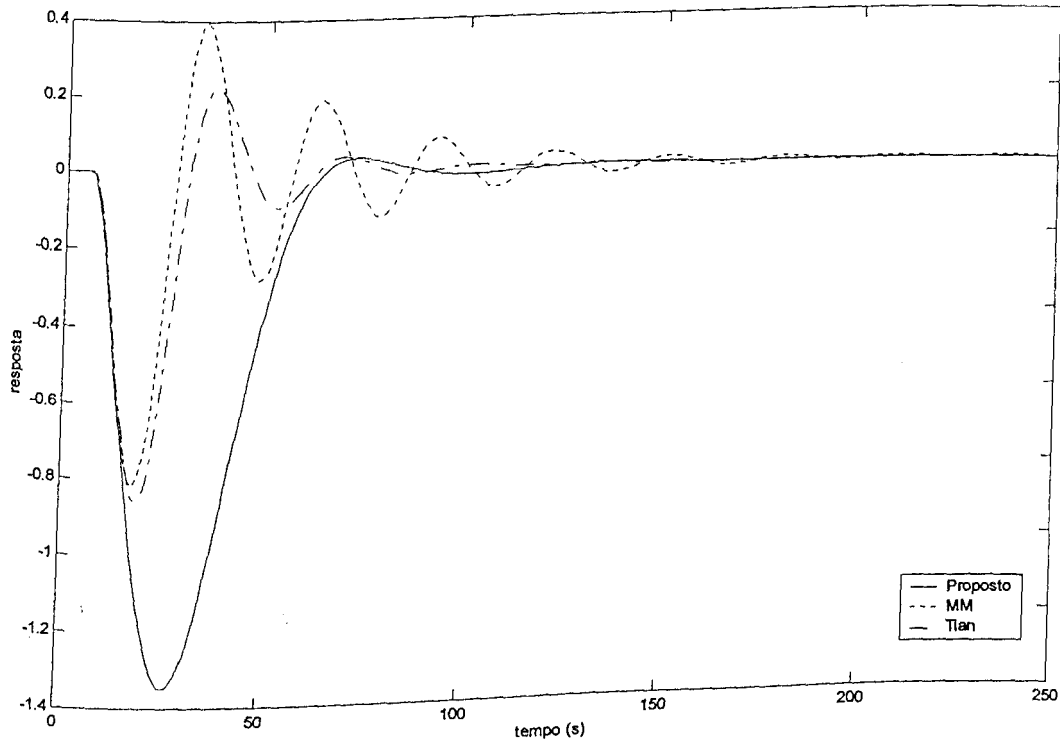


Figura 6.21 – Respostas relacionadas à rejeição de perturbações do processo $e^{-5s}/s(s+1)(0,5s+1)(0,2s+1)(0,1s+1)$ com erro de modelagem de 30% no atraso sujeitas a uma perturbação $d=-0,1$ (métodos de Matausek e Micic; Tian e Gao; e proposto)

O método de MM novamente mostra oscilações em demasia, com uma resposta insatisfatória. A abordagem proposta novamente é a mais robusta, sem apresentar oscilações e com um bom tempo de atenuação. Já o método de Tian, apesar de possuir um bom tempo de atenuação, apresenta algumas oscilações em sua resposta.

6.5 – CONCLUSÕES

A meta desse capítulo foi mostrar alguns dos inúmeros métodos de controle de processos integradores com atraso, enfatizando suas vantagens e desvantagens, comparando-os com uma nova abordagem. Foram utilizados modelos de baixa e alta ordens. Simulações foram realizadas utilizando valores nominais dos parâmetros supondo modelagem perfeita. De maneira a verificar a robustez das abordagens, foram simulados erros percentuais nos atrasos. Os métodos foram comparados e analisados através da resposta de seguimento de referência e da resposta de rejeição de perturbações de cada um.

Na abordagem de Visioli [149], os parâmetros do controlador são obtidos por meio de algoritmos genéticos, de maneira a minimizar determinados critérios de desempenho. As simulações mostraram resultados apenas razoáveis em comparação com outros métodos.

O método sugerido por Astrom *et al.* [8] mostrou-se eficaz no controle do processo integrador analisado pelos autores, principalmente para valores nominais. Tal método, no entanto, possui limitações. Os autores não fornecem um procedimento sistemático para a determinação dos parâmetros de controle, o que inviabiliza sua aplicação em outros processos.

A abordagem de Chidambaram e Sree [22] mostrou resultados ruins para as simulações realizadas. Todas as respostas obtidas originaram pequenas ou grandes oscilações, com elevado tempo de acomodação e baixa robustez, mesmo supondo modelagem perfeita.

O esquema proposto por Majhi [95] também não apresentou respostas satisfatórias, prevalecendo oscilações tanto na resposta de seguimento de referência quanto nas relacionadas à

rejeição de perturbações, também com tempo de acomodação elevado e baixa robustez, mesmo supondo a inexistência de erros de modelagem.

Os métodos de Matausek e Micic [99] e Tian e Gao [143] apresentaram alguns resultados similares e na maioria satisfatórios, principalmente no que se refere às respostas de seguimento de referência. No entanto, em linhas gerais, o método de Tian e Gao mostrou maior robustez.

A proposição de uma nova abordagem visava, principalmente, a obtenção de uma maior robustez no controle de processos integradores, ainda que em detrimento de uma pequena piora em seu desempenho. Os resultados mostraram-se bastante satisfatórios. O método apresentou-se quase sempre superior em relação aos demais, na situação em que era simulado um erro percentual no atraso (análise de robustez).

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES

7.1 – CONCLUSÕES GERAIS

Esse trabalho tratou, principalmente, da compensação de processos integradores com atraso. Inicialmente, o capítulo 2 mostrou os principais métodos de compensação de processos com atraso. Tais métodos são divididos basicamente de acordo com a implementação dos controladores ou seja: controladores com parâmetros otimizados (possuem estrutura fixa) e controladores otimizados estruturalmente (estrutura e parâmetros adaptados ao modelo do processo).

Também foi mostrado que, dentre os controladores otimizados estruturalmente, o mais conhecido é o corretor de Smith (CS). Ele garante bom desempenho para processos estáveis com um valor de atraso elevado, caso um bom modelo seja disponível. Entretanto, possui características ruins no que se refere a rejeição de perturbações, bem como no controle de processos integradores.

O capítulo 3 mostrou algumas modificações realizadas no CS propostas ao longo dos anos, na intenção de se melhorar principalmente a robustez e a regulação.

O capítulo 4 tratou da compensação de processos integradores com atraso. Foram relatadas várias abordagens, com análise de suas vantagens e desvantagens.

O capítulo 5 apresentou a proposição de uma abordagem de implementação simples para o controle de processos integradores em que prioriza a obtenção de respostas mais robustas.

No capítulo 6 foram feitos estudos entre os principais métodos mencionados no capítulo 4 comparados com a abordagem proposta no capítulo 5. Tais estudos foram realizados em processos de baixa e alta ordens. Primeiramente, as simulações utilizaram valores nominais dos parâmetros, supondo a inexistência de erros de modelagem. Em seguida, foi analisada a robustez das abordagens simulando erros percentuais nos atrasos.

Naturalmente, as conclusões obtidas das simulações sugerem a inexistência de uma única abordagem capaz de satisfazer de maneira excepcional todas as especificações exigidas em um sistema de controle.

Segundo mostraram as mesmas simulações e os comentários realizados no capítulo 6, o desempenho dos métodos analisados varia principalmente quando se exige maior grau de robustez. Isso faz com que determinadas abordagens apresentem comportamentos instáveis.

Dos estudos realizados e das conclusões obtidas, alguns pontos merecem ser destacados:

- alguns métodos não fornecem um procedimento sistemático para a determinação dos parâmetros envolvidos na estrutura de controle, dificultando sua utilização em diferentes processos. A abordagem de Astrom *et al.* [8], por exemplo, origina bons resultados para o processo analisado pelos autores. No entanto, os valores dos parâmetros de controle para o processo a ser controlado são utilizados sem que sejam fornecidas regras de sintonia definidas,

- as abordagens de Chidambaram e Sree [22], bem como a de Visioli [149] são bem simples, utilizam controladores PID ou suas variações, com regras de sintonia bem definidas. Os resultados obtidos, no entanto, não se mostraram satisfatórios, até mesmo supondo modelagem perfeita,
- o método de Majhi [95] também se mostra de fácil aplicação, utilizando controladores PID e suas variações. Apesar de sua simplicidade, os resultados também não se mostraram satisfatórios e apresentaram baixa robustez,
- outras abordagens, apesar de bons resultados (como a de Tian e Gao [143]), possuem estrutura complexa com um número elevado de parâmetros a ser determinado,
- determinados métodos (como o de Matausek e Micic [99]) mostram bons resultados para valores nominais dos parâmetros, mas respostas insatisfatórias quando é simulado um erro de modelagem, sugerindo baixa robustez,
- diversos outros métodos relatados na literatura (Matausek e Micic [99] também vale como exemplo) não ajustam de maneira independente as respostas relacionadas ao seguimento de referência e de rejeição de perturbações, o que impede a obtenção de respostas mais satisfatórias,
- algumas das abordagens mencionadas e vários outros métodos relatados na literatura se aplicam somente a processos integradores de primeira ordem.

Diante disso, o método proposto torna-se uma alternativa interessante no controle de processos integradores com atraso. Trata-se de uma abordagem de simples implementação, com uma estrutura de controle a dois graus de liberdade, que permite o ajuste independente das

respostas relacionadas ao desempenho de acompanhamento e de rejeição de perturbações. Além disso, envolve o uso apenas de controladores do tipo PID (ou suas variações), os mais utilizados no ambiente industrial, o que sem dúvida permite sua maior utilização em tal ambiente.

Mas a principal característica do método proposto é, sem dúvida alguma, a boa robustez que apresenta. As simulações realizadas mostraram uma maior robustez da abordagem proposta em comparação com as demais, ainda que em detrimento de uma pequena piora no desempenho do sistema para valores nominais, principalmente em relação à rejeição de perturbações.

7.2 – SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para prosseguimento futuro desse trabalho, pode-se sugerir o seguinte:

- ampliar os estudos comparativos entre o controlador PID, o corretor de Smith e suas modificações,
- realizar comparações com métodos de controle robusto,
- analisar a robustez também supondo erros percentuais nos ganhos e nas constantes de tempo dos processos, variando o valor de M_s ,
- propor um método de sintonia para o parâmetro "b",
- estender o método proposto para outros tipos de processo, tais como os instáveis e aqueles com características de fase não-mínima,
- implementação da abordagem proposta em laboratório, aplicada ao controle de um processo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]– ABBAS, A., SAWYER, P.E. A multiobjective design algorithm: application to the design of SISO control systems. Computers and Chemical Engineering, v. 19, p. 241-248, 1995.
- [2]– AGUIRRE, L.A. PID tuning based on model matching. Electronics Letters, v. 28, p. 2269-2271, 1992.
- [3]– AL-CHALABI, L.A., KHALIL, F.F. Dahlin minimum variance self-tuning controller. International Journal of Control, v. 60, p. 747-766, 1994.
- [4]– ALEXANDER, C.W., JR, R.E.T. A comparison of traditional and adaptive control strategies for systems with time delay. ISA Transactions, v. 40, p. 353-368, 2001.
- [5]– ANDERSON, B.D.O., MOORE, J.B. Optimal Control Linear Quadratic Methods. Prentice-Hall, 1989.
- [6]– ASTROM, K.J., HAGGLUND, T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. Automatica, v. 20, p. 645-651, 1984.
- [7]– ASTROM, K.J., HAGGLUND, T. The future of PID control. Control Engineering Practice, v.9, p. 1163-1175, abr. 2001.
- [8]– ASTROM, K.J., HANG, C.C., LIM, B.C. A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead time. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 39, p. 343-345, 1994.

- [9]– ASTROM, K.J., HANG, C.C., PERSSON, P., HO, W.K. Towards intelligent PID control. Automatica, v. 28, p. 1-9, 1992.
- [10]– ASTROM, K.J., WITTENMARK, B. Computer Controlled Systems: Theory and Design, Prentice-Hall International Inc., 1984.
- [11]– ASTROM, K.J., ZHOU, Z.Y. Self-tuners with automatic adjustment of the sampling period for processes with time delays. Report for Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, 1981.
- [12]– BAHILL, A.T. A simple adaptive Smith predictor for controlling time delay systems. IEEE Control Systems Magazine, n.3, v.2, p. 16-22, 1983.
- [13]– BARNES, T.J.D., WANG, L., CLEUTT, W.R. A frequency domain design method for PID controllers. Proceedings of the American Control Conference, San Francisco, California, USA, p. 890-893, 1993.
- [14]– BENOURETS, M., ATHERTON, D.P. Autotuning design method for a Smith predictor control scheme. Control'94 IEE International Conference on Control, p. 795-800, 1994.
- [15]– BORISON, U. Self-tuning regulators for a class of multivariable systems. Automatica, v.15, p. 209-215, 1979.
- [16]– CAMACHO, E.F., BOURDONS, C. Implementation of self-tuning generalised predictive controllers for the process industry. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, v. 7, p. 63-73, 1993.
- [17]– CAMACHO, O.E., SMITH, C., CHACON, E. Toward an implementation of sliding mode control to chemical processes. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, v. 3, p. 1101-1105, 1997.

- [18]– CHAI, T.Y. Direct adaptive decoupling control for general stochastic multivariable systems. International Journal of Control, v.51, p. 885-909, 1990.
- [19]– CHEN, H.F., ZHANG, J.F. Identification and adaptive control for systems with unknown orders, delay and coefficients. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 35, p. 866-877, 1990.
- [20]– CHIEN, I.L., PENG, S.C., LIU, J.H. Simple control method for integrating processes with long deadtime. Journal of Process Control, v.12, p. 391-404, 2002.
- [21]– CHIEN, I.L., SEBORG, D.E., MELLICHAMP, D.A. A self tuning controller for systems with unknown or time varying time delays. International Journal of Control, v. 42, p. 949-964, 1985.
- [22]– CHIDAMBARAM, M., SREE, R.P. A simple method of PID controllers integrator/dead-time process, Computers and Chemical Engineering, n. 27, p. 211-215, 2003.
- [23]– CHIU, K.C., CORRIPIO, A.B., SMITH, C.L. Digital controller algorithms. Part III. Tuning PI and PID controllers. Instruments and Control Systems, p. 41-43, dez. 1973.
- [24]– CHYUNG, D.H. Tracking controller for output feedback linear time delay systems. Proceedings of the American Control Conference, San Francisco, California, USA, 1993.
- [25]– CLARK, D.W., MOHTADI, C., TUFFS, P.S. Generalised predictive control – part I. the basic algorithm. Automatica, v. 23, p. 137-148, 1987.
- [26]– CLARK, D.W., MOHTADI, C., TUFFS, P.S. Generalised predictive control – part II. the basic algorithm. Automatica, v. 23, p. 149-160, 1987.

- [27]- CLARK, D.W. Self-tuning and adaptive control: theory and applications. IEE Control Engineering Series 15, Peter Peregrinus Ltd, 1985.
- [28]- COHEN, G.H., COON, G.A. Theoretical considerations of retarded control. Transactions of the ASME, p. 827-834, jul. 1953.
- [29]- DAHLIN, E.B. Designing and tuning digital controllers. Instruments and control Systems, v.41, n. 6, p. 77-83, 1968.
- [30]- DA SILVA, M.A., GOMIDE, F.A.C., AMARAL, W.C. A rule based procedure for self-tuning PID controllers. Proceedings of the 27th conference on Decision and Control, Austin, Texas, USA, p. 1947-1951, 1988.
- [31]- DATTA, A., OCHOA, J. Adaptive interval model control: design and stability analysis. Automatica, v. 32, p. 261-266, 1996.
- [32]- DAWSON, J.G., GAO, Z. Fuzzy logic control of variable time delay systems with a stability safe guard. Proceedings of the 4th IEEE Conference on Control Applications, p. 347-353, 1995.
- [33]- DEMIRCIOGLU, H., GAWTHROP, P.J. Continuous-time generalised predictive control (CGPC). Automatica, v. 27, p. 55-74, 1991.
- [34]- DE PAOR, A.M. A modified Smith predictor and controller for unstable processes with time delay. International Journal of Control, v. 41, p. 1025-1036, 1985.
- [35]- DE PAOR, A.M., EGAN, R.P.K. Observer based sampled-data control of unstable process with time delay. International Journal of Control, v. 51, p. 341-352, 1990.
- [36]- DE PAOR, A.M., O'MALLEY, M. Controllers of Ziegler-Nichols type for unstable processes with time delay. International Journal of Control, v. 49, p. 1273-1284, 1989.

- [37]– DE SANTIS, R.M. A novel PID configuration for speed and position control. Transactions of the ASME, v. 116, p. 542-549, 1994.
- [38]– DESHPANDE, P.B., ASH, R.H. Elements of Computer Process Control with Advanced Control Applications, Instrument Society of America, Prentice-Hall Inc., 1983.
- [39]– DONOGHUE, J.F. A comparison of the Smith predictor and optimal design approaches for systems with delay in the controls. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-24, p. 109-117, 1977.
- [40]– DORF, R.C. Modern Control Systems. 5th Edition, Addison-Wesley, 1989.
- [41]– DUGARD, L., GOODWIN, G.C., XIANYA, X. The role of the interactor matrix in multivariable stochastic adaptive control. Automatica, v. 20, p. 701-709, 1984.
- [42]– DUMONT, G.A., ZEVROS, C., BELANGER, P.R. Automatic tuning of industrial PID controllers. Proceedings of the American Control, Boston, USA, v. 3, p. 1573-1578, 1985.
- [43]– EL-KHAZALI, R. Variable structure robust control of uncertain time delay systems. Automatica, v. 34, p. 327-332, 1998.
- [44]– FISHER, D.G. Process control: an overview and personal perspective. The Canadian Journal of Chemical Engineering, n. 69, p. 5-26, 1991.
- [45]– GARCIA, C.E., MORARI, M. Internal model control. 2. Design procedure for multivariable systems. Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development, v. 24, p. 472-484, 1985.
- [46]– GAWTHROP, P.J., NOMIKOS, P.E. Automatic tuning of commercial PID controllers for single loop and multiloop applications. IEEE Control Systems Magazine, p. 34-42, jan. 1990.

- [47]– HAGGLUND, T. A predictive PI controller for processes with long dead times. IEEE Control Systems Magazine, p. 57-60, fev. 1992.
- [48]– HAGGLUND, T., ASTROM, K.J. Industrial adaptive controllers based on frequency response techniques. Automatica, v. 27, p. 599-609, 1991.
- [49]– HAMMERSTROM, L.G., WALLER, K.V. On optimal control of systems with delay in the control. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-27, p. 301-309, 1980.
- [50]– HANG, C.C., WANG, Q. G., CAO, L.S. A novel self-tuning technique for Smith predictors. Proceedings of the Asian Control Conference, Tokyo, Japan, p. 327-330, 1994.
- [51]– HANG, C.C., WANG, Q. G., CAO, L.S. Self-tuning Smith predictors for processes with long dead time. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, v. 9, p. 255-270, 1995.
- [52]– HARRIS, S.L., MELLICHAMP, D.A. Controller tuning using optimisation to meet multiple closed loop criteria. AIChE Journal, v. 31, p. 484-486, 1985.
- [53]– HAYES, M.J.M., HOLOHAN, A. High performance control of poorly modelled systems using PID feedback. Irish Digital Signal Processing and Control Conference, Dublin, Ireland, p. 365-371, 1996.
- [54]– HOROWITZ, I. Some properties of delayed control (Smith regulator). International Journal of Control, n. 38, p. 977-990, 1983.
- [55]– HO, W.K., HANG, C.C., CAO, L.S. Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications. Automatica, v. 31, p. 497-502, 1995.

- [56]– HUANG, H.P., CHEN, C.L., CHAO, Y.C., CHEN, P.L. A modified Smith predictor with an approximate inverse of dead time. AICHE Journal, v.36, p. 1025-1031, 1990.
- [57]– HUANG, J.J., DEBRA, D.B. Automatic tuning of Smith –predictor design using optimal parameter mismatch. Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, Australia. p. 3307-3312, dez. 2000.
- [58]– HWANG, S.H. Adaptive dominant pole design of PID controllers based on a single closed loop test. Chemical Engineering Communications, n. 124, p. 131-152, 1993.
- [59]– HWANG, S.H., CHANG, H.C. A theoretical examination of closed loop properties and tuning methods of single-loop PI controllers. Chemical Engineering Science, v. 42, p. 2395-2415, 1987.
- [60]– HWANG, S.H., SHIU, S.J. A new autotuning method with specifications on dominant pole placement. International Journal of Control, v. 60, p. 265-282, 1994.
- [61]– INGIMUNDARSON, A., HAGGLUND, T. Performance comparison between PID and dead-time compensating controllers. Journal of Process Control, v.12, n. 8, p. 887-895, dez. 2002.
- [62]– INGIMUNDARSON, A., HAGGLUND, T. Robust tuning procedures of dead-time compensating controllers. Control Engineering Practice, v. 9, p. 1195-1208, 2001.
- [63]– ISERMANN, R. Digital Control Systems Volume 1. Fundamentals, Deterministic Control. 2nd Revised Edition, Springer-Verlag, 1989.
- [64]– ISERMANN, R. Digital Control Systems Volume 2. Stochastic Control Multivariable Control, Adaptive Control, Applications. 2nd Revised Edition, Springer-Verlag, 1991.

- [65]– ISHIDA, M, ZHAN, J. Neural network control for a MIMO process with time delay. Journal of Chemical Engineering of Japan, v. 26, p. 337-339, 1993.
- [66]– JACOB, E.F., CHIDAMBARAM, M. Design of controllers for unstable first-order plus time delay systems. Computers and Chemical Engineering, v. 20, p. 579-584, 1996.
- [67]– JOSHI, S., KAUFMAN, H. Digital adaptive controllers using second order models with transport lag. Automatica, v. 11, p. 129-139, 1975.
- [68]– JUNG, C.S., SONG, H.K., HYUN, J.C. A direct synthesis tuning method of unstable first-order-plus-time-delay processes. Journal of Process Control, v. 9, p. 265-269, 1999.
- [69]– KANTOR, J.C., ANDRES, R.P. The analysis and design of Smith predictors using singular Nyquist arrays. International Journal of Control, v. 31, p. 655-664, 1980.
- [70]– KAWABE, T., KATAYAMA, T. A minimax design of robust I-PD controller for system with time delay. Proceedings of the Asian Control Conference, Tokyo, Japan, p. 495-498, 1994.
- [71]– KAYA, I., ATHERTON, D.P. A PI-PD controller design for integrating processes. Proceedings of the American Control Conference, San Diego, California-USA. p. 258-262, jun. 1999.
- [72]– KAYA, A., SCHEIB, T.J. Tuning of PID controls of different structures. Control Engineering, p. 62-65, 1988.
- [73]– KOIVO, H.N. A multivariable self-tuning regulator. Automatica, v. 16, p. 351-366, 1980.
- [74]– KOIVO, H.N., TANTTU, J.T. Tuning of PID controllers: survey of SISO and MIMO techniques. Proceedings of the IFAC Intelligent Tuning and Adaptive Control Symposium, Singapore, p. 75-80, 1991.

- [75]– KRISHNASWAMY, P.R., CHAN, B.E.M., RANGAIAH, G.P. Closed loop tuning of process control systems. Chemical Engineering Science, v. 42, p. 2173-2182, 1987.
- [76]– KRISTIANSSEN, B., LENNARTSON, B. Robust PI and PID controllers including Smith predictor structure. Proceedings of the American Control Conference, Arlington, VA, p. 2197-2202, jun. 2001.
- [77]– KUO, B.C. Automatic Control Systems. 6th Edition, Prentice-Hall Inc., 1991.
- [78]– KWON, W.H. Advances in predictive control: theory and applications. Asian Control Conference, Tokyo, Japan, 1994.
- [79]– LANDAU, I.D. Robust digital control of systems with time delay (the Smith predictor revisited). International Journal of Control, v. 62, p. 325-347, 1995.
- [80]– LANDAU, I.D. System Identification and Control Design, Prentice-Hall Inc., 1990.
- [81]– LATOUR, P.R., KOPPEL, L.B., COUGHANOWR, D.R. Time-optimum control of chemical processes for set-point changes. Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development, v. 6, p. 452-460, 1967.
- [82]– LAUGHLIN, D.L., MORARI, M. Smith predictor design for robust performance. Proceedings of the American Control Conference, Minneapolis, Minnesota, USA, p. 637-642, 1987.
- [83]– LEE, D., LEE, M., SUNG, S., LEE, I. Robust PID tuning for Smith predictor in the presence of model uncertainty. Journal of Process Control, v. 9, p. 79-85, 1999.
- [84]– LEE, J., CHO, W., EDGAR, T.F. An improved technique for PID controller tuning from closed loop tests. AIChE Journal, v. 36, p. 1891-1895, 1990.
- [85]– LEE, J. On-line PID controller tuning from a single, closed-loop test. AIChE Journal, v. 35, p. 329-331, 1989.

- [86]– LEE, T.H., HANG, C.C., HO, W.K., YUE, P.K. Implementation of a knowledge-based PID autotuner. Automatica, v. 29, p. 1107-1113, 1993.
- [87]– LEE, T.H., WANG, Q.G., TAN, K.K. Robust Smith predictor controller for uncertain time delay systems. AIChE Journal, v. 42, p. 1033-1040, 1996.
- [88]– LEE, Y., PARK, S., LEE, M., BROSILOW, C. PID controller tuning for desired closed-loop responses for SISO systems. AIChE Journal, v. 44, p. 106-115, 1998.
- [89]– LEVA, A. PID autotuning algorithm based on relay feedback. IEE Proceedings, Part D, v. 140, p. 328-338, 1993.
- [90]– LI, W. An overshootless control algorithm for large dead-time process and its application to TDM-50A series microprocessor-based multiloop controller. Proceedings of the Asian Control Conference, Tokyo, Japan, p. 525-528, 1994.
- [91]– LIN, Y.I., BEARD, J.N., MELSHEIMER, S.S. Model-independent algorithms for time-optimal control of chemical processes. AIChE Journal, v. 39, p. 979-988, 1993.
- [92]– LUBLINSKY, B., FRADKOV, A. A comparison of adaptive and nonadaptive feedback for discrete-time plants with dead time. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 38, p. 492-495, 1993.
- [93]– MAJHI, S., ATHERTON, D.P. A new Smith predictor and controller for unstable and integrating processes with time delay. Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control, Tampa, Florida-USA, p. 1341-1345, 1998.
- [94]– MAJHI, S., ATHERTON, D.P. Automatic tuning of the modified Smith predictor controllers. Proceedings of the 39th IEEE – Conference on Decision and Control, Sydney, Australia. p. 1116-1120, dez. 2000.

- [95]– MAJHI, S. Tuning of controllers for integrating time delay processes. IEEE Catalogue n. 01CH37239, Paper number 445, p. 317-320, 2001.
- [96]– MARQUEZ, R., FLIESS, M., MOUNIER, H. A non-conventional robust PI-controller for the Smith predictor. Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, Florida, USA. p. 2259-2260, dez. 2001.
- [97]– MARSHALL, J.E. Control of time-delay systems. IEE Control Engineering Series 10, Peter Peregrinus Ltd., 1979.
- [98]– MATAUSEK, M.R., MICIC, A.D. A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 41, p. 1199-1203, ago. 1996.
- [99]– MATAUSEK, M.R., MICIC, A.D. On the modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 44, n. 8, ago. 1999.
- [100]– MEYER, C., SEBORG, D.E., WOOD, R.K. A comparison of the Smith predictor and conventional feedback control. Chemical Engineering Science, v. 31, p. 775-778, 1976.
- [101]– MIDDLETON, R.H., GOODWIN, G.C. Digital Control and Estimation: a Unified Approach. Prentice-Hall Inc., 1990.
- [102]– MIDDLETON, R.H., GRAEBE, S.F. Slow stable open-loop poles: to cancel or not to cancel. Automatica, v. 35, p. 877, 1999.
- [103]– MORARI, M. Robust process control. Chemical Engineering Research and Design, v. 65, p. 462-479, 1987.
- [104]– MORARI, M., ZAFIRIOU, E. Robust Process Control. Prentice-Hall Inc., 1989.

- [105]– NISHIKAWA, Y., SANNOMIYA, N., OHTA, T., TANAKA, K. A method for autotuning of PID control parameters. Automatica, v. 20, p. 321-332, 1984.
- [106]– NORMEY-RICO, J.E., BORDONS, C., CAMACHO, E.F. Improving the robustness of dead-time compensating PI controllers. Control Engineering Practice, v. 5, n. 6, p. 801-810, 1997.
- [107]– NORMEY-RICO, J.E., CAMACHO, E.F. A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrative processes with dead-time. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 47, n. 2, p. 299-305, fev. 2002.
- [108]– NORMEY-RICO, J.E., CAMACHO, E.F. Robust tuning of dead-time compensators for processes with an integrator and long dead-time. IEEE Transactions on Automatic Control, v. 44, n. 2, p. 1598-1603, ago. 1999.
- [109]– PALMOR, Z.J., BLAU, M. An auto-tuner for Smith dead time compensator. International Journal of Control, n. 60, p. 117-135, 1994.
- [110]– PALMOR, Z.J., POWERS, D.V. Improved dead time compensator controllers. AIChE Journal, v. 31, p. 215-221, 1985.
- [111]– PALMOR, Z.J. Properties of optimal stochastic control systems with dead-time. Automatica, v. 18, p. 107-116, 1982.
- [112]– PANAGOPOULOS, H., ASTROM, K.J., HAGGLUND, T. Design of PI controllers based on non-convex optimization. Automatica, v. 34, n.5, p. 585-601, 1998.
- [113]– PARASKEVOPOULOS, P.N., SAMIOTAKIS, S.E. State space analysis and optimal control of time delay systems via Taylor's series. IEEE International conference on control (Control'94), p. 70-74, 1994.
- [114]– PEMBERTON, T.J. PID: The logical control algorithm. Control Engineering, v.19, n. 5, p. 66-67, 1972.

- [115]– PENNER, A. Tuning rules for a PI controller. Proceedings of the ISA/88 International Conference and Exhibition, Houston, Texas, USA, p. 1037-1051, 1988.
- [116]– PHILLIPS, C.L., HARBOR, R.D. Feedback Control Systems. 2nd edition, Prentice-Hall, 1991.
- [117]– POULIN, E., POMERLEAU, A. PI settings for integrating processes based on ultimate cycle information. IEEE Transactions on Control Systems Technology, v. 7, n. 4, jul. 1999.
- [118]– RAD, A.B., TSANG, K.M., LO, W.L. Adaptive control of dominant time delay systems via polynomial identification. IEE Proceedings – Control Theory and Applications, v. 142, p. 433-438, 1995.
- [119]– RAY, W.H. Advanced Process Control. McGraw-Hill, 1981.
- [120]– REN, W. Stochastic adaptive control of multiple delay systems. Proceedings of the American Control Conference, San Francisco, CA., USA, p. 2195-2199, 1993.
- [121]– RIVERA, D.E., MORARI, M., SKOGESTAD, S. Internal model control. 4. PID controller design. Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development, v. 25, p. 252-265, 1986.
- [122]– ROMAGNOLI, J.A., KARIM, M.N., AGAMENNONI, O.E., DESAGES, A. Controller designs for model plant parameter mismatch. IEE Proceedings, Part D, v. 135, p. 157-164, 1988.
- [123]– ROVIRA, A.A., MURRILL, P.W., SMITH, C.L. Tuning controllers for setpoint changes. Instruments and Control Systems, p. 67-69, dez. 1969.
- [124]– SANATHANAN, C.K., QUINN, S.B. Design of set point regulators for processes involving time delay. AIChE Journal, v. 33, p. 1873-1881, 1987.

- [125]– SANTACESARIA, C., SCATTOLINI, R. Easy tuning of Smith predictor in presence of delay uncertainty. Automatica, v. 29, p. 1595-1597, 1993.
- [126]– SCATTOLINI, R. A multivariable self-tuning controller with integral action. Automatica, v. 22, p. 619-627, 1986.
- [127]– SCHEI, T.S. Automatic tuning of PID controllers based on transfer function estimation. Automatica, v. 30, p. 587-591, 1992.
- [128]– SEBORG, D.E., EDGAR, T.F., MELLICHAMP, D.A. Process Dynamics and Control. John Wiley and Sons, 1989.
- [129]– SEBORG, D.E., EDGAR, T.F., SHAH, S.L. Adaptive control strategies for process control: a survey. AIChE Journal, v. 32, p. 881-913, 1986.
- [130]– SEMINO, D., SCALI, C. A method for robust tuning of linear quadratic optimal controllers. Industrial and Engineering Chemistry Research, v. 33, p. 889-895, 1994.
- [131]– SHAFIEL, Z., SHENTON, A.F. Tuning of PID-type controllers for stable and unstable systems with time delay. Automatica, v. 30, p. 1609-1615, 1994.
- [132]– SHINSKEY, F.G. How good are our controllers in absolute performance and robustness?. Measurement and Control, v. 23, p. 114-121, 1990.
- [133]– SINGH, A., McEWAN, D.H. The control of a process having appreciable transport lag – a laboratory case study. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-22, p. 396-401, 1976.
- [134]– SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. Journal of Process Control, v. 13, p. 291-309, 2003.
- [135]– SMITH, O. J. M. Closer control of loops with dead time. Chem. Eng. Prog., p. 53, 217, 1957.

- [136]- SOETERBOEK, R. Predictive Control – a Unified Approach, Prentice-Hall Inc., 1992.
- [137]- SZITA, G., SANATHANAN, C.K. Robust design for disturbance rejection in time delay systems. Journal of the Franklin Institute, v. 334, p. 611, 1997.
- [138]- TAN, K.K., LEE, T.H., LEU, F.M. Predictive PI versus Smith control for dead-time compensation. ISA Transactions, v. 40, p. 17-29, 2001.
- [139]- TAN, W., MARQUEZ, H.J., CHEN, T. IMC design for unstable processes with time delays. Journal of Process Control, v. 13, p. 1-11, 2002.
- [140]- TAN, W., LIU, J., SUN, W. PID tuning for integrating processes. Proceedings of the 1988 IEEE – International Conference on Control Applications, Trieste, Itália. p. 873-876, set. 1998.
- [141]- TAN, Y., DE KEYSER, R. Auto-tuning PID control using neural predictor to compensate large time-delay. Proceedings of the Third IEEE Conference on Control Applications, v. 2, p. 1429-1434, Glasgow, U.K., 1994.
- [142]- TAO, C.S., HSIAO, F.B. Stability margins and model reduction. Journal of the Franklin Institute, v. 330, n. 3, p. 551, 1993.
- [143]- TIAN, Y.C., GAO, F. Control of integrator processes with dominant time delay. Industrial Engineering Chemistry Research, v. 38, p. 2979-2983, 1999.
- [144]- TIAN, Y.C., GAO, F. Double-controller scheme for control of processes with dominant delay. IEE Proceedings Control Theory Applications, v. 145, n. 5, p. 479-484, set. 1998.
- [145]- TRUXAL, J.G. Automatic Feedback Control System Synthesis, McGraw-Hill, 1955.
- [146]- VANDEURSEN, J.M., PEPERSTRAETE, J.A. Internal model control with improved disturbance rejection. International Journal of Control, v. 62, p. 983-999, 1995.

- [147]– VANDOREN, V.J. Overcoming the dead time dilemma. Control Engineering, v. 44, n. 8, p. 57, jun. 1987.
- [148]– VENKATASHANKAR, V., CHIDAMBARAM, M. Design of P and PI controllers for unstable first order plus time delay systems. International Journal of Control, v. 60, p. 137-144, 1994.
- [149]– VISIOLI, A. Optimal tuning of PID controllers for integral and unstable processes. IEE Proc.Control Theory Appl., n. 148, p. 180-184, 2001.
- [150]– VODA, A., LANDAU, I.D. A method for the auto-calibration of PID controllers. Automatica, v. 30, p. 41-53, 1995.
- [151]– VRECKO, D., VRANCIC, D., JURICIC, D., STRMCNIK, S. A new modified Smith predictor: the concept, design and tuning. ISA Transactions, v. 40, p. 111-121, 2001.
- [152]– WANG, Q.G., BI, Q., ZHANG, Y. Re-design of Smith predictor systems for performance enhancement. ISA Transactions, v. 39, p. 79-92, 2000.
- [153]– WANG, Y.G., CAI, W.J. PID tuning for integrating processes with sensitivity specification. Proceedings of the 40th IEEE – Conference on Decision and control, Orlando, Florida-USA. p. 4087-4091, 2001.
- [154]– WANG, Z.Q., SKOGESTAD, S., LUNDSTROM, P. Representation of uncertain time delays in the H_∞ framework. International Journal of Control, v. 59, p. 627-638, 1994.
- [155]– WANG, Z.Q., SKOGESTAD, S. Robust control of time delay systems using the Smith predictor. International Journal of Control, v. 57, p. 1405-1420, 1993.
- [156]– WATANABE, K., ITO, M. A process model control for linear systems with delays. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-26, p. 1261-1269, 1981.

- [157]– WATANABE, K., ITO, M., ISHIYAMA, Y. Modified Smith predictor control for multivariable systems with delays and unmeasurable step disturbances. International Journal of Control, v. 73, p. 959-973, 1983.
- [158]– WEI, T., SONGJIAO, S., MENGXIAO, W. A novel Smith predictor with double-controller structure. Proceedings of the American Control Congerence, Anchorage, AK. p. 5074-5079, mai. 2002.
- [159]– WONG, S.K.P., SEBORG, D.E. A theoretical analysis of Smith and analytical predictors. AIChE Journal, v. 32, p. 1597-1603, 1986.
- [160]– WONG, Y.H., RAD, A.B., WONG, Y.K. Qualitative modeling and control of dynamic systems. Engineering Applications of Artificial Intelligence, v. 10, n. 5, p. 429-439, 1997.
- [161]– WU, W.T., TSENG, C.G. Robust and adaptive control of a multi-variable system. Transactions of the Institute of Measurement and Control, v. 14, p. 204-211, 1992.
- [162]– WU, W.T., TSENG, C.G., CHU, Y.T. System identification and on-line robust control of a multivariable system. International Journal of System Science, v. 25, p. 423-439, 1994.
- [163]– YAMAMOTO, T., OMATY, S., KANEDA, M. A design method for self-tuning PID controllers. Proceedings of the American Control Conference, v. 3, p. 3263-3267, 1994.
- [164]– YOUNG, C., O'MALLEY, M., DE PAOR, A.M. Control of reverse-reaction processes via a pseudo-predictor. International Journal of Control, v. 42, p. 261-264, 1990.

- [165]– YUWANA, M., SEBORG, D.E. A new method for on line controller tuning. AIChE Journal, v. 28, p. 434-440, 1982.
- [166]– ZEVROS, C.C., DUMONT, G.A. On PID controller tuning using orthonormal series identification. Automatica, v. 24, p. 165-175, 1988.
- [167]– ZHANG, W., XU, X. Analytical design and analysis of mismatched Smith predictor. ISA Transactions, v. 40, p. 133-138, 2001.
- [168]– ZHANG, W., XU, X. Simple predictor for processes with time delay. Proceedings of the American Control Conference, San Diego, California, p. 822-826, jun. 1999.
- [169]– ZHANG, W., XU, X., SUN, Y. Quantitative performance design for integrating processes with time delay. Automatica, v. 35, p. 719-723, 1999.
- [170]– ZHAO, A.Y., TOMIKUZA, M., ISKRA, S. Fuzzy gain scheduling of PID controllers. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, v. 23, p. 1392-1398, 1993.
- [171]– ZHENG, F., CHENG, M., CAO, W.B. Variable structure control of time delay systems with a simulation study on stabilising combustion in liquid propellant rocket motors. Automatica, v. 31, p. 1031-1037, 1995.
- [172]– ZHUANG, M., ATHERTON, D.P. Automatic tuning of optimum PID controllers. IEE Proceedings, Part D, p. 216-224, 1993.
- [173]– ZHUANG, M., ATHERTON, D.P. Optimum cascade PID controller design for SISO systems. IEE International Control Conference (Control'94), p. 606-611, 1994.
- [174]– ZIEGLER, J.G., NICHOLS, N.B. Optimum settings for automatic controllers. Transactions of the ASME, p. 759-768, nov. 1942.
- [175]– ZIEGLER, J.G., NICHOLS, N.B. Process lags in automatic control circuits. Transactions of the ASME, p. 433-444, jul. 1943.

ANEXO

A.1 - A UTILIZAÇÃO DO MÉTODO DE REDUÇÃO DE SKOGESTAD

O método possui várias etapas de maneira a se obter a redução. Nesse trabalho, é utilizada a "regra da metade", que descreve o seguinte:

"a maior constante de tempo é distribuída uniformemente junto ao atraso efetivo e a menor é retida".

Seja o modelo original dado da seguinte maneira:

$$\frac{\prod_j (-T_{j0}^{inv} + 1)}{\prod_i \tau_{i0}s + 1} e^{-s\theta_0} \quad (A.1)$$

Os valores de τ_{i0} são ordenados de acordo com seus módulos e $T_{j0}^{inv} > 0$ denota as constantes de tempo do numerador. Assim, para obter-se um modelo de primeira ordem $e^{-s\theta}/(\tau_{1s} + 1)$, tem-se:

$$\tau_1 = \tau_{10} + \frac{\tau_{20}}{2}; \quad \theta = \theta_0 + \frac{\tau_{20}}{2} + \sum_{i \geq 3} \tau_{i0} + \sum_j T_{j0}^{inv} + \frac{h}{2} \quad (A.2)$$

Para obter-se um modelo de segunda ordem $ke^{-s\theta}/(\tau_{1s} + 1)(\tau_{2s} + 1)$, tem-se:

$$\tau_1 = \tau_{10}; \quad \tau_2 = \tau_{20} + \frac{\tau_{30}}{2}; \quad \theta = \theta_0 + \frac{\tau_{30}}{2} + \sum_{i \geq 4} \tau_{i0} + \sum_j T_{j0}^{\text{inv}} + \frac{h}{2} \quad (\text{A.3})$$

h é o período de amostragem (para casos com implementação digital).

Seja o exemplo E6 fornecido pelo autor [134], adaptado para ilustrar a utilização do método no presente trabalho. O processo a ser reduzido é o seguinte:

$$g_0(s) = \frac{e^{-0,028s}}{s(s+1)(0,66s+1)} \quad (\text{A.4})$$

O objetivo é obter um modelo de segunda ordem com integrador puro. Aplicando a regra da metade, tem-se:

$$\theta = 0,028 + \frac{0,66}{2} = 0,358 \quad (\text{A.5})$$

$$\tau_1 = 1 + \frac{0,66}{2} = 1,33 \quad (\text{A.6})$$

De (A.5) e (A.6) pode-se afirmar que o modelo reduzido $g_{or}(s)$ torna-se:

$$g_{or}(s) = \frac{e^{-0,358s}}{s(1,33s+1)} \quad (\text{A.7})$$