

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA QUÍMICA

**Projeto de um Controlador PI-MIMO para uma
Planta de Produção de Poliestireno**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Alexandre Teixeira Martins

Porto Alegre

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA QUÍMICA

Projeto de um Controlador PI-MIMO para uma Planta de Produção de Poliestireno

Alexandre Teixeira Martins

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia

Área de concentração: Pesquisa e Desenvolvimento de Processos

Linha de Pesquisa: Projeto, Simulação, Controle e Otimização de Processos Químicos e Biotecnológicos

Orientador:

Prof. Dr. Jorge Otávio Trierweiler

Co-orientador:

Prof. Dr. Argimiro Resende Secchi

Porto Alegre

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA QUÍMICA

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação *Projeto de um Controlador PI-MIMO para uma Planta de Produção de Poliestireno*, elaborada por Alexandre Teixeira Martins, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia.

Comissão Examinadora:

Dr. Luis Gustavo Soares Longhi

Prof. Dr. Nilo Sérgio Medeiros Cardozo

Dr. Rodrigo Ivan Goytia Mejia

Agradecimentos

Agradeço...

À Innova S.A., empresa na qual trabalho, e todos os colegas, em especial, ao Eng.º Sergio de Oliveira Machado pela confiança e pelo incentivo para realização deste trabalho.

À Universidade Federal do Rio Grande do Sul e ao corpo docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, valiosos mestres.

Ao colega Marcelo Escobar, pela ajuda na utilização do RPN toolbox.

À minha família, alicerce da minha existência e pedra fundamental do meu caráter.

A todos os amigos, que de uma forma ou outra contribuíram para que este objetivo fosse atingido.

À minha doce esposa, Mônica Regina de Oliveira Martins, pelo apoio incondicional, pelas palavras de motivação e por estar sempre ao meu lado em todos os momentos da vida.

A Deus!

Resumo

As constantes exigências de redução de custos de produção aliada às necessidades de aumento produtivo impostas pelos mercados consumidores tem forçado as indústrias a investirem cada vez mais no estudo de novas técnicas de otimização dos seus processos. O rápido avanço industrial em resposta a estas exigências de mercado, elevou o grau de complexidade dos processos modernos, aumentando não apenas as interações entre as suas variáveis, como o número de malhas de controle necessárias para manter as condições de operação e qualidade do produto final dentro dos limites pré-estabelecidos.

Em processos complexos e com alto grau de acoplamento entre as variáveis, os mais altos níveis de desempenho, não são mais atingidos utilizando apenas o controle regulatório simples (*single input – single output*). Nestes casos, estratégias de controle multivariável tornam-se indispensáveis pois surgem neste cenário buscando incrementar a operabilidade e a produção dos processos diminuindo a sua variabilidade e permitindo, desta forma, que estados estacionários mais próximos dos limites de especificação e operação sejam atingidos.

Nesta dissertação, uma metodologia utilizada para estruturação de controladores PI-MIMO foi empregada para projetar um controlador multivariável para uma unidade industrial de produção de poliestireno cristal (GPPS). O estudo desenvolveu-se a partir de um modelo rigoroso do processo de GPPS implementado em Matlab[®] (ALMEIDA, 2004). Dois modelos lineares foram obtidos para as entradas e saídas do sistema nos pontos de operação da unidade nos quais as diferenças operacionais são mais representativas. O comportamento do processo foi estudado a partir da análise destes dois modelos sob o ponto de vista de seu comportamento dinâmico (Zeros, Pólos e Tempo morto) e de sua controlabilidade (Ganho multivariável, Matriz de ganhos relativos (RGA), Condicionamento mínimo e Número de desempenho robusto (RPN)). A estrutura do controlador foi obtida a partir das características do processo, do emparelhamento indicado pela matriz RGA e do desempenho desejado com a utilização do aplicativo RPN-toolbox desenvolvido por FARINA (2000). A sintonia adequada para o controlador foi realizada segundo o método desenvolvido por ESCOBAR (2006).

O desempenho dos controladores PI-MIMO para mudanças de *setpoint* e rejeição de distúrbios foi comparado a um controlador descentralizado de estrutura idêntica à utilizada na unidade de processo. Os resultados finais das simulações indicaram um melhor desempenho dos controladores multivariáveis projetados no controle da temperatura e do tempo de residência da seção de reação da unidade de GPPS.

Abstract

The constant demands for reduction of production costs combined with the need to increase production imposed by consumer markets have forced the industries to invest more in the study of new techniques for optimization of their processes. The rapid industrial progress in response to these market demands, raised the complexity of modern processes, increasing not only the interactions between their variables, as the number of control loops needed to maintain the operation conditions and quality of the final product within the pre-established limits.

In most cases this performance level is not achieved using only simple regulatory control (single input - single output), mainly in processes with a high degree of coupling between variables. In these cases, the multivariable control becomes indispensable, because it increases operability and production reducing process' variability allowing the operation of stationary states near the specification limits.

In this dissertation, a methodology for structuring of PI-MIMO controller was used to design a multivariable controller for a plant for production of crystal polystyrene (GPPS). The study was developed from a rigorous model of the GPPS implemented in Matlab (ALMEIDA, 2004). Two linear models were obtained for the inputs and outputs of the system in operating point of the unit which the operational differences are more representative. The behavior of the process was studied from the analysis of these two models from the point of view of its dynamic behavior (zeros, poles and dead time) and its controllability (multivariable gain, relative gain array (RGA), and minimum conditioning, robust performance number (RPN)). The control structure was obtained from the characteristics of the process, the pairing indicated by RGA matrix and the performance desired using RPN-Toolbox developed by FARINA (2000). The tuning of the controller was performed using the method developed by ESCOBAR (2006).

The performance of PI-MIMO controllers for setpoint changes and rejection of the disturbances was compared to a decentralized controller with structure similar to that used at the process. The final results of the simulations showed a better performance of multivariate

controllers designed to control temperature and time of residence of the reaction section of the unit of GPPS.

Sumário

Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Objetivos.....	2
1.2 Estrutura da dissertação	2
Capítulo 2 - Revisão bibliográfica.....	5
2.1 Sistemas multivariáveis	6
2.1.1 Blocos desacopladores.....	7
2.1.2 Sistemas multi-SISO	7
Método de de-sintonia	7
Método sequencial.....	7
Métodos iterativos	8
Métodos de projeto independente.....	8
2.1.3 Sistemas MIMO.....	8
Métodos de sintonia MIMO	8
Capítulo 3 - Etapas para projeto de controladores	11
3.1 Caracterização do problema de controle	12
3.1.1 Avaliação dos objetivos da estratégia controle.....	12
3.1.2 Classificação das variáveis do processo	13
3.2 Modelagem do processo	14
3.3 Análise do comportamento do processo.....	17
3.3.1 Ferramentas para análise do comportamento dinâmico	17
Zeros de transmissão	17
Pólos multivariáveis	18
Direcionalidade de zeros e pólos	18
Fatoração de zeros e pólos.....	20
Estabilidade, robustez e desempenho robusto	20
3.3.2 Ferramentas para análise da controlabilidade operacional	21
Ganho multivariável	21
Condicionamento Mínimo.....	21
RGA-Matriz de ganhos relativos.....	22
Desempenho desejado e desempenho alcançável.....	23
Número de desempenho robusto (RPN).....	24
3.4 Projeto da estrutura de controle	25
3.5 Sintonia do controlador	28
Capítulo 4 - Descrição do processo	31
4.1 Planta de poliestireno cristal (GPPS)	31
4.1.1 Seção de purificação de estireno	34
4.1.2 Seção de pré-polimerização.....	34
4.1.3 Seção de reação	34
4.1.4 Seção de condensação	35
4.1.5 Seção de desvolatilização	35
4.1.6 Seção de vácuo e reciclo de condensado	36

4.2 Diagnóstico operacional da unidade	36
4.2.1 Exigências de produção	36
4.2.2 Variáveis que devem ser controladas	36
Temperatura	37
Tempo de residência	37
Aditivos	38
4.2.3 Principais distúrbios no processo	38
Capítulo 5 - Estudo de caso	41
5.1 Caracterização do problema de controle	41
5.1.1 Avaliação dos objetivos da estratégia de controle	41
5.1.2 Classificação das variáveis do processo	42
5.2 Modelagem do processo	43
5.3 Análise do comportamento do processo	45
5.3.1 Análise do comportamento dinâmico	45
Análise de tempo morto do sistema	46
Análise de zeros e pólos do sistema	46
5.3.2 Análise da controlabilidade operacional	47
Ganho multivariável	47
Condicionamento Mínimo (γ^*)	49
Matriz de Ganhos Relativos (RGA)	50
Estabilidade, robustez e desempenho robusto (RPN)	53
5.4 Projeto da estrutura de controle	55
5.5 Sintonia do controlador	59
Capítulo 6 - Simulações e resultados	63
6.1 Resposta para mudanças de <i>setpoint</i>	63
6.2 Resposta para distúrbios na carga	70
Capítulo 7 - Considerações finais	79
7.1 Conclusões	79
7.2 Trabalhos futuros	80
Apêndice A - Modelo rigoroso da planta de GPPS	83
A.1 Modelo cinético	84
A.2 Balanço material	87
A.3 Balanço energético	90
A.4 Modelo termodinâmico	91
Referências bibliográficas	95

Lista de Figuras

Figura 3.1 Metodologia proposta por FARINA baseada no RPN.....	27
Figura 3.2 Malha <i>feedback</i> proposta por FACCIN (2004).....	29
Figura 4.1 Diagrama do processo de produção de poliestireno cristal (GPPS).....	33
Figura 4.2 Detalhes controle de temperatura e nível da seção de reação.....	40
Figura 5.1 Modelo rigoroso do processo de GPPS implementado em Matlab®.....	44
Figura 5.2 Modelos lineares do GPPS à carga baixa.....	45
Figura 5.3 Pólos e zeros do modelo linear de GPPS para <i>grade B</i>	46
Figura 5.4 Pólos e zeros do modelo linear de GPPS para <i>grade C</i>	47
Figura 5.5 Condicionamento Mínimo para modelo linear do GPPS para <i>grade B</i>	50
Figura 5.6 Condicionamento Mínimo para modelo linear do GPPS para <i>grade C</i>	50
Figura 5.7 RGA dinâmico para o sistema no ponto de operação com <i>grade B</i>	52
Figura 5.8 RGA dinâmico para o sistema no ponto de operação com <i>grade C</i>	53
Figura 5.9 Bloco do controlador PI MIMO proposto para unidade de GPPS implementado no aplicativo <i>simulink</i> do Matlab.....	57
Figura 5.10 Implementação do controlador PI MIMO na planta de GPPS.....	58
Figura 5.11 Implementação do controlador PI SISO na planta de GPPS.....	59
Figura 6.1 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> à perturbação do tipo degrau na controlada τ_1	64
Figura 6.2 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> à perturbação do tipo degrau na controlada τ_1	65
Figura 6.3 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> à perturbação do tipo degrau na controlada τ_2	65
Figura 6.4 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> à perturbação do tipo degrau na controlada τ_2	66
Figura 6.5 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> à perturbação do tipo degrau na controlada TC1.....	66
Figura 6.6 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> à perturbação do tipo degrau na controlada TC1.....	67
Figura 6.7 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> à perturbação do tipo degrau na controlada TC2.....	67
Figura 6.8 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> à perturbação do tipo degrau na controlada TC2.....	68
Figura 6.9 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> para distúrbio na variável LC1.....	71
Figura 6.10 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> para distúrbio na variável LC1.....	72
Figura 6.11 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> para distúrbio na variável LC2.....	72
Figura 6.12 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> para distúrbio na variável LC2.....	73
Figura 6.13 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade B</i> para distúrbio na variável PC1.....	73
Figura 6.14 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com <i>grade C</i> para distúrbio na variável PC1.....	74

Figura 6.15 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade B para distúrbio na variável PC2.....	74
Figura 6.16 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade C para distúrbio na variável PC2.....	75
Figura A.1 Modelagem do reator CSTR da unidade de GPPS.....	83

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 Principais estruturas de modelos discretos encontrados na literatura.....	16
Tabela 5.1 Classificação das variáveis do processo de GPPS em controladas e manipuladas.	42
Tabela 5.2 Classificação das variáveis controladas do processo de GPPS em variáveis medidas e não medidas.	43
Tabela 5.3 Matriz de ganhos para modelo linear planta de GPPS <i>grade B</i>	48
Tabela 5.4 Matriz de ganhos para modelo linear planta de GPPS <i>grade C</i>	48
Tabela 5.5 Valores de condicionamento mínimo para cada ponto de operação da planta de GPPS.....	49
Tabela 5.6 Matriz de ganhos relativos (RGA) para modelo linear <i>grade B</i>	51
Tabela 5.7 Matriz de ganhos relativos (RGA) para modelo linear <i>grade C</i>	51
Tabela 5.8 Desempenho desejável para a planta em malha fechada.	54
Tabela 5.9 Número de desempenho robusto para os modelos lineares da planta de GPPS.	54
Tabela 5.10 Desempenho alcançável pelo sistema no ponto de operação com <i>grade B</i>	55
Tabela 5.11 Desempenho alcançável pelo sistema no ponto de operação com <i>grade C</i>	55
Tabela 5.12 Estrutura do controlador MIMO para a planta de GPPS.	56
Tabela 5.13 Estrutura do controlador SISO utilizado na comparação de desempenho com o controlador PI MIMO projetado.....	58
Tabela 5.14 Controlador PI MIMO baseado no modelo linear do GPPS obtido para o ponto de operação com <i>grade B</i>	60
Tabela 5.15 Controlador PI MIMO baseado no modelo linear do GPPS obtido para o ponto de operação com <i>grade C</i>	60
Tabela 5.16 Controlador PI descentralizado utilizado na comparação de desempenhos realizada do capítulo 6.....	61
Tabela 6.1 Quadro de mudanças de <i>setpoints</i> realizados no teste de desempenho dos controladores.	64
Tabela 6.2 Índices de desempenho dos controladores para mudanças de <i>setpoint</i> no ponto de operação com <i>grade B</i>	69
Tabela 6.3 Índices de desempenho dos controladores para mudanças de <i>setpoint</i> no ponto de operação com <i>grade C</i>	70
Tabela 6.4 Quadro de distúrbios realizados no teste de desempenho dos controladores.	71
Tabela 6.5 Índices de desempenho dos controladores para distúrbios na carga no ponto de operação com <i>grade B</i>	76
Tabela 6.6 Índices de desempenho dos controladores para distúrbios na carga no ponto de operação com <i>grade C</i>	77
Tabela A.1 Parâmetros cinéticos do modelo da planta de GPPS.	89
Tabela A.2 Propriedades físicas.	91

Lista de Acrônimos

APC	Controle Avançado de Processo
BIBO	Bounded-Input Bounded-Output Stability
BJ	Box Jenkins
CAT	Iniciador
CP	Controle de Produção
CSTR	Reatores contínuos tipo tanques agitados
FIR	Finite Impulse Response
GPPS	General Purpose Polystyrene (Poliestireno Cristal)
MFI	Melt Flow-Index
MIMO	Multi-Input-Multi-Output
MPC	Model Predictive Control
Mw	Peso Molecular
OE	Output error
PCP	Planejamento e Controle de Produção
PI	Controle de ação proporcional e integral
PID	Controle de ação proporcional, integral e derivativa
PIMS	Plant Information Management Systems
RGA	Relative Gain Array
RPN	Número de Performance Robusta
SISO	Single Input Single Output
SPD	Semi-plano direito
SUBID	Identificação no subespaço de estados
SVD	Decomposição em valores singulares
TBC	Terc Butil Catecol
Zn St	Estearato de Zinco
WO	White Oil

Notação e Simbologia

N_{opt}	Graus de liberdade para otimização
N_m	Graus de liberdade operacionais
N_{active}	Número de limites operacionais
J	Função Custo
$A(q), B(q), C(q), D(q)$	Matrizes de representação de modelo em espaço de estado
$e(t)$	Vetor erro
$G(s)$	Matriz de transferência genérica para o processo
$C(s)$	Matriz de transferência genérica para o controlador
$T(s)$	Função em malha fechada
$T_0(s), T_d(s)$	Função desempenho desejável
I	Matriz identidade
K_P	Constante proporcional
T_I	Constante de tempo integral
T_D	Constante de tempo derivativa
T_F	Constante de tempo para filtro de aumento de ordem
L_s, R_s	Matriz diagonal de escalonamento das saídas, entradas
M_s	Matriz M escalonada
N	Número de pontos do vetor de frequências
F_i, F_o	Filtro de fatoração de entrada, saída Blaskche
y	Variáveis de saída/ controladas
y_r	Variáveis de referência
u	Variáveis de entrada/ manipuladas
n_i, n_o	Número de entradas, saídas
p	Pólo
u_p, y_p	Direção de entrada/saída do pólo p
z	Zero de transmissão
u_z, y_z	Direção de entrada/saída do zero z
t_s	Tempo de subida
a	Parâmetro de ajuste dos filtros
ζ	Fator de amortecimento
ω_n	Frequência natural
t	Constante de tempo
M^H	Transposta conjugada da matriz M
M^{-1}	Inversa da matriz M
$\sigma(M)$	Valor singular da matriz M
$\bar{\sigma}(M), \underline{\sigma}(M)$	Máximo, mínimo valor singular da matriz M
$\gamma(M)$	Condicionamento da matriz M
$\gamma^*(M)$	Condicionamento mínimo da matriz M
$\Gamma(G, T)$	Número de desempenho robusto
$\Gamma^\#(G, T)$	Número de desempenho robusto não linear

Capítulo 1

Introdução

A evolução tecnológica dos meios de comunicação e de transporte, observada nas últimas décadas, trouxe consigo uma notável mudança nas relações de comércio entre as nações. As barreiras alfandegárias, por exemplo, tem-se tornado cada vez menores favorecendo o livre-comércio entre clientes e fornecedores de diferentes países. Para se tornarem competitivas neste novo contexto, as empresas tem investido seus esforços visando produtos que aliem qualidade a baixos custos de produção. A redução de custos variáveis no processo produtivo tem sido o principal desafio das corporações na busca pela lucratividade.

A automação industrial, que no início da revolução industrial, era vista como principal ferramenta para redução de custos fixos (mão de obra) agora se torna a resposta natural para este novo desafio.

O controle automático desempenha um papel fundamental no desenvolvimento da engenharia e da ciência, tornando-se parte integrante dos modernos processos industriais. Basicamente o que se espera de um sistema automático de controle é que ele mantenha o processo em que atua operando eficientemente numa condição desejada, rejeitando o efeito de perturbações e garantindo a qualidade do produto.

Em face da necessidade de redução de custos operacionais, novas tecnologias de produção tem tornado os processos industriais mais complexos. Novos equipamentos, novos catalisadores e novas matérias-primas vêm sendo estudados para possibilitar estes incrementos de produção.

A necessidade de redução do consumo de recursos ambientais (utilidades), por exemplo, tem tornado as plantas de produção cada vez mais integradas energeticamente. Por outro lado, esta evolução causa um efeito colateral sobre o processo. Cada vez mais, as variáveis exercem influência uma sobre as outras, é o que a literatura chama de “Grau de Acoplamento”.

Em processos com alto grau de acoplamento, o controle tradicional monovariável passa a ter seu desempenho debilitado, pois em sua estrutura não esta prevista a interação entre as diferentes variáveis do processo. Nestes casos o controle multivariável torna-se indispensável, pois somente através deste tipo de estratégia de controle é possível prever que a ação de um controlador possa influenciar outras variáveis.

Embora diversas técnicas de controle multivariável de processos tenham sido desenvolvidas nas últimas décadas, o aproveitamento por parte da indústria a esse desenvolvimento tem acontecido de forma extremamente lenta. Esta realidade deve-se em parte à falta de conhecimento das novas técnicas pelos possíveis usuários, mas também, a difícil aplicação prática e a falta de metodologias que governem estas aplicações.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho foi projetar um controlador multivariável para uma unidade industrial de produção de poliestireno cristal (GPPS) baseando-se na premissa de que este controlador deva operar satisfatoriamente nos diferentes estacionários da unidade, apresentando bom desempenho para mudanças de *setpoint* e rejeição de distúrbios, além de minimizar o efeito de acoplamento entre as diferentes variáveis do processo. O estudo focou-se na identificação dos objetivos do processo, na obtenção e análise de modelos linearizados, na estruturação do controlador e sua sintonia e na simulação dos desempenhos a partir de um modelo rigoroso do processo.

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em sete capítulos principais. Neste primeiro capítulo, o tema da dissertação é introduzido e os objetivos do trabalho são apresentados.

No segundo capítulo, uma breve revisão bibliográfica sobre o objeto de estudo deste trabalho é apresentada. Neste capítulo algumas das principais abordagens existentes atualmente na literatura sobre controladores PID para sistemas multivariáveis são mostradas.

O terceiro capítulo, aborda os fundamentos teóricos que compõem a metodologia empregada no trabalho. A metodologia empregada divide-se em cinco etapas principais: A caracterização do problema de controle, a obtenção do modelo do processo, a análise do comportamento do processo, o projeto da estrutura do controlador e a sintonia do algoritmo controle.

No quarto capítulo, o processo de produção de poliestireno cristal de uma planta industrial é detalhado. Cada seção desta unidade é discutida em separado e as particularidades de cada equipamento, sua condições e limites operacionais e suas estruturas de controle regulatório são explicadas.

No quinto capítulo, a metodologia detalhada no capítulo 3 foi aplicada ao processo de GPPS para o desenvolvimento de um controlador proporcional-integral multivariável para a

seção de reação da unidade. O projeto do controlador foi realizado a partir de modelos linearizados da unidade obtidos em dois pontos de operação distintos.

No sexto capítulo, são apresentados os resultados da aplicação do controlador na unidade de processo. Os controladores obtidos no capítulo anterior tiveram seus desempenhos avaliados a partir de simulações realizadas através do aplicativo *simulink* do Matlab®.

Para finalizar, no capítulo sete são apresentadas as principais conclusões obtidas com a realização do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Revisão bibliográfica

O processo de automação industrial surgiu aproximadamente no início do século XVIII, durante a denominada ‘Segunda Revolução Industrial’. O objetivo inicial da substituição da mão de obra humana por equipamentos mecânicos em trabalhos que exigiam a força bruta veio da natural necessidade de incrementar capacidade e qualidade dos processos de produção então existentes.

A primeira realização na área de controle automático de processos é atribuída a JAMES WATT que, em 1769, introduziu o conceito de realimentação negativa para o controle da velocidade de máquinas a vapor. O primeiro estudo sistemático sobre estabilidade de sistemas realimentados foi realizado por J. C. MAXWELL, em 1868, que descreveu as equações diferenciais que governavam o sistema desenvolvido por WATT. Com seu trabalho, MAXWELL demonstrou a importância e a utilidade de modelos e métodos matemáticos para a compreensão dos processos industriais e da própria teoria de controle.

Estudos a respeito da estabilidade foram desenvolvidos por HURWITZ (1875) e ROUTH (1905), sendo estendido para sistemas não lineares por um matemático russo chamado LYAPUNOV (1893).

Os primeiros controladores realimentados consideravam implicitamente ou explicitamente as ações proporcionais, integrais e derivativas em suas estruturas. No entanto, somente em 1922 (MINORSKY, 1922) que considerações teóricas rigorosas foram dadas ao controlador chamado PID.

Comercialmente, esses controladores se tornaram disponíveis nos anos 30 (ZIEGLER, 1975), e o interesse em seu projeto é relevante até os dias de hoje. Em 1932, um controlador com ação derivativa foi introduzido por RALPH CLARRIDGE da ‘Taylor Instrument Companies’. Naquele tempo essa funcionalidade era chamada de ‘pre-act’ e foi inicialmente testada apenas em casos especiais.

Nos primeiros anos no mercado, apesar do controlador PID ter demonstrado sua importância em algumas aplicações consideradas difíceis, ainda havia uma grande dificuldade na sua difusão nos processos industriais, principalmente devido à inexistência de regras simples para o ajuste dos parâmetros.

Em 1932 em seu trabalho de nome “Regeneration Theory”, NYQUIST descreveu como determinar a estabilidade de sistemas no domínio da frequência. Com base na contribuição de NYQUIST, em 1942, através do artigo “*Optimum Settings for Automatic Controllers*”, de autoria de J. G. ZIEGLER e N. B. NICHOLS, ambos da ‘*Taylor Instrument Companies*’, foram apresentados dois procedimentos para sintonia dos controladores, através de simples regras de ajuste baseadas em características dinâmicas do processo. Este artigo foi um marco na história do controlador PID, dando nascimento à metodologia que ainda é uma das mais comumente utilizadas no projeto de sistemas de controle, e uma das razões da disseminação dos controladores PID.

Vários métodos de ajuste de controladores PID em malhas do tipo SISO foram propostos nos últimos sessenta anos. Esses métodos podem ser de tentativa e erro (ZIEGLERNICHOLS, 1942; TYREUS-LUYBEN, 1992), baseados em dados experimentais (*step testes*, curvas de reação do processo ou obtenção dos parâmetros via tabelas ou fórmulas deduzidas em função das características dinâmicas estimadas), baseados em minimização de índices de erro (IAE, ISE, ITAE), ou metodologias baseadas em modelo (Método da síntese direta, DS; ou método IMC, Internal Model Control).

Uma boa coletânea de métodos de ajuste de controladores PID pode ser encontrada em livros como ÅSTRÖM e HÄGGLUND (1995) e O’DWYER (2003). Dentre os vários tipos de métodos, os mais difundidos são os métodos que apresentam regras de ajuste baseadas em um modelo aproximado do processo, representado normalmente por uma função de transferência de primeira ordem com tempo morto. Em FACCIN (2004) foi realizado um levantamento e uma comparação dentre estes tipos de métodos de sintonia.

2.1 Sistemas multivariáveis

Durante a década de 50, os engenheiros de processo começaram a verificar que as técnicas existentes para sintonia de controladores SISO não funcionavam de forma adequada para sistemas MIMO. A partir desse momento engenheiros e pesquisadores começaram a investir esforços no projeto de controle multivariável em paralelo ao desenvolvimento de novas técnicas de sintonia SISO.

O desenvolvimento da representação de modelos dinâmicos na forma espaço de estados no início da década de 1960 possibilitou a resolução de problemas lineares de controle multivariável de uma forma matematicamente elegante impulsionado a então chamada teoria de controle moderna.

Atualmente, os problemas de controle multivariável são estudados através de três abordagens distintas: A abordagem que faz uso de blocos desacopladores, a abordagem multi-

SISO e a abordagem MIMO. Na maioria dos casos a opção por uma abordagem ou outra está vinculada ao grau de acoplamento do sistema em estudo.

2.1.1 Blocos desacopladores

Quando as interações entre as variáveis são elevadas, a resposta do sistema pode não ser satisfatória pelo uso de controladores descentralizados. No entanto, antes de partir para uma estrutura de controlador mais centralizada, se usam técnicas para redução da interação entre as malhas.

Os blocos inseridos na malha de controle que visam diminuir ou eliminar a interação entre as malhas são chamados de desacopladores. Esses desacopladores podem ser estáticos ou dinâmicos. Os primeiros reduzem o acoplamento entre as malhas somente em estado estacionário e consistem em matrizes de ganho implementadas na saída do controlador tornando-os simples de implementar. Os desacopladores dinâmicos, por sua vez, levam em consideração a dinâmica dos processos. Na maioria dos casos, podem apresentar problemas de realização e dificuldade na implementação. Deve-se ter em mente que uma perfeita compensação da planta só é possível se o modelo do processo é perfeitamente conhecido. Como essa situação é hipotética, o desacoplamento é apenas parcial. Por este motivo, esta técnica não é muito utilizada industrialmente, pois requer um esforço significativo na modelagem do processo, em seu ajuste e manutenção.

2.1.2 Sistemas multi-SISO

Uma abordagem muito comum e simplificada para projeto de controladores multivariáveis consiste em aproximar o sistema MIMO por várias malhas SISO (projeto Multi-SISO). Abaixo são apresentados os principais métodos de sintonia multi-SISO encontrados na literatura.

Método de de-sintonia

Dentre os métodos encontrados na literatura para sintonia de malhas Multi-SISO, uma delas utiliza a idéia de “de-sintonia” dos parâmetros. O método BLT (*Biggest Locus Modulus*) constitui um exemplo desse tipo de método. Desenvolvido por LUYBEN (1986) para realizar a sintonia de controladores PI em múltiplas malhas, é utilizado como referência para a maioria dos trabalhos desenvolvidos nessa área.

A principal vantagem desse método é a sua simplicidade, podendo ser usado como ponto de partida para futuras sintonias. No entanto, a sua principal desvantagem consiste no fato de que as malhas são sintonizadas individualmente, não levando em conta durante a sintonia, as diferentes interações entre as malhas.

Método sequencial

Este método foi proposto a partir do início dos anos 70 por MAYNE (1973), BHALODIA e WEBER (1979), CHIU e ARKUN (1992), HOVD e SKOGESTAD (1994). Neste método as malhas são fechadas sequencialmente, uma após a outra. Com o objetivo de

garantir uma convergência mais rápida dos parâmetros, a sequência de fechamento das malhas geralmente começa pela malha caracterizada pela dinâmica mais rápida; a interação dinâmica de tal malha é então considerada quando a segunda malha é fechada e assim sucessivamente.

As principais desvantagens são representadas pelo fato de que a disposição final dos parâmetros é dependente da ordem que se fecham as malhas e que esse procedimento de iteração pode alterar a resposta nos canais para os quais o controlador foi sintonizado anteriormente. Por outro lado, a principal vantagem desse método é que podem ser usadas as técnicas de sintonia SISO bem desenvolvidas e em geral apresentam resultados melhores que o método BLT.

Métodos iterativos

O procedimento iterativo prevê a sintonia exatamente como no caso sequencial, no entanto, uma vez fechada todas as malhas, estas vão sendo ajustadas individualmente mantendo as outras malhas em automático e assim sucessivamente até a convergência dos parâmetros. Estudo sobre esse método tem sido desenvolvido por SHEN e YU (1994).

Métodos de projeto independente

Métodos de projeto independentes foram estudados por ECONOMOU e MORARI (1986), e SKOGESTAD e MORARI (1992). O projeto das malhas é feito de maneira independente tentando respeitar a performance desejada e a estabilidade de cada malha, de alguma maneira, considerando a interação entre as malhas. Uma vez que esses controladores não usam informações detalhadas a respeito do efeito da dinâmica do controlador nas outras malhas, os resultados obtidos, na maioria das vezes, são muito pobres em termos de performance.

2.1.3 Sistemas MIMO

Uma alternativa para processos de elevada interação consiste no uso de estruturas centralizadas de controle que muitas vezes são evitadas devido à complexidade e dificuldades envolvidas na implementação. Além das metodologias aplicáveis no projeto de controladores PID descentralizados, existem outras metodologias mais versáteis que permitem o projeto de controladores do tipo PID MIMO. Na sequência são discutidos os principais métodos de sintonia MIMO encontrados atualmente na literatura.

Métodos de sintonia MIMO

Em uma primeira abordagem, pode-se assumir que o controlador tenha uma estrutura equivalente a um controlador PID e estimar os parâmetros usando algum método de otimização (controle ótimo), por exemplo, síntese H_8 (GRIMBLE, 1990), síntese mista H_8/H_2 (CHEN et al., 1995) e abordagem de programação semi-definida (BAO, 1999). Estes métodos podem ser usados para a obtenção dos parâmetros de tal forma que o controlador apresente uma boa performance no domínio do tempo e robustez no domínio da frequência. O principal problema com essa abordagem é que a estrutura fixa do controlador gera um problema de

otimização não convexo. Mesmo quando uma solução pode ser encontrada, em geral apresenta elevado consumo de tempo computacional.

Uma outra abordagem consiste em projetar o controlador em uma estrutura arbitrária utilizando qualquer técnica avançada e então reduzir a ordem do controlador, ou aproximar esse controlador obtido por um controlador PID. DONG e BROSILOW (1997) é um exemplo para este método: Inicialmente um controlador IMC é projetado e então este controlador é reduzido para a forma PID. A mesma idéia é adotada (TAN et al., 1998) para sistemas do tipo SISO, onde um controlador por H_s com 'Loop-Shaping' é projetado e então reduzido a um PID. O problema com essa metodologia é que embora a performance do sistema possa ser garantida com o controlador originalmente projetado, não fica garantida a performance para o controlador de ordem reduzida.

Capítulo 3

Etapas para projeto de controladores

Nas últimas décadas, uma grande quantidade de publicações intituladas *plantwide control* tem buscado estabelecer critérios para sistematizar o desenvolvimento de controle de processos facilitando o dia-a-dia dos engenheiros e técnicos das áreas de automação e processos. Na maioria dos casos observados na literatura, o limiar entre a idéia inicial e a aplicação final da estratégia na planta passa por cinco etapas principais: (LUYBEN, 1998 e LARSSOM E SKOGESTAD, 2000)

- 1) A caracterização do problema de controle;
- 2) A modelagem matemática do processo;
- 3) A análise das respostas dinâmicas do sistema através do modelo matemático;
- 4) Projeto da estrutura de controle;
- 5) Sintonia do controlador.

Neste capítulo, são apresentados alguns fundamentos teóricos que embasam uma metodologia para projeto de controladores de processos. Primeiramente, são mostrados alguns pontos importantes necessários ao detalhamento do problema de controle tais como: a identificação dos objetivos e a classificação das variáveis. Em seguida, são apresentadas algumas técnicas de modelagem do processo que servirão de alicerce para a obtenção de um modelo matemático representativo do processo. Posteriormente, são mostradas as principais ferramentas de análise dinâmica do modelo. Esta análise constitui uma etapa fundamental que fornece os principais subsídios para a etapas seguinte de projeto da estrutura do controlador, onde é definido o pareamento do sistema. Por último, são apresentadas as vantagens e desvantagens de alguns métodos de sintonia de controladores PI multivariáveis.

3.1 Caracterização do problema de controle

A caracterização do problema representa a fase inicial no projeto de um novo sistema controle. Para a boa caracterização do problema de controle é imprescindível o cumprimento de duas etapas: Caracterização dos objetivos e restrições da estratégia e a classificação das variáveis do processo.

3.1.1 Avaliação dos objetivos da estratégia controle

Um processo químico é formado por uma série de unidades de processos conectadas entre si de maneira lógica compondo uma unidade produtiva. O objetivo básico de qualquer processo químico é converter matérias-primas em produtos da maneira mais eficiente possível, quanto à utilização de recursos humanos, energéticos, materiais e ambientais. Para que isto seja feito, uma série de aspectos devem ser observados e respeitados, tais como (LUYBEN, 1998):

Segurança operacional: o processo deve operar dentro de condições adequadas, evitando situações que possam oferecer risco ao pessoal de operação e aos equipamentos utilizados.

Especificações de produção: o processo deve garantir a obtenção de produtos com uma qualidade final determinada e em uma quantidade adequada para que ele seja viabilizado economicamente.

Questões ambientais: os recursos naturais devem ser utilizados com a maior eficiência possível, gerando o mínimo de efluentes. Os efluentes gerados pelo processo não podem agredir excessivamente o meio externo e as emissões devem respeitar as legislações.

Restrições operacionais: as condições de processo não podem exceder certos limites operacionais, como, por exemplo, as temperaturas não podem ser superiores (ou inferiores) ao limite que o material do equipamento pode suportar. Da mesma forma devem ser respeitados os limites de pressão de vasos, ou de hidráulica de colunas, entre outros.

Econômicas: a planta deve operar na situação mais próxima possível do ponto ótimo de operação, que maximiza o retorno financeiro dos produtos e minimiza os custos de produção envolvidos.

Todas as exigências listadas e uma série de outras tornam necessária a existência de dispositivos que possibilitem o contínuo monitoramento do processo e a atuação, de maneira que se possa levá-lo a se comportar da forma mais próxima da desejada, ou seja, do ponto ótimo operacional.

Estes dispositivos, dentro do processo, estão organizados em camadas cada uma com uma função específica, interagindo com o processo em uma determinada frequência:

- 1) Planejamento e Controle de Produção (semanal);
- 2) Controle de Produção (diário);
- 3) Otimização em Tempo Real (horário);
- 4) Supervisório / Controle Avançado (minutos);
- 5) Controle Regulatório (segundos).

Em projetos de controle, normalmente, consideramos as três últimas camadas. A camada de otimização em tempo real, tipicamente, calcula os novos *setpoints* somente uma vez a cada hora, por outro lado as malhas de controle regulatório operam continuamente. As camadas interagem umas com as outras através de variáveis controladas, nas quais os *setpoints* são calculados pela camada superior e implementados na camada inferior (SKOGESTAD, 1992) e através de *targets* para algumas variáveis manipuladas relacionadas fortemente com aspectos econômicos e operacionais.

A função das camadas de base (controle regulatório) é manter a planta operando de maneira estável em torno dos *setpoints* solicitados pelas camadas superiores. As camadas superiores por sua vez (camadas de PCP, CP, Otimização e APC) tem a função de traduzir os objetivos da empresa em *setpoints* de processo minimizando os custos de produção.

Na prática, os objetivos e funções das malhas de controle regulatório estão ligados à manutenção das variáveis de processo dentro de uma faixa ampla de operação limitada pelas barreiras operacionais e de segurança dos equipamentos (inventário, pressões e temperaturas). Por outro lado, a camada de controle supervisório tem como principal função calcular os *setpoints* ótimos para as malhas de controle regulatório buscando dentro desta faixa ampla o ponto de operação que representa maior qualidade do produto com menor custo operacional.

3.1.2 Classificação das variáveis do processo

A análise de um processo com fins de desenvolvimento de uma estratégia de controle envolve a identificação e a classificação das variáveis existentes no sistema. A primeira classificação apresentada divide as variáveis em dois grupos **variáveis de entrada (*input*)** e **variáveis de saída (*output*)**. As variáveis de entrada expressam a interferência do meio-externo no sistema enquanto as variáveis de saída expressam a resposta do sistema às variáveis de entrada.

As variáveis de entrada podem ser classificadas em **variáveis manipuladas** e **variáveis distúrbio**. As variáveis manipuladas podem ser manipuladas e alteradas pela atuação do operador ou por um sistema de controle. Nas camadas de controle supervisório, normalmente as variáveis manipuladas são *setpoints* da camada de controle regulatório. Já os distúrbios são variáveis de entrada do sistema que não podem ser ajustadas para um valor desejado, pois são resultados de fatores externos.

Uma estrutura de controle deve estar sempre preparada para lidar com os efeitos causados pelos distúrbios (capacidade de compensar distúrbios). Os distúrbios podem ser classificados como distúrbios medidos ou não-medidos, conforme a sua natureza e a instrumentação existente na planta.

O conjunto de variáveis de saída é dividido em variáveis *medidas e não-medidas*. Dentre as variáveis de saída medidas, algumas serão selecionadas para serem *controladas*, dependendo dos objetivos do processo. Uma variável de saída não-medida pode também ser controlada, mas neste caso será necessária uma estimativa desta variável (inferência), a qual é resultado de um cálculo a partir de outras variáveis medidas e de um modelo matemático.

3.2 Modelagem do processo

A escolha e o projeto de controladores de processo requer sempre algum grau de conhecimento sobre o comportamento do sistema. Isso consiste em investigar como suas saídas mudam com o tempo sob a influência de perturbações em suas variáveis manipuladas ou de distúrbio. Para o sucesso no projeto de um sistema de controle é necessário entender como o processo opera, e esse entendimento é tipicamente expresso na forma de modelos matemáticos.

Quanto à linearidade os modelos podem ser lineares ou não-lineares. Embora os modelos não-lineares reproduzam com mais realidade o comportamento dos processos, a grande maioria dos controladores ativos nas plantas industriais utiliza modelos lineares devido à facilidade de cálculo das ações de controle. Na prática, o que se faz é linearizar um modelo não-linear, quando este é disponível, em torno de um ponto de operação.

Uma outra característica importante do modelo é sua representação ou não através de parâmetros. Os modelos não paramétricos procuram estabelecer uma relação entre a variável dependente e a independente, sendo esta última pertencente ao domínio do tempo ou da frequência. Os modelos não paramétricos mais simples são obtidos através de respostas da planta a impulso ou degrau empregando-se o domínio do tempo. No domínio da frequência, pode-se estimar uma função transferência através da razão entre a transformada de Fourier discreta do sinal de saída e a transformada de Fourier discreta do sinal de entrada (LJUNG, 1999).

Os modelos de processo podem ser obtidos a partir de leis físicas que governam a natureza do processo em estudo, neste caso são chamados modelos fenomenológicos, ou através de técnicas de identificação de sistemas a partir de dados experimentais, neste outro caso são chamados modelos empíricos.

O alto grau de complexidade dos processos industriais torna mais difícil a modelagem fenomenológica dos processos. O caminho alternativo, nestes casos, é a modelagem empírica. Atualmente, é possível encontrar na literatura uma grande quantidade de técnicas de identificação de modelos empíricos, a maioria delas com aplicação direta ao controle de processos.

MACHADO (2003) em seu trabalho detalha o planejamento de perturbações para identificação de modelos dinâmicos. Segundo ele, um aspecto importante na identificação de modelos é a escolha da sua estrutura.

Entende-se por estrutura do modelo a presença das parcelas determinísticas (resposta do sistema depende apenas das entradas), estocásticas (resposta do sistema independe das entradas e sim de variáveis estocásticas) e mista (modelo apresenta ambas as partes determinística e estocástica). Muitas são as estruturas de modelos disponíveis, desenvolvidas e documentadas na literatura.

A modelagem empírica é dividida em dois grandes grupos: modelagem discreta e a modelagem no domínio contínuo. A diferença básica entre os métodos de identificação discretos e contínuos é que os últimos fazem uso de operadores lineares ao modelo da planta, de modo a transformar a equação diferencial associada ao sistema em uma equação discreta, cujas derivadas de qualquer ordem podem ser conhecidas, aplicável a todos os instantes de tempo dos dados de planta, permitindo a construção de um sistema de equações para a estimação dos parâmetros do modelo final. No entanto, como os dados de planta são disponibilizados e historiados de forma discreta pelos sistemas de supervisão (PIMS), a utilização de modelos discretos é bem mais comum e popular.

Basicamente, a grande maioria das estruturas dos modelos discretos podem ser derivadas da equação abaixo.

$$A(q)y(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + \frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (3.1)$$

onde a variável q é a representação da variável z (domínio da frequência) no domínio do tempo, cujo operador $q^{-1} y(t_k) = y(t_{k-1})$. Os polinômios A , B , C , D e F são funções que possuem os parâmetros a serem estimados. A variável $u(t)$ é o vetor de dados das entradas, enquanto $y(t)$ é o vetor das saídas do sistema. A variável $e(t)$ representa distúrbios não medidos e ruídos de medição.

A Tabela 3.1 apresenta as principais estruturas de modelos discretos encontradas na literatura e com vasta aplicação na identificação de modelos de processo para aplicação em controle.

Tabela 3.1 Principais estruturas de modelos discretos encontrados na literatura.

Polinômios usados na Equação 1	Estrutura do modelo
B (A e F = 1, C = 0)	FIR
A, B (C = 0, F = 1)	ARX
A, B, C (D e F = 1)	ARMAX
A, C (B = 0, D = 1)	ARMA
A, B, D (C e F = 1)	ARARX
A, B, C, D (F = 1)	ARARMAX
B, F (A = 1 e C = 0)	OE (output error)
B, F, C, D (A = 1)	BJ (Box – Jenkins)

Outro importante algoritmo de identificação é o do subespaço de estado (SUBID) (OVERSCHEE, 1989). Este algoritmo cria bloco de matrizes do tipo Hankel com os dados de entrada e saída e faz uso de projeções oblíquas e decomposição em valores singulares para se determinar a ordem do sistema, as matrizes de observabilidade e o vetor de estados e, por consequência, determinar as matrizes A, B, C e D que compõe a representação do sistema em espaço de estado:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (3.2)$$

A grande vantagem deste algoritmo é a determinação da ordem do sistema, isto é, a ordem das funções envolvidas ou do tamanho das matrizes de representação em espaço de estado, e a possibilidade de utilização para identificação MIMO (Multi-Input-Multi-Output).

Os dados de planta, principalmente os das variáveis de interesse, quase na totalidade, contem além do efeito das entradas, os efeitos dos ruídos de medida e de distúrbios não medidos. Desta forma, a estrutura do modelo a ser identificado deverá conter tanto relações determinísticas, quanto relações estocásticas. Podem haver casos em que os dados de saída não são afetados por distúrbios e o modelo a ser identificado deverá conter apenas a estrutura determinística. Observando a Tabela 3.1 conclui-se que as estruturas ARX, ARMAX e BJ contemplam ambas as relações, enquanto que as estruturas FIR e OE não. O modelo gerado

pelo algoritmo de Poisson (PINTO, 2003), encontrado na literatura, é puramente determinístico enquanto os modelos gerados por SUBID podem considerar ambas as partes, determinística e estocástica.

3.3 Análise do comportamento do processo

Aqui são apresentadas algumas ferramentas de análise do comportamento dinâmico e da controlabilidade operacional (CO) de sistemas a partir do seu modelo matemático. Através desta análise é que serão estabelecidos as restrições do sistema de controle e seu pareamento ideal entre variáveis de entradas e de saída.

De maneira geral, a estabilidade de um sistema linear é definida pelos seus pólos. Os pólos expressam os modos próprios do sistema constituindo a base dinâmica para a resposta do sistema enquanto os zeros expressam as conexões diretas entre as entradas e as variáveis de estado do sistema constituindo a ponderação dessas bases.

A controlabilidade operacional da planta é avaliada através de ferramentas que buscam tornar a etapa de estruturação do controlador mais simples e natural possível. Diferentes estruturas de controle apresentam diferentes comportamentos quanto à rejeição de distúrbios externos, grau de acoplamento, robustez e grau de não-linearidade, logo, a medida destes fatores é uma ferramenta indispensável para atingir bons resultados.

3.3.1 Ferramentas para análise do comportamento dinâmico

Zeros de transmissão

Em sistemas SISO zeros são simplesmente os valores de s para os quais a função de transferência $G(s)$ se anula. O conceito equivalente para sistemas multivariáveis é um pouco mais complexo, pois leva em conta a direção dos sinais.

A direção dos sinais em sistemas de controle nada mais é que a distribuição de energia nos diversos canais do sistema multivariável. Esta distribuição tem influência decisiva no efeito que os zeros de transmissão terão sobre o sistema.

A presença de zeros em um determinado canal do sistema não indica necessariamente a existência de um zero de transmissão ou, havendo zeros no sistema, que sua posição é equivalente. A posição dos zeros de transmissão está relacionada ao posto da matriz de ganho, correspondendo àqueles valores de $s = z$ que tornam o posto da matriz de ganho $G(z)$ inferior ao seu valor normal (FARINA, 2000).

De um modo simples pode-se dizer que a direção de entrada de um zero de transmissão representa a distribuição da energia de um dado sinal de entrada, de tal forma que o efeito deste zero será mais forte quanto mais se aproximarem as direções de entrada do sinal e do zero de transmissão (u_z). Do mesmo modo, existe uma direção de saída para cada sinal, que representa a distribuição da resposta do sistema nas diversas variáveis frente ao sinal de

entrada. Assim, a direção de saída de um zero de transmissão (y_z^H) indica em quais variáveis será mais notório o efeito deste componente (FARINA, 2000).

Pólos multivariáveis

De maneira análoga ao observado em sistemas SISO, os pólos de um sistema multivariável representam os valores de $s = p$ para os quais a matriz de ganho $G(p)$ apresenta uma singularidade, seus valores são levados ao infinito para um sinal com direção de entrada igual à do pólo (u_p).

Para sistemas com representação em espaço de estados, a avaliação é feita de forma simples através dos auto-valores da matriz A . Cada pólo de um sistema MIMO deve aparecer em pelo menos uma das matrizes de transferência dos canais. A relação da localização dos pólos de transmissão com a estabilidade do sistema é idêntica à de sistemas SISO: um sistema é assintoticamente estável se e somente se a parte real dos pólos de transmissão for negativa (FARINA, 2000).

Direcionalidade de zeros e pólos

As direções de entrada (u_z) e saída (y_z) de um zero de transmissão são tais que

$$\begin{aligned} G(z)u_z &= 0 \\ y_z^H G(z) &= 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde o sobrescrito H indica o transposto conjugado ou Hermitiano do vetor.

Os zeros de transmissão e suas direções podem ser calculados pela solução de um problema generalizado de valores característicos:

$$\begin{bmatrix} A-sI & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{z,I} \\ u_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} x_{z,O}^H & y_z^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A-sI & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Outra alternativa para se determinar as direções de entrada e saída podem ser obtidas através da decomposição em valores singulares (SVD) de $G(z)$

$$G(z) = U_z \Sigma_z V_z^H = \sum_{i=1}^{n_r} u_i \sigma_i v_i^H = u_1 \sigma_1 v_1^H + \dots + u_{n_r} \sigma_{n_r} v_{n_r}^H \quad (3.6)$$

Nesse caso os zeros precisam ser conhecidos e não é possível obter as direções de entrada e saída dos estados. A direção de entrada e saída do zero (σ_{nr}) é fornecida pelos vetores u_{nr} e v_{nr} respectivamente, onde nr corresponde ao posto normal da matriz de transferência $G(s)$. Dessa forma, se $G(s)$ não tem um posto completo pode ser difícil identificar qual entrada e qual saída corresponde ao zero uma vez que mais de um valor singular é identicamente nulo na decomposição. Se um zero e um pólo tem a mesma localização, mas apresentam direções diferentes, eles não se cancelam, e a decomposição SVD não fornece as direções corretas devido a problemas numéricos avaliando a expressão abaixo (HAVRE & SKOGESTAD, 1996).

$$G(z) = C(zI - A)^{-1}B + D \quad (3.7)$$

Da mesma maneira os pólos de um sistema multivariável estão associados com as direções de entrada (u_p) e de saída (y_p), tais que o sistema apresenta ganho infinito nessas direções.

$$\begin{aligned} G(p)u_p &= \infty \\ y_p^H G(p) &= \infty \end{aligned} \quad (3.8)$$

Para evitar problemas numéricos, pode-se reescrever as equações 3.8 como

$$\begin{aligned} G^{-1}(p)y_p &= 0 \\ u_p^H G^{-1}(p) &= 0 \end{aligned} \quad (3.9)$$

A suposição da existência da inversa de $G(s)$ implica no fato de que os mesmos algoritmos vistos anteriormente para os zeros de transmissão podem ser utilizados para o cálculo das direções dos pólos bastando substituir $G(s)$ por $G^{-1}(s)$ e z por p . Uma observação importante é que as direções dos pólos independem da matriz D da realização do sistema, ou seja, pode-se alterar D livremente sem alterar as direções dos pólos. Essa constatação permite uma maior flexibilidade na avaliação numérica das direções dos pólos, pois independente da nova matriz D escolhida, os pólos do sistema original serão fatalmente zeros do sistema modificado. Essa é uma constatação importante tendo em vista que a inversão de um sistema linear passa pela inversão da matriz D que na maioria dos sistemas de engenharia química, cuja inter-relação entre entradas e saídas é realizada através dos estados, é uma matriz singular nula.

No entanto, uma outra maneira (simples) para obtenção das direções de entrada e saída dos pólos de um sistema em sua realização é descrita a seguir

$$y_p = Cx_R; \quad u_p = B^H x_L \quad (3.10)$$

Onde

$$\begin{aligned} Ax_R &= px_R \\ x_L^H A &= x_L^H p \end{aligned} \quad (3.11)$$

Fatoração de zeros e pólos

O conhecimento das direções dos pólos e zeros de um sistema multivariável, além de permitir a análise do efeito desses fatores, serve de base para a fatoração do sistema, promovendo uma separação de características, como pólos e zeros localizados no semi-plano direito (SPD). Esses caracteres são limitações inerentes do processo e não podem ser cancelados em malha fechada para manter a estabilidade interna da malha de controle. Esta fatoração pode ser feita via fatoração Blaschke gerando a fatoração de entrada e saída do sistema respectivamente.

$$G(s) = G_I(s)F_I(s); \quad G(s) = F_O(s)G_O(s) \quad (3.12)$$

Onde G_I e G_O são matrizes de transferência contendo os zeros/pólos no SPD e os filtros $F_I(s)$ e $F_O(s)$ consistem no produto de uma série de filtros de primeira ordem “*all pass*” contendo todos os zeros/pólos no SPD do sistema. Estes filtros apresentam dimensão $k \times k$. Onde k corresponde ao número de saídas para a fatoração na saída e ao número de entradas para a fatoração na entrada. Filtros “*all pass*”, são filtros cuja magnitude espectral é unitária e tem como objetivo promover uma mudança de fase (“*phase shift*”) do sinal de entrada.

Estabilidade, robustez e desempenho robusto

A estabilidade e a robustez são características desejadas em um projeto de controle. Em análise de sistemas de controle existem dois tipos de estabilidade, a estabilidade de entrada e saída também chamada de BIBO (Bounded-Input Bounded-Output Stability), e a estabilidade Lyapunov ou estabilidade interna.

Como o próprio nome sugere, um sistema é considerado estável se ele apresenta uma resposta limitada para qualquer condição inicial e sinal de entrada também limitado. Um sistema linear invariante no tempo apresenta estabilidade BIBO se todos os pólos do sistema tem a parte real negativa. Por outro lado, um sistema é considerado com estabilidade interna se os estados permanecerão limitados todo o tempo para qualquer condição inicial finita. Esta definição é necessária, mas não suficiente para garantir a estabilidade de um sistema de controle. Para completar a definição é necessário garantir que não ocorra cancelamento de zeros de transmissão ou pólos no SPD pelo controlador.

Uma definição mais genérica, que é suficiente e abrange os dois conceitos anteriores baseia-se no fato de, para um sistema estável, a inserção de um sinal finito em qualquer ponto da malha deve provocar apenas sinais também finitos em todos pontos da malha.

Um sistema de controle é dito possuir estabilidade robusta, se ele é internamente estável para todas as condições de operação da planta levando em consideração a incerteza associada ao modelo.

3.3.2 Ferramentas para análise da controlabilidade operacional

Ganho multivariável

A análise da direcionalidade se baseia na generalização do conceito de ganho para sistemas multivariáveis e é realizada com base na intensidade do sinal de saída, ou seja, na energia retornada por um sistema em resposta a uma energia oferecida pela entrada. Essa intensidade pode ser medida de forma eficiente pela norma euclidiana.

$$\|G(0)\|_2 = \bar{\sigma}(G(0)) \quad (3.13)$$

Sendo $\bar{\sigma}(G(0))$ o máximo valor singular na decomposição de $G(0)$ em valores singulares. A expressão 3.13 consiste no máximo ganho do sistema no estado estacionário. Essa norma pode ser avaliada ao longo da frequência resultando em curvas de ganhos dinâmicos, de forma que o ganho de um sistema multivariável é limitado acima e abaixo pelo máximo $\bar{\sigma}(G(0))$ e pelo mínimo $\underline{\sigma}(G(0))$ valor singular respectivamente.

Condicionamento Mínimo

A forma mais tradicional de mensurar o grau de direcionalidade de um dado sistema é através do condicionamento do sistema definido pela razão entre o máximo e o mínimo valor singular da matriz de ganhos do sistema.

$$\gamma = \frac{\bar{\sigma}(G(0))}{\underline{\sigma}(G(0))} \quad (3.14)$$

Sistemas que apresentam valores elevados de condicionamento (valores superiores a 50) são fortemente sensíveis às incertezas na entrada implicando em certa dificuldade no projeto do controlador.

O condicionamento do sistema é influenciado diretamente pelo sistema métrico de unidades utilizado para a medida das variáveis de entrada e saída, de forma que o escalonamento do sistema de forma adequada diminui a sensibilidade do sistema às incertezas sem interferir na interação entre as malhas de controle.

Matematicamente o escalonamento do sistema pode ser realizado multiplicando-se matrizes diagonais reais e não singulares a esquerda (L) e a direita (R) do sistema $G(s)$. Os valores ótimos assumidos por essas matrizes podem ser obtidos pela solução do seguinte problema de otimização $\bar{\sigma}(G(0))$

$$\gamma^*(G(j\omega)) = \min_{L,R} [\gamma(LG(j\omega)R)] \quad (3.15)$$

Indicando que as matrizes de escalonamento são dependentes da frequência em que é calculado. Desta forma, um sistema pode apresentar problemas de direcionalidade em

determinadas frequências e em outras, ser bem condicionado. Na prática deve-se escolher em qual frequência essas matrizes serão usadas para escalonar o sistema original, o que é feito utilizando a frequência mais importante para a malha (TRIERWEILER, 1997).

RGA-Matriz de ganhos relativos

Interação é uma importante propriedade do sistema e constitui a diferença entre sistemas MIMO e sistemas SISO. Um sistema MIMO com pequena interação pode ser considerado com um sistema Multi-SISO. Isto significa que cada canal pode ser considerado de forma independente dos demais tornando o projeto do controlador mais fácil e a sintonia on-line direta. Interação não é algo ruim em princípio, em muitos casos pode ser um benefício, uma vez que problemas de restrições nos atuadores podem ser reduzidos, o efeito de zeros no SPD não acoplados a uma saída pode ser movido de um canal para o outro, o mesmo se aplica até certo ponto para tempo morto (TRIERWEILER, 1997).

O principal problema com a interação de sistemas é que se passa a ter mais liberdade, e usualmente mais liberdade requer mais conhecimento e entendimento para que se possa utilizá-la corretamente. Para medir o quanto precisamos saber sobre os sistemas, é necessário mensurar o grau e o tipo de interação. A medida clássica é o RGA.

O RGA, ou Matriz de Ganhos Relativos (*Relative Gain Array*), foi introduzido por BRISTOL (1966) como uma medida do grau de interação entre todos os possíveis pares de sistemas SISO, em estado estacionário, em uma determinada configuração de controle.

O RGA de uma matriz complexa não singular M , de dimensão $n \times n$, é denotado como $RGA(M)$ definido pela expressão 3.16, onde a operação \otimes indica uma multiplicação elemento a elemento (frequentemente chamada de Hadamard ou produto Schur).

$$RGA(M) \stackrel{\Delta}{=} M \otimes (M^{-1})^T \quad (3.16)$$

O RGA pode ser calculado pontualmente por

$$\lambda_{ij} = (-1)^{i+j} \frac{m_{ij} \det(M^{ij})}{\det(M)} \quad (3.17)$$

Onde $\det(M^{ij})$ indica o determinante da matriz resultante da remoção da linha i e da coluna j da matriz M e m_{ij} o elemento da linha i e coluna j .

O RGA é uma medida muito importante da controlabilidade de um dado sistema, sendo uma medida do grau de interação, da dominância diagonal. O RGA mede a sensibilidade de um sistema sendo independente do escalonamento.

Valores de $\lambda_{ij} = 0$ indicam que a variável de saída i não sofre influencia da variável de entrada j . Quanto mais este valor se aproxima de 1, mais forte é a dependência da variável de

saída i com a variável de entrada j . Valores negativos de λ_{ij} indicam que o sinal do ganho em malha aberta em relação a malha fechada tem sinais diferentes o que é perigoso, uma vez que o sistema é condicionalmente estável, devendo este canal ser evitado na escolha do pareamento.

A análise de sistemas através da Matriz de Ganhos Relativos foi introduzida como uma medida da interação estacionária entre entradas e saídas para o projeto de controladores descentralizados, porém sua utilização pode ser estendida avaliando-se a matriz para $G(s)$ para diversas frequências (RGA dinâmico). As regras para escolha do pareamento são semelhantes às descritas para o RGA estacionário: busca-se uma matriz de ganhos relativos mais próxima à identidade na região da frequência de corte do sistema (SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 1996).

A interação entre duas malhas é dita positiva, se todos os elementos da RGA oriundos dessa relação são positivos. Para um sistema 2×2 é fácil verificar que se há um número par de valores positivos na matriz de ganho do sistema, o valor do $\lambda_{1,1} = 1 / (1 - k_{1,2}k_{2,1} / k_{1,1}k_{2,2})$ será positivo e compreendido entre 0 e 1. Esse é um tipo comum de interação em sistemas multivariáveis, e sobre essas condições uma malha ‘ajuda’ a outra (TRIERWEILER, 1997).

Na existência de um número ímpar de valores positivos na matriz de ganho do sistema, o valor do primeiro RGA ($\lambda_{1,1}$) será ou menor que 0 ou maior que 1, neste caso o tipo de interação é dita negativa. Nesta condição, haverá valores de RGA negativo, indicando sinais contrários em malha aberta e em malha fechada. Para este tipo de interação, as malhas competem entre si (TRIERWEILER, 1997).

Os valores da matriz RGA, encontram-se relacionados com o determinante da matriz de ganhos $G(0)$, por isto a matriz RGA constitui-se também num indicador do grau de sensibilidade do processo a erros de modalagem. Se os elementos da matriz RGA para um determinado processo são elevados, o processo é altamente sensível a erros de modelagem.

Desempenho desejado e desempenho alcançável

O desempenho pode ser estabelecido por qualquer comportamento dinâmico típico, sendo especificado de forma independente para cada variável de saída do processo em estudo. No Apêndice A, do trabalho escrito por ESCOBAR (2006), são definidos critérios de avaliação de desempenho que servem como base para a apresentação de algumas possibilidades nesta escolha visando a sistematização do procedimento. Cabe ressaltar que esta é uma escolha que depende diretamente dos objetivos e que deve ser feita de forma adequada, compatível com a ordem da dinâmica da planta.

O desempenho para cada saída é estabelecido através de especificações no domínio do tempo que são então mapeadas para uma função genérica. Para uma função de segunda ordem, pode-se especificar o tempo de subida e a sobre-elevação permitida em malha fechada.

$$T_d(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 2\frac{\zeta \cdot s}{\omega_n} + 1} \quad (3.18)$$

Na expressão acima, ω_n é a frequência natural não amortecida e ζ é o fator de amortecimento. Com base na máxima sobre-elevação permitida e no tempo de subida, esses parâmetros são facilmente determinados.

A escolha dos parâmetros deve ser feita considerando as restrições do processo. Limitações no desempenho por ruído de medição, restrições nas entradas (saturação), e incertezas associadas ao modelo estão sempre presentes nas malhas de controle e essas limitações devem ser consideradas, mesmo que de forma qualitativa, na escolha do desempenho desejável. Por um lado, controladores muito rápidos podem passar a responder aos ruídos e são mais fáceis de levar o sistema a uma condição de saturação. Por outro lado, controladores muito lentos podem demorar na supressão aos distúrbios sobre os quais o processo se encontra sujeito.

Além dessas limitações, existem as limitações inerentes ao processo, como por exemplo, elementos de fase não-mínima (zeros de transmissão do SPD e tempo morto) e instabilidades (pólos no SPD), que devem ser consideradas no desempenho desejável estabelecendo o chamado desempenho alcançável do sistema.

Os fatores de fase não-mínima limitam a máxima velocidade com que o controlador pode atuar, enquanto que a presença de pólos no SPD estabelece a velocidade mínima que o controlador deve atuar para evitar a instabilidade do sistema em malha fechada.

De maneira geral, essas características devem estar presentes na equação do sistema em malha fechada, o que pode ser realizado pela fatoração do sistema e a inserção dos filtros obtidos no desempenho desejável de forma a obter o desempenho alcançável. Métodos de fatoração, bem como detalhes sobre essa relação desejável-alcançável foram propostos por TRIERWEILER (1997) e detalhados por ESCOBAR (2006). Considerando os filtros $F_{O,z}$ (fatoração de zero na saída), $F_{I,p}$ (fatoração de pólo na entrada), D_I e D_O (fatoração de tempo morto na entrada e na saída do sistema respectivamente), o desempenho alcançável $T(s)$ pode ser obtido a partir do desempenho desejável $T_d(s)$ através da expressão 3.19, onde se preserva as características estáticas ($T(0)=T_d(0)$) e as propriedades de robustez especificadas (T e T_d tem os mesmo valores singulares).

$$T(s) = D_O(s)F_{O,z}(s)\tilde{F}_{O,z}^{-1}(0)\left[I - (I - T_d(s))\tilde{F}_{I,p}^{-1}(0)F_{I,p}(s)\right]D_I(s) \quad (3.19)$$

Número de desempenho robusto (RPN)

O número de desempenho robusto (RPN) foi introduzido por TRIERWEILER (1997) como uma maneira sistemática para determinação da controlabilidade de um sistema, sendo um índice quantitativo que auxilia a escolha de uma estrutura de controle apropriada. O RPN

leva em consideração, ao mesmo tempo, o grau de acoplamento entre as diversas malhas de controle do processo e a região de frequência de operação da malha, sendo definido pela expressão 3.20, onde $\bar{\sigma}(M)$ e $\gamma^*(M)$ representam o máximo valor singular e condicionamento mínimo respectivamente da matriz M correspondente.

$$RPN \stackrel{\Delta}{=} \Gamma_{\text{sup}}(G, T, \omega) = \sup_{\omega \in \mathfrak{R}} [\Gamma(G, T)] \quad (3.20)$$

$$\Gamma(G, T) \stackrel{\Delta}{=} \sqrt{\bar{\sigma}([I - T(j\omega)]T(j\omega)) \left(\gamma^*(G(j\omega)) + \frac{1}{\gamma^*(G(j\omega))} \right)} \quad (3.21)$$

O RPN é composto de dois termos:

O termo $\bar{\sigma}([I - T(j\omega)]T(j\omega))$ é chamado de função peso RPN e tem seu máximo próximo a frequência de corte do sistema, onde as incertezas em sua proximidade são as mais importantes para a estabilidade robusta do projeto de controle.

O termo $\left(\gamma^*(G(j\omega)) + \frac{1}{\gamma^*(G(j\omega))} \right)$ é responsável pela avaliação da direcionalidade do sistema.

O RPN indica o desempenho e robustez para uma dada estrutura de controle, servindo como ferramenta para avaliar projeto de controladores baseados em uma simples inversão da planta. Este número representa o potencial de dificuldade de se alcançar o desempenho desejado para o sistema com o modelo analisado. Uma boa estrutura de controle é aquela com RPN reduzido, usualmente inferior a 5,0.

3.4 Projeto da estrutura de controle

O projeto da estrutura de controle é a principal etapa no projeto de um sistema de controle. Nesta etapa os resultados obtidos nas etapas anteriores são utilizados para definição do pareamento adequado entre as variáveis manipuladas e controladas. A escolha da estrutura de controle pode ser definida como a etapa que antecede a sintonia do controlador.

Para o sucesso de um projeto de controle é necessário que o processo seja capaz de atingir os objetivos desejados. O sistema de controle neste caso irá apenas fornecer os meios mais adequados para que o processo atinja seus objetivos. Assim, o projeto do sistema de controle se resumirá à seleção adequada de variáveis manipuladas para o atendimento aos requisitos exigidos pelas variáveis controladas (ALBERTOS e SALAS, 2003).

Uma boa escolha do pareamento adequado entre as entradas e saídas do sistema constitui a decisão mais importante para o bom projeto de uma estrutura de controle, cujos

objetivos são reunir características de rejeição a distúrbios (características reguladoras), boa resposta a mudanças de ponto de operação (características servo) e robustez (avaliada matematicamente através do condicionamento da matriz de transferência do sistema para várias frequências). Um sistema onde a estrutura de controle não foi devidamente escolhida apresenta limitações que nem as técnicas mais modernas de controle são capazes de superar (FARINA, 2000).

Atualmente, existe na literatura uma quantidade enorme de teorias que buscam estabelecer critérios para o projeto de estruturas de controle. A maior parte delas dá ênfase a decisões de caráter estrutural utilizando heurísticas qualitativas para o projeto do sistema de controle. A vantagem destas técnicas é sua baixa dependência de modelos ou representações extremamente quantitativas do comportamento do processo muitas vezes indisponíveis ou de difícil obtenção. A escolha do pareamento adequado, segundo estas teorias, é feita a partir da análise de pré-requisitos exigidos às classes de variáveis (controladas e manipuladas).

SEBORG et al. (1989) realiza uma discussão sobre a seleção de variáveis controladas manipuladas e medidas de forma qualitativa:

Seleção de variáveis controladas

1. Selecionar variáveis de saída que não se auto-regulam.
2. Escolher variáveis do processo que potencialmente podem ultrapassar limites físicos de equipamentos ou restrições operacionais.
3. Selecionar variáveis que sejam medidas diretas dos parâmetros de qualidade do produto e que apresentem características dinâmicas e estáticas favoráveis.

Seleção de variáveis manipuladas

1. Selecionar variáveis de entrada que influenciam rapidamente e com boa amplitude as variáveis controladas.

Seleção de variáveis medidas

1. Selecionar como variáveis medidas àquelas que possuam potencial elevado de causar distúrbios ao processo.

Em FARINA (2000), um procedimento sistemático e quantitativo é apresentado para projeto de estruturas de controle baseado na definição do desempenho desejado para o sistema em malha fechada e no número de desempenho robusto introduzido por TRIERWEILER (1997).

Segundo o procedimento sistemático proposto por FARINA e TRIERWEILER a estruturação do controlador é realizada a partir da obtenção de um modelo representativo do

processo e da definição do desempenho desejado para o controlador. A existência de fatores de fase não-mínima no modelo irão diminuir o desempenho final obtido pela estrutura escolhida elevando o RPN. A elevação do RPN é o indicativo de que a estrutura não é adequada para atingir o desempenho desejado em malha fechada. Neste caso o usuário deverá rever o desempenho desejado ou alterar a estrutura de controle.

Na primeira etapa da metodologia, o usuário calcula o intervalo de frequências do sistema, usualmente avaliado a partir do gráfico de Bode para o modelo em análise. Na metodologia RPN a frequência mais importante corresponde à frequência de corte, ou seja, a frequência na qual o RPN apresenta seu máximo. Depois de identificado o intervalo de frequências, o usuário define o desempenho desejado para as saídas do sistema em malha fechada e então, o sistema é fatorado para a identificação de limitadores de desempenho. Após a etapa de fatoração, calcula-se o desempenho alcançável, o condicionamento mínimo e posteriormente o número de desempenho robusto. A figura 3.1 mostra de forma esquemática e resumida o procedimento sugerido por FARINA.

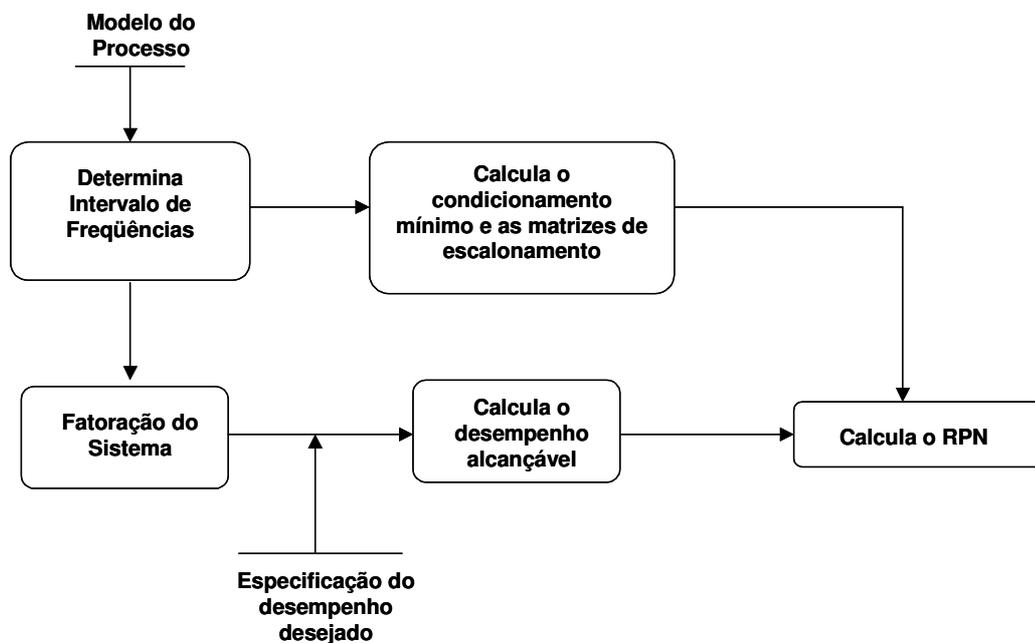


Figura 3.1 Metodologia proposta por FARINA baseada no RPN.

De maneira geral, percebe-se que na etapa de projeto da estrutura de controle não há uma regra única ou uma metodologia global que forneça diretamente o resultado final desejado. Cabe ao projetista escolher adequadamente dentre as diversas ferramentas de análise do comportamento do processo, existentes na literatura, àquelas que melhor lhe auxiliam na criação da estrutura de controle.

O uso de regras qualitativas para a seleção de variáveis de entrada e saída como a de SEBORG, mostrada acima, em combinação com a metodologia RPN e a análise da matriz RGA representa, por exemplo, um método interessante e direto para a estruturação de controladores multivariáveis. Num primeiro momento o usuário faz uso das regras qualitativas para escolha dos *inputs* e *outputs* do sistema, posteriormente utiliza a metodologia

RPN para identificar a potencialidade do sistema atingir o desempenho desejado e por último, através da matriz RGA, escolhe os canais adequados e que interagem mais fortemente com as variáveis de saída do processo.

3.5 Sintonia do controlador

Atualmente, mais da metade dos controladores utilizados na indústria são do tipo PID ou suas variações (P, PI e etc). Devido à sua vasta aplicação nos diversos seguimentos da indústria, diferentes técnicas vêm sendo estudadas ao longo dos anos buscando estabelecer regras para o ajuste da sintonia destes controladores (OGATA, 1982).

Embora os controladores PID, no caso SISO, possuam apenas três parâmetros para ajuste, um procedimento sistemático de sintonia desses parâmetros não é trivial. ASTRÖM e HÄNGLUNG (1995) reportam que somente 20% das malhas de controle existentes industrialmente funcionam adequadamente, dentre estas, 30% possuem problemas relativos à sintonia de seus parâmetros.

Dentre as muitas regras e métodos para ajustes de controladores PID destacam-se aquelas que utilizam aproximações no domínio da frequência. A principal vantagem destas técnicas é a possibilidade de especificação de um desempenho desejado para o controlador em malha fechada. A idéia básica destes métodos é ajustar o controlador de forma que sua resposta em malha fechada seja a mais próxima possível da resposta desejada e especificada pelo projetista.

FACCIN (2004) apresenta em seu trabalho uma metodologia muito intuitiva para sintetizar controladores do tipo PID SISO baseada na resolução de um problema de otimização no domínio da frequência que minimiza a diferença entre a resposta do sistema em malha fechada frente a uma perturbação do tipo degrau unitário, e uma resposta específica desejada representada por uma função desempenho alcançável (FDA).

A Figura 3.2 mostra a malha *feedback* proposta por FACCIN como ponto de partida para a sua metodologia. Nesta configuração, o bloco compensador C_{PI} preserva as ações inerentes aos modos proporcional e integral que em geral é semelhante nos diversos equacionamentos existentes para o controlador PID. Os blocos C_{SP} e C_{PV} são pré-filtros que implementam a ação derivativa que variam de acordo com a parametrização utilizada pelo sistema de controle.

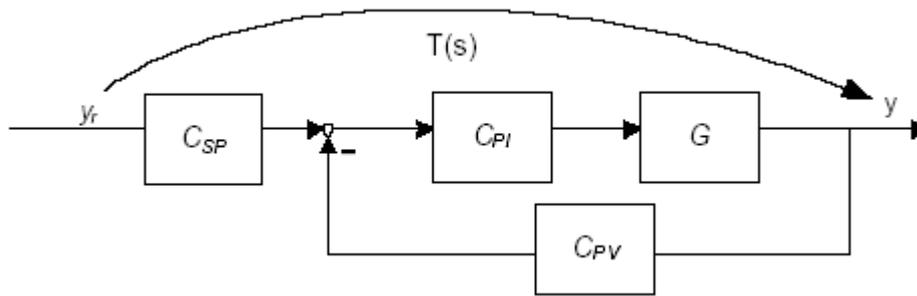


Figura 3.2 Malha *feedback* proposta por FACCIN (2004).

Para a configuração acima proposta, a função em malha fechada para um sistema SISO é dada pela equação abaixo:

$$T(s) = \frac{y(s)}{y_r(s)} = \frac{G(s)C_{PI}(s)C_{SP}(s)}{1 + G(s)C_{PI}(s)C_{PV}(s)} \quad (3.22)$$

Neste caso, a diferença entre o desempenho atingido pela malha e o desempenho desejado pelo projetista é definido pela seguinte equação:

$$\Delta T(s) = T(s) - T_0(s) = \frac{G(s)C_{PI}(s)C_{SP}(s)}{1 + G(s)C_{PI}(s)C_{PV}(s)} - T_0(s) \quad (3.23)$$

Este problema é formulado no domínio da frequência para um vetor ω com N componentes através da resolução do seguinte problema de otimização:

$$FO = \min_{\alpha} \sum_{s=j\omega_N} \left| \left([\Delta T(s)] \frac{1}{s} \right)^2 \right| = \min_{\alpha} \sum_{s=j\omega_N} \left| \left([T(s) - T_0(s)] \frac{1}{s} \right)^2 \right| \quad (3.24)$$

Segundo o método de FACCIN, a solução deste problema de otimização fornece a sintonia que melhor aproxima a resposta do sistema à função desempenho especificada T_0 para uma perturbação do tipo degrau unitário.

ESCOBAR (2006) redesenhou a metodologia de FACCIN para sistemas MIMO. Na extensão deste problema para sistemas multivariáveis a multiplicação envolvida é matricial e não comutativa o que torna o método um pouco mais complexo. A função transferência em malha fechada para sistemas MIMO, neste caso, usando como referência a malha proposta na Figura 3.2 é representada pela seguinte equação:

$$T(s) = [I + G(s)C_{PI}(s)C_{PV}(s)]^{-1} G(s)C_{PI}(s)C_{SP}(s) \quad (3.25)$$

A matriz $G(s)$ possui no saídas e ni entradas, sendo de dimensão $no \times ni$. Da mesma forma, o controlador C_{PI} possui dimensão $no \times ni$ e os filtros C_{PV} e C_{SP} são matrizes quadradas de dimensão no . A função desempenho desejável T_0 é especificada para cada saída do processo, logo sua dimensão também é $no \times no$. No caso MIMO, a diferença entre o desempenho atingido e o desempenho desejável é expressa pela seguinte equação:

$$\Delta T(s) = S(s) \left[G(s) C_{PI}(s) (C_{SP}(s) - C_{PV}(s) T_0(s)) - T_0(s) \right] \quad (3.26)$$

Onde $S(s)$ representa a função sensibilidade aproximada pelas expressões:

$$S_0(s) \approx S(s) \quad (3.27)$$

$$S_0(s) = (I - T_0(s)) \quad (3.28)$$

De maneira análoga ao método para sistemas SISO, o problema para sistemas MIMO é resolvido no domínio da frequência para um vetor ω com N componentes através da resolução de um problema de otimização para cada coluna j expressa em (3.29), onde o subscrito j indica a coluna j e o subscrito jj o elemento algébrico situado na linha j e coluna j do termo correspondente.

$$FO_j = \min_{X,Y} \sum_{s=j\omega_1}^{s=j\omega_N} \left\| S(s) \left[G(s) C_{PI,j}(s) (C_{SP}(s) - C_{PV}(s) T_{0,j}(s)) \right]_{jj} - T_{0,j}(s) \right\|_2^2 \quad (3.29)$$

Segundo ESCOBAR, o método de resolução é executado de maneira iterativa *no* vezes até que todas as colunas de todos os blocos (C_{PI} , C_{PV} e C_{SP}) tenham sido calculadas, fornecendo assim a sintonia do controlador multivariável que melhor aproxima a resposta desejada para o sistema em malha fechada.

Capítulo 4

Descrição do processo

Neste capítulo serão apresentadas as particularidades do processo de uma planta petroquímica de produção de poliestireno cristal (*General Purpose Polystyrene* - GPPS). Esta unidade industrial foi utilizada para validação da sistemática proposta para desenvolvimento de controle avançado de processos. Aqui serão discutidos também os objetivos principais do processo, os pontos críticos e as restrições das estratégias de controle atualmente utilizadas na unidade.

4.1 Planta de poliestireno cristal (GPPS)

O processo em estudo neste trabalho de pesquisa é o de polimerização em massa do estireno para a produção de poliestireno industrial, conhecido como GPPS ou poliestireno cristal, cuja principal característica é ser transparente como o vidro. Atualmente, há inúmeras aplicações para este tipo de poliestireno que variam desde embalagens descartáveis até aplicações mais nobres como gabinetes de eletroeletrônicos e componentes de eletrodomésticos.

O poliestireno cristal é produzido comercialmente em diversas configurações reacionais, no processo em estudo, a reação ocorre em dois reatores contínuos tipo tanques agitados (CSTR) em série, Figura 4.1. O meio reacional é mantido sob condições isotérmicas, na presença de peróxido orgânico como iniciador e requer o uso de solvente para controle da reação.

No primeiro reator, chamado de pré-polimerizador, obtém-se um conteúdo de sólidos de, aproximadamente, 30%. O produto, na forma polímero fundido dissolvido em solução de estireno e solvente, deixa o segundo reator com conversão de 70%.

Na saída da reação esta solução é pré-aquecida a 230°C para que o monômero não convertido e o solvente sejam retirados através de dois estágios de desvolatilização (vasos flash). Após a seção de desvolatilização o polímero, livre de monômero residual, é encaminhado à etapa de granulação e posteriormente à armazenagem. O monômero e o

solvente evaporados na seção de desvolatilização, são reciclados para unirem-se a corrente de alimentação do pré-polimerizador, onde estireno fresco entra na unidade.

A planta de produção em estudo é projetada para produzir até 4 *grades* distintos, cada um com determinada faixa de especificação para massa molar média e índice de fluidez. Abaixo estão relacionados os principais *grades* e suas particularidades:

Grade A: Poliestireno cristal de alta massa molar e baixo índice de fluidez que combina alta resistência térmica e elevada resistência mecânica.

Grade B: Poliestireno cristal de alta massa molar e baixo índice de fluidez, com balanço de propriedades termomecânicas.

Grade C: Poliestireno cristal que combina boa processabilidade, alto índice de fluidez e moderada resistência mecânica e térmica.

Grade D: Poliestireno cristal de alta fluidez e excelente processabilidade em moldes de desenho complexo e paredes finas.

Os dois primeiros *grades* relacionados possuem alta massa molar, por este motivo são denominadas *grades duros*, já os dois últimos, devido à baixa massa molar, são chamados *grades moles*.

Os produtos de poliestireno cristal podem ser classificados em 3 tipos comercialmente comuns, que são os produtos chamados *high-heat*, *grades* de alta massa molar, similar ao tipo A, *medium-flow*, *grades* de média massa molar, similar ao tipo B, e os *high-flow*, *grades* de baixa massa molar, similares aos tipos C e D. Um produto de alta massa molar, *high-heat*, é comumente utilizado em extrusão ou processos para espumados, e é assim denominado devido suas propriedades térmicas elevadas. Os produtos de *medium-flow* e *high-flow* são principalmente usados para moldagens por injeção. A maioria dos produtores de poliestireno cristal fabricam resinas em cada um destes três tipos de produtos.

Conforme classifica CHEN 2000 o padrão do *grade high-heat* é a produção de um polímero com índice de fluidez, MFI (melt flow index), muito baixo, em um intervalo de 1,5 a 2,5 (g/10min.). A massa molar média é esperada ser próxima a 300.000, enquanto que a massa molar média numeral deve ser maior do que 100.000. Normalmente estes *grades* não utilizam óleo mineral (o que confere elevadas propriedades térmicas).

O objetivo de um *grade de medium-flow* é a produção de um polímero com uma elevação no índice de fluidez para o intervalo de 6 a 8,5 g/10min. Para esta elevação no MFI, a adição de óleo mineral é necessária, e no caso, a solução de alimentação é de 97,25% em estireno e 2,75% em óleo mineral (CHEN, 2000). Para o *grade de high-flow*, o interesse é produzir um polímero com um alto índice de fluidez, no intervalo de 12 a 16,5 (g/10min.). A solução de alimentação contém 96,2% de estireno e 3,8% de óleo mineral (CHEN, 2000).

Para melhor detalhamento da unidade e suas particularidades, o processo será dividido em 7 etapas, as quais serão discutidas em separado nos sub capítulos seguintes.

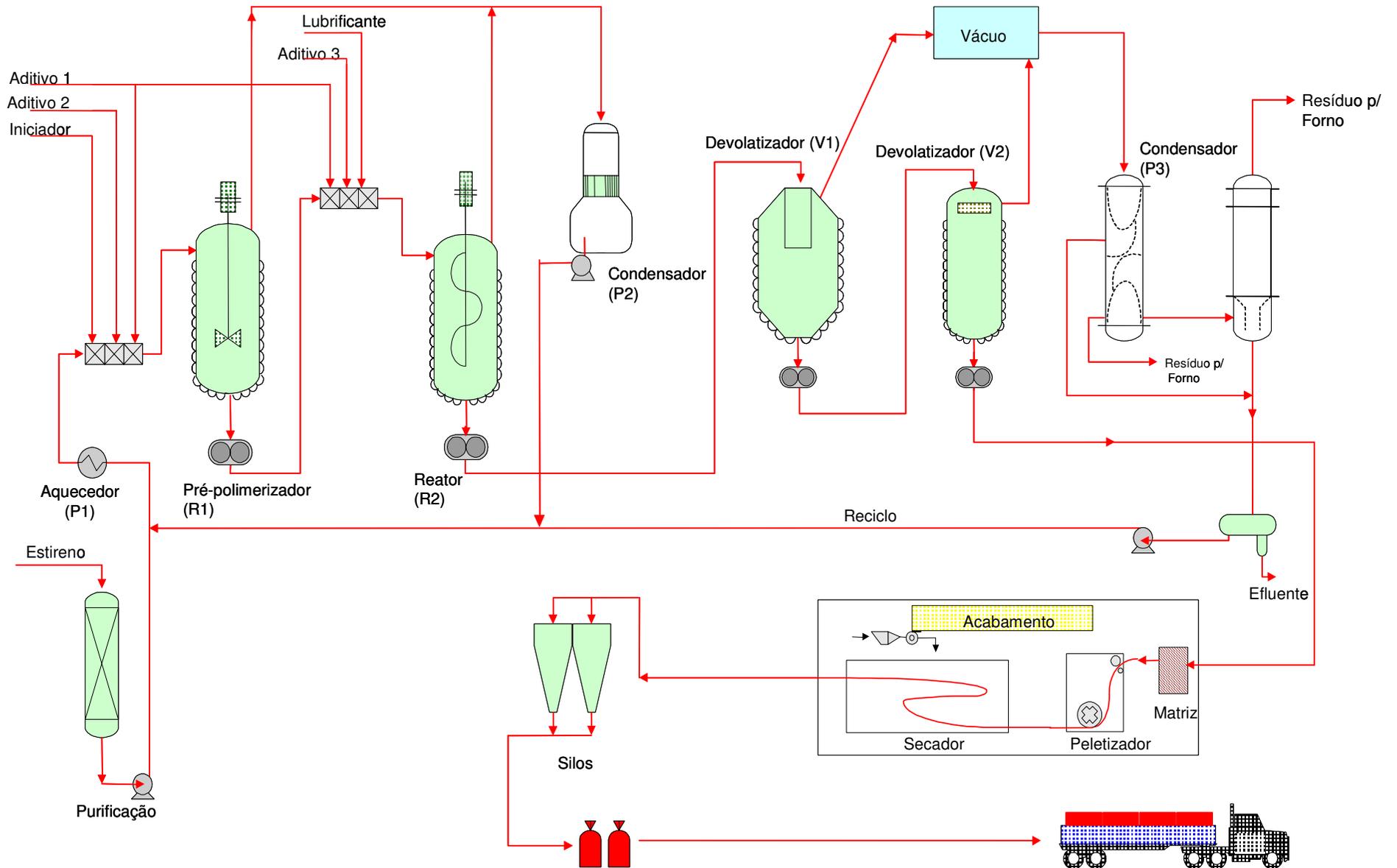


Figura 4.1 Diagrama do processo de produção de poliestireno cristal (GPPS)

4.1.1 Seção de purificação de estireno

O estireno monômero que alimenta a planta é oriundo da estocagem e contém TBC (terc butil catecol) que inibe a polimerização. Juntamente com outras impurezas presentes no estireno, o TBC forma complexos que podem causar o amarelamento do polímero fazendo com que o produto final perca em qualidade. Por este motivo o TBC deve ser removido do estireno através de processo de absorção. Esta etapa é realizada através de duas colunas recheadas com alumina pelas quais passa o estireno antes de chegar ao pré-polimerizador.

4.1.2 Seção de pré-polimerização

O estireno fresco e purificado se une a corrente de reciclo, vindo da seção condensação, e passa através de um trocador de calor de tubos (P1) que aquece a carga da planta. Um pouco antes de entrar ao pré-polimerizador (R1), o fluxo de monômero atravessa um misturador estático, onde é misturado o iniciador e modificador de cadeia.

Um controlador de nível no R1 manipula a vazão de estireno fresco a ser alimentada. As vazões de iniciador e demais aditivos operam com *setpoints* proporcionais a vazão de estireno fresco.

O tempo de residência e a temperatura do R1 são variados conforme o tipo de *grade* produzido e a carga da planta. A temperatura requerida na reação é alcançada pelo equilíbrio da evaporação. Isso é realizado através de uma válvula que controla a pressão do topo do pré-reator.

A corrente de vapor que deixa o R1 é enviada a um condensador P2. De qualquer forma, em condições normais de operação, esta corrente é relativamente baixa, pois a maior parte do calor da reação é utilizado para aquecer a mistura fresca que entra.

Uma camisa com óleo térmico mantém o pré-reator operando adiabaticamente, compensando as perdas de calor em estado estacionário e removendo ou suprindo de calor a massa reacional, em parada e partida da planta, respectivamente.

A temperatura da jaqueta é governada por um controle tipo *split range* que permite a entrada de óleo quente no circuito, em caso de aquecimento ou, divide o fluxo de óleo entre um resfriador da camisa, e seu *by pass*, através da válvula de 3 vias, durante a refrigeração.

O conteúdo de polímero na saída do pré-polimerizador pré-polimerizador possui entre 30-35% de conversão e é transferido para o estágio seguinte, reator R2, através de uma bomba de lóbulos.

4.1.3 Seção de reação

Antes de entrar na seção de reação (R2), a corrente de pré-polímero atravessa um misturador estático, onde é misturado o restante dos aditivos.

Como na seção anterior, o tempo de residência e a temperatura dependem do tipo de *grade* e da carga da planta. A temperatura requerida para a massa reacional é obtida pelo equilíbrio de evaporação, controlando-se a pressão do topo do reator através da corrente de vapor que deixa o reator e é enviada ao condensador P2.

Um controle de nível do reator regula a alimentação ao reator, especificando a rotação das bombas de descarga do pré-reator.

Uma camisa térmica tem o mesmo propósito do pré-reator anterior. O produto de saída, com conteúdo de polímero de aproximadamente 65-70%, é enviado a seção de desvolatilização através de duas bombas de engrenagem. A velocidade destas bombas definem a carga da unidade de GPPS e são especificadas através do painel de controle.

4.1.4 Seção de condensação

As correntes de vapor vindo do R1 e R2, sob controle de pressão, alimentam o condensador P2. Este equipamento é do tipo casco e tubo vertical, utilizando água de resfriamento pelo casco e composto de um fundo com uma capacidade de ~4m³. O condensado é recuperado no fundo do P2, onde um controle de nível regula a vazão de saída que é reciclada com a carga da unidade.

4.1.5 Seção de desvolatilização

A solução polimérica que sai do reator R2 é enviada a um pré-aquecedor, localizado dentro do primeiro desvolatilizador V1. Neste ponto, o fluido é aquecido, de forma a vaporizar o monômero residual e o solvente e, ao mesmo tempo, alcançar a temperatura requerida para a linha de peletização (a temperatura do polímero deve ser acima de 225-240°C, dependendo do produto).

A massa polimérica cai dentro do primeiro desvolatilizador, o qual trabalha a pressão absoluta de 20 mmHg e a temperatura de 230°C. O monômero residual passa de 30% na saída da seção de reação para, aproximadamente, 2500 ppm na descarga da bomba do primeiro desvolatilizador.

O segundo desvolatilizador (V2) tem, mais ou menos, as mesmas características do primeiro, mas trabalha a uma pressão absoluta de 1 mmHg. O conteúdo de monômero no polímero decresce para 100 ppm através da passagem por um aspersor (*sparger*). Durante operação normal, os dois desvolatilizadores mantem um nível de polímero o mais baixo possível, de forma a reduzir o tempo de residência a alta temperatura.

Finalmente, do V2, as bombas de fundo, alimentam o polímero à matriz na seção de peletização. Os vapores da seção de desvolatilização apresentam baixo conteúdo de polímero (ceras) e são enviados para um vaso onde a cera é separada para ser queimada no forno que aquece o óleo térmico da unidade.

Os vapores livres de cera são enviados a um condensador (P3) através de um conjunto de compressores. Depois de liquefeitos estes vapores são alimentados à carga da planta na forma de um segundo reciclo.

4.1.6 Seção de vácuo e reciclo de condensado

Esta seção está projetada com o objetivo de recuperar a maior parte do estireno monômero não convertido e solvente e, ao mesmo tempo, remover os incondensáveis (nitrogênio, ar) e componentes indesejáveis ao processo.

Os vapores que saem do segundo desvolatilizador, após separada as ceras, passam através de dois estágios de compressão. As correntes de vapor de ambos os desvolatilizadores são coletadas e enviadas ao P3 que condensa o fluido. Conforme já visto na seção de condensação, o P3 apresenta uma capacidade de fundo, onde um controle de nível seta a vazão de condensado a ser reciclado à seção de pré-polimerização (antes do pré-aquecedor da reação).

4.2 Diagnóstico operacional da unidade

4.2.1 Exigências de produção

As campanhas de GPPS devem atender a dois requisitos básicos de produção: a carga processada e a qualidade do produto. Quanto à carga processada, a unidade deve produzir uma determinada quantidade de GPPS, com aproveitamento energético e de insumos adequado, para que o seu custo de produção seja competitivo e para que as metas de produção (PCP) sejam atingidas. Esta é uma característica para que o processo se torne economicamente viável.

O segundo requisito relaciona-se com a qualidade do produto final. O GPPS produzido deve apresentar um determinado MFI, Mw e estar especificado em termos de monômero residual e não-voláteis. Estes objetivos são atingidos a partir de ajustes feitos principalmente nas seções de pré-polimerização e reação onde as características do polímero são definidas.

4.2.2 Variáveis que devem ser controladas

As seções de pré-polimerização e reação correspondem ao coração do processo, quando se enfoca o aspecto da conversão do monômero a polímero. Sob este ponto de vista, as demais seções se limitam a propiciar as condições necessárias para separar os subprodutos, solventes e o monômero não reagido, fazendo com que o produto seja especificado.

O processo de polimerização na unidade é dividido quase que igualmente entre o pré-reator e o reator, o que faz com que a correta operação de ambos assumam igual importância. Existem três variáveis de processo que devem ser controladas no meio reacional (pré-reator e reator) para que a conversão seja adequada: temperatura, tempo de residência e concentração de aditivos. Nos subcapítulos abaixo serão discutidas as particularidades de cada variável de controle da reação.

Temperatura

A temperatura é umas das variáveis de controle mais importantes do meio reacional. É conhecido que as taxas das reações variam exponencialmente com a temperatura, o que lhe confere uma importância bastante elevada em termos de influência na taxa de reação. Além disso, a temperatura do meio reacional pode modificar substancialmente as características morfológicas do polímero uma vez que influencia a geração de radicais livres alterando desta forma o tamanho das cadeias impactando em parâmetros de qualidade tais como MFI e o Mw.

Conforme mencionado anteriormente, em ambos os reatores o controle de temperatura (TC1 e TC2) se dá por meio de uma malha cascata cuja malha interna é a pressão de topo de cada reator (PC01 e PC02). As pressões de topo dos reatores, por sua vez, manipulam a vazão de vapores retiradas no topo de cada reator. A Figura 4.2 mostra os detalhes da malha de controle de temperatura.

No primeiro reator (pré-polimerizador), o calor de reação é quase que totalmente removido para aquecer a corrente de carga (estireno fresco e reciclo), o restante, uma pequena parcela, é removido através do calor latente de vaporização.

No segundo reator, o calor gerado pela reação é removido pela retirada de calor latente através da vaporização do estireno e do solvente contido na mistura reacional. Por este motivo, as vazões de vapores do topo deste reator são bem superiores às vazões de vapores do topo do primeiro reator e a malha de controle de temperatura neste reator assume um papel fundamental no controle dos parâmetros da reação.

O aumento da temperatura no meio reacional favorece a reação de formação de radicais livres. Com o acréscimo na concentração de radicais livres a formação de cadeias poliméricas menores é favorecida levando a produção de um polímero com massa molar menor e maior fluidez.

Da mesma forma, a diminuição da temperatura diminui a concentração de radicais livres no meio reacional, prevalecendo então a formação de cadeias maiores produzindo polímeros de alto massa molar e baixo índice de fluidez.

Tempo de residência

O tempo de residência das cadeias ativas no meio reacional é um dos parâmetros que definem o seu crescimento. Esta variável é utilizada em conjunto com a temperatura para regular o tamanho das cadeias poliméricas conseqüentemente a sua massa molar e sua fluidez. O tempo de residência, definido como o volume do meio reacional (fase líquida) dividido pela vazão da corrente líquida retirada do reator, é então dependente destes dois fatores.

Quando se deseja produzir cadeias poliméricas pequenas, ajusta-se a planta para um ponto de operação que proporcione maior concentração de radicais livres (temperatura alta no meio reacional) e baixo tempo de residência (nível da reação baixo). Por outro lado, quando se deseja produzir cadeias poliméricas maiores a planta é ajustada para um ponto de operação com temperaturas baixas e elevados tempos de residência.

Em reatores do tipo CSTR a conversão varia de maneira logarítmica com o tempo de residência, até atingir o limite da conversão máxima (definida pelas características termodinâmicas da reação). Como a conversão final do processo se aproxima de 70%, a influência do tempo de residência neste parâmetro já não é tão acentuada, no entanto, deve ser considerada.

No processo em estudo o tempo de residência é controlado a partir do nível da reação (LC01 e LC02). Os controladores de nível operam com *setpoint* fixo dependendo do *grade* que se deseja produzir. Para manter o nível próximo do valor especificado pelo operador de painel, o controlador de nível manipula as vazões de carga dos reatores (FC01 e SC01) conforme é mostrado na Figura 4.2.

Aditivos

A dosagem de aditivos no meio reacional também tem um papel importante sobre as características morfológicas do polímero. O iniciador e o terminador de cadeia são aditivos que devem ser rigorosamente controlados para que as cadeias poliméricas cresçam de forma adequada e a conversão atinja o patamar desejado.

De maneira geral, as vazões de aditivos operam através de controle por razão (RC01, 02, 03, 04, 05) em relação a vazão de estireno fresco que alimenta o primeiro reator (FC01). As constantes de proporção utilizadas para cálculo da vazão de cada aditivo é fixada dependendo da receita do *grade* a ser produzido.

As oscilações na vazão de estireno fresco provocadas pela malha de nível do primeiro reator são compensadas através do controle por razão dos aditivos mantendo a dosagem relativa de aditivos para a planta constante.

4.2.3 Principais distúrbios no processo

Os principais distúrbios observados no controle da reação da planta de produção de GPPS detalhada anteriormente ocorrem devido ao acoplamento existente entre as variáveis Nível e Temperatura dos reatores. Estas variáveis estão acopladas uma à outra através de um ciclo oriundo da seção de condensação de vapores da reação e através da cinética de reação.

Conforme mencionado anteriormente, o controle de temperatura da reação se dá através da manipulação da pressão dos reatores. Esta pressão, por sua vez, é ajustada através da vazão de vapores que saem do topo do reator em direção ao condensador P2.

Este condensador possui um casco com pouca capacidade de armazenar condensado da reação. O controle de inventário deste equipamento é feito pela vazão de descarga que deixa o permutador e se une à carga de estireno fresco da planta. A modulação desta malha de nível acaba inserindo um distúrbio na carga da planta perturbando o nível dos reatores causando variações no tempo de residência alterando assim a conversão do processo.

A reação de polimerização de estireno é altamente exotérmica, por este motivo, as alterações de conversão são muito sensíveis em termos de temperatura de reação. Com maior conversão o calor gerado pela reação é maior e com isso a temperatura sobe. Com conversões menores o calor gerado é menor, logo a temperatura cai. Percebe-se assim que as malhas de nível e temperatura da reação estão intimamente ligadas (processo tipo MIMO) e a vazão de reciclo neste caso agrava o problema causando um efeito denominado por LUYBEN 1998 como *Snow Ball* (Bola de Neve).

Operacionalmente, sabe-se que alterações pequenas na temperatura e no tempo de residência são suficientes para alterar de forma significativa a qualidade do produto final provocando alterações representativas no MFI e no MW. Variações de 0,5°C na temperatura da zona reacional, por exemplo, podem causar variações de até 5% no MFI. Da mesma forma, alterações de 0,2 horas no tempo de residência tem um impacto de cerca de 5 ton na produção diária da planta.

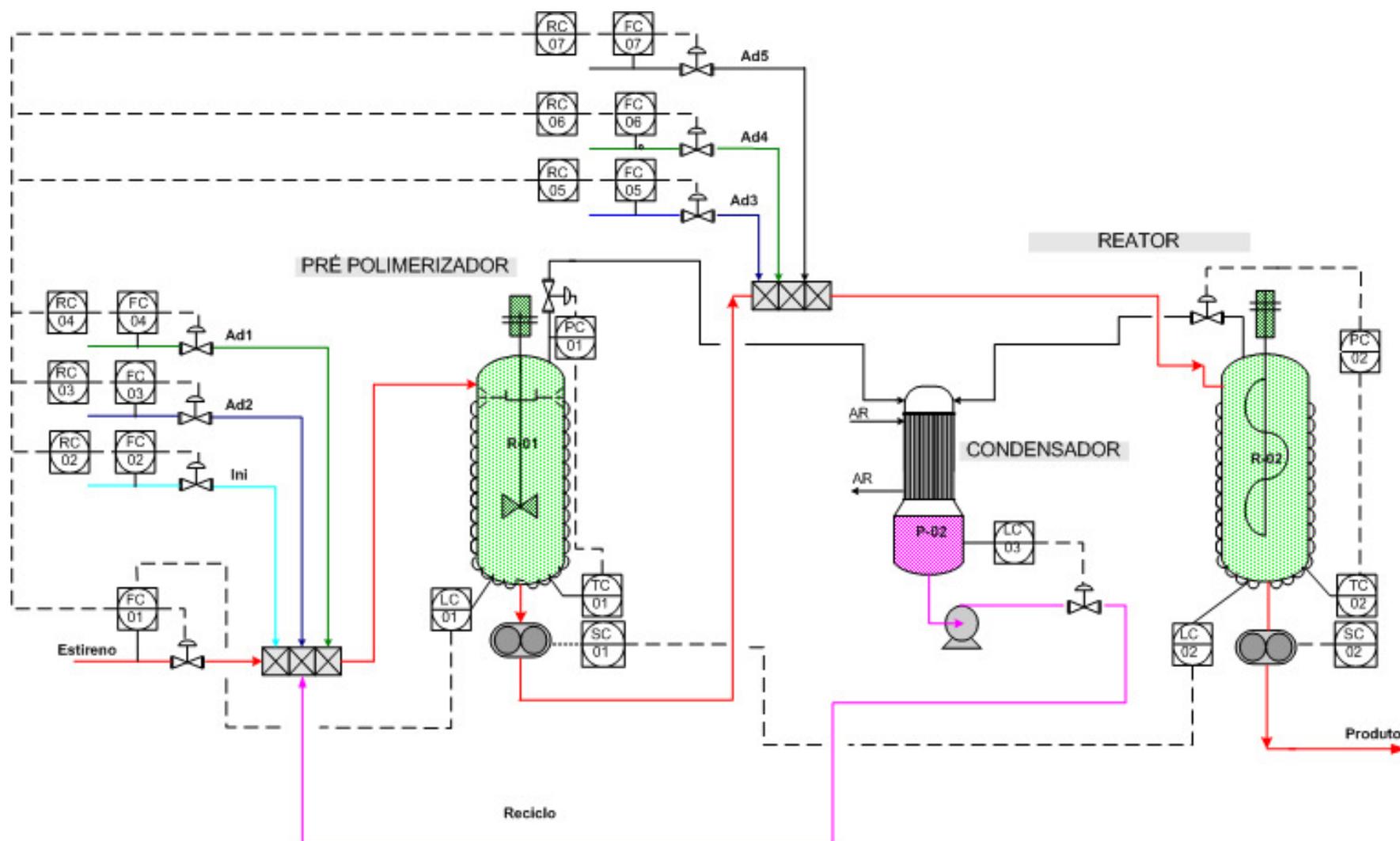


Figura 4.2 Detalhes controle de temperatura e nível da seção de reação

Capítulo 5

Estudo de caso

Neste capítulo, a sistemática proposta para desenvolvimento de controle avançado de processos, apresentada no capítulo 3, será utilizada para projetar uma estrutura de controle para o processo industrial detalhado no capítulo 4 desta dissertação. Todas as etapas da metodologia anteriormente estudada serão extrapoladas para o caso prático apresentado no capítulo anterior.

5.1 Caracterização do problema de controle

Conforme foi mencionado no capítulo 3, a etapa de caracterização do problema de controle deve passar por duas sub etapas: A identificação dos objetivos e restrições do controle e a classificação das variáveis de processo.

5.1.1 Avaliação dos objetivos da estratégia de controle

Para produzir o poliestireno cristal especificado e com a eficiência operacional requerida é necessário controlar dois parâmetros principais que estão diretamente ligados à qualidade do produto final: MFI e o MW.

Essas variáveis não são diretamente monitoradas no processo, pois se tratam de parâmetros de qualidade avaliados através de análises de laboratório. O tempo decorrido entre uma análise de laboratório e outra pode ser superior a duas horas, no entanto, existem variáveis medidas no processo cuja variação está diretamente ligada a esses parâmetros de qualidade.

Embora exista um certo grau de acoplamento entre as variáveis deste processo, de maneira geral, as variações no índice de fluidez do polímero são observadas através das variações na temperatura de reação. Por outro lado o tempo de residência provoca alterações mais representativas na massa molar das cadeias poliméricas.

Devido a forte relação entre os parâmetros de qualidade, MFI e MW, com as variáveis medidas, Temperatura (TC1 e TC2) e o Tempo de Residência (τ_1 e τ_2) dos reatores, elegeremos estas últimas para serem as variáveis objetivos na estrutura de controle proposta, haja vista que seu monitoramento pode ser feito *on line*.

5.1.2 Classificação das variáveis do processo

A Tabela 5.1, a seguir, apresenta a classificação das variáveis do processo de GPPS, descrito no capítulo 4, em termos da sua utilização na estrutura do controle (variável controlada ou variável manipulada).

Tabela 5.1 Classificação das variáveis do processo de GPPS em controladas e manipuladas

Variáveis Controladas ou de Saída	Variáveis Manipuladas ou de Entrada	Variáveis Manipuladas ou de Entrada	Variáveis Manipuladas ou de Entrada
(Camada 1)	(Camada 2)	(Camada 3)	(Camada 4)
Temperatura R1 (TC1)	Pressão R1 (PC1)	Elemento Primário (Válvula)	***
Temperatura R2 (TC2)	Pressão R2 (PC2)	Elemento Primário (Válvula)	***
Tempo Residência R1 (τ_1)	Nível R1 (LC1)	Vazão Carga R1 (FC1)	Elemento Primário (Válvula)
Tempo Residência R2 (τ_2)	Nível R2 (LC2)	Vazão Carga R2 (SC1)	Elemento Primário (Inversor)

Dentre as variáveis controladas relacionadas na Tabela 5.1 acima, ainda faz-se necessária à classificação quanto à existência ou não de medição disponível. A não existência de medição de uma variável controlada faz com que haja a necessidade de inferir o valor desta variável através de um cálculo.

Tabela 5.2 Classificação das variáveis controladas do processo de GPPS em variáveis medidas e não medidas.

Variáveis Medidas	Variáveis Não-medidas
Temperatura R1 (TC1)	Tempo Residência R1
Temperatura R2 (TC2)	Tempo Residência R2

Como se pode perceber através da classificação feita na Tabela 5.2, as variáveis tempo de residência dos reatores 1 e 2, não são variáveis medidas. Para que seja possível controlar estas variáveis será necessário inferir os valores através de um cálculo. Pela definição, o tempo de residência dos reatores CSTR podem ser calculados através da razão entre o volume ocupado pela mistura reacional e vazão de descarga do reator. Na planta de GPPS, as variáveis volume do reator e vazão de descarga possuem medições *on line*, logo, o cálculo do tempo de residência e a sua utilização como variável de controle é perfeitamente factível.

5.2 Modelagem do processo

A etapa de modelagem de um processo pode ser uma etapa de extrema complexidade e, sem dúvida, uma das mais dispendiosas para engenheiros de processos e automação durante a elaboração de uma estrutura avançada de controle.

Os modelos lineares para planta de GPPS, utilizados neste trabalho, foram obtidos através de um processo de linearização numérica de um modelo fenomenológico desenvolvido por ALMEIDA (2004). O processo de linearização foi realizado através do software Matlab[®], onde o modelo rigoroso do processo de GPPS foi implementado.

O modelo desenvolvido por ALMEIDA é formado por um conjunto de equações diferenciais ordinárias não-lineares, oriundas dos balanços de massa e energia, e dos modelos cinético e termodinâmico da seção de reação da planta de GPPS. No referido trabalho é possível observar a boa representatividade deste modelo rigoroso para diferentes pontos de operação. No Apêndice A, desta dissertação, a modelagem matemática desenvolvida por ALMEIDA para o processo de GPPS é apresentada na íntegra.

A Figura 5.1 apresenta a implementação do modelo rigoroso do processo de GPPS feito por ALMEIDA em Matlab[®] utilizando uma *s-function*. Através da interface gráfica apresentada nesta figura, o usuário do simulador informa os dados de entrada do modelo, que representam basicamente as vazões das correntes de alimentação dos reatores e os *setpoints* dos controladores da base regulatória da reação.

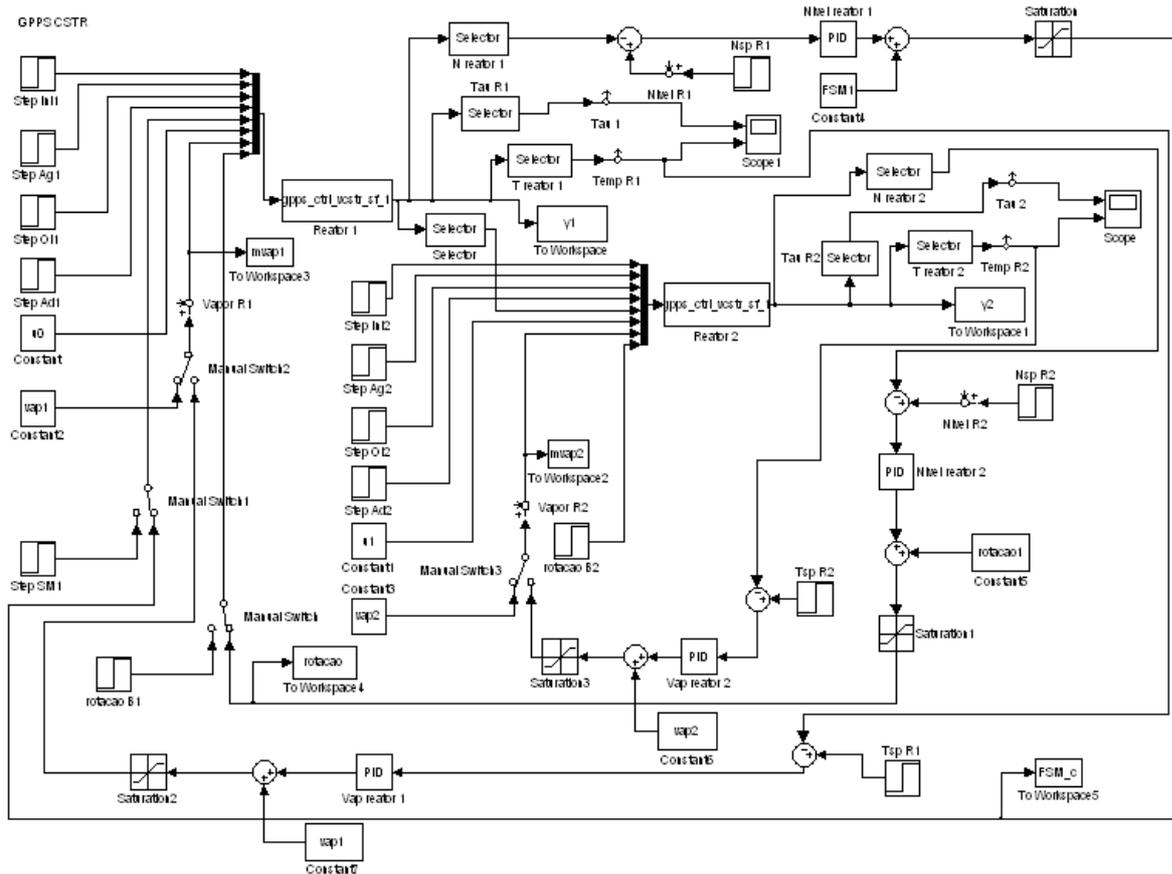


Figura 5.1 Modelo rigoroso do processo de GPPS implementado em Matlab®.

Da mesma forma que a linearização analítica, a linearização numérica feita através do *software* Matlab® também é realizada nas proximidades de um ponto de operação.

Para linearizar o modelo rigoroso da planta de GPPS obtido por ALMEIDA, simulou-se o comportamento da planta através da interface mostrada para dois pontos de operação distintos. A escolha dos pontos de operação foi feita visando obter-se uma base de dados que representasse os extremos de operação da unidade, permitindo assim uma análise detalhada da diferença de dinâmica do processo nestes diferentes estacionários. Partindo-se desta premissa optou-se por analisar o comportamento da planta de GPPS para *grades* com diferença representativa no *melt index* (*grade B* e *grade C*).

A partir deste procedimento dois modelos lineares foram obtidos para descrever o comportamento das saídas do sistema ($TC1$, $TC2$, τ_1 e τ_2) frente a perturbações nas entradas ($PC1$, $PC2$, $LC1$ e $LC2$). A escolha das entradas e saídas do modelo levou em conta a etapa anterior de caracterização do problema de controle. Foram eleitas como saídas do modelo as variáveis controladas mais associadas aos parâmetros de qualidade do produto final (Índice de Fluidez e Massa Molar). As entradas do modelo, por outro lado, são compostas pelas variáveis manipuladas da base regulatória (camada 2 da Tabela 5.1).

Os dois modelos linearizados foram obtidos no subespaço de estado e possuem ao todo 42 estados. O primeiro representa o comportamento da planta durante as campanhas de

grades com baixo MFI (*grade B*), o segundo modelo, corresponde ao comportamento da unidade durante as campanhas de *grades* com mais alto MFI (*grade C*). A Figura 5.2 apresenta a resposta dos modelos lineares obtidos frente a uma perturbação do tipo degrau unitário.

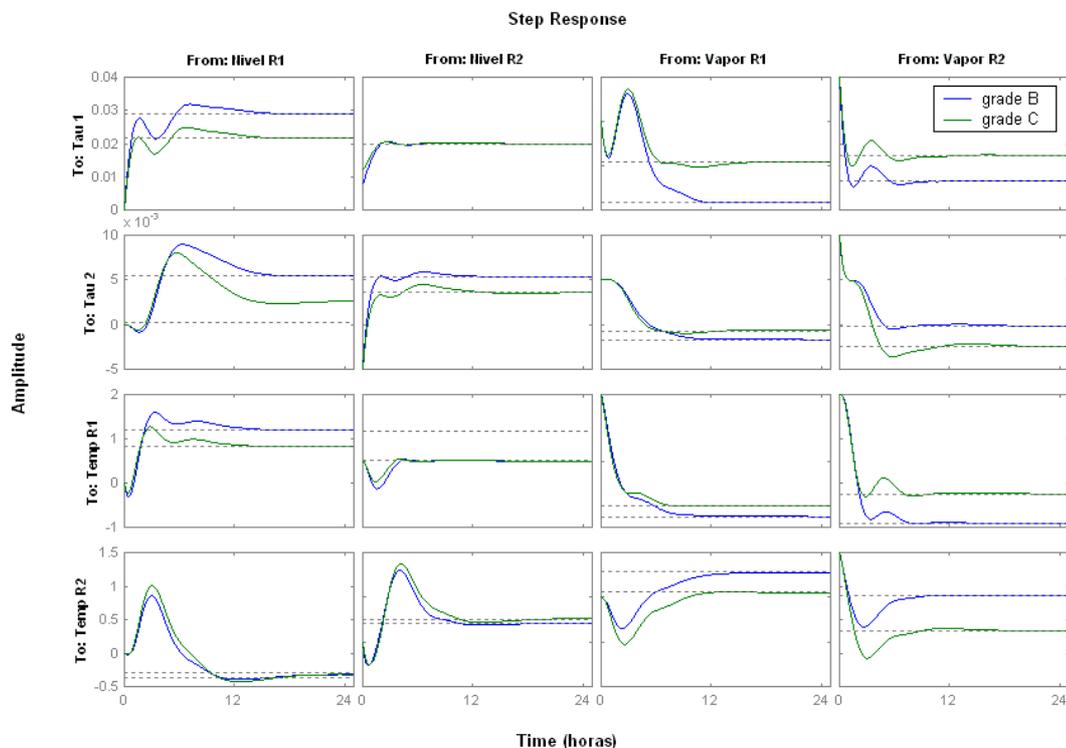


Figura 5.2 Modelos lineares do GPPS à carga baixa.

Percebe-se através da Figura 5.2 que as dinâmicas para ambos os estacionários (*grade B* e *grade C*) são muito semelhantes, no entanto, os ganhos estacionários diferem-se significativamente. Uma análise mais detalhada destes modelos será apresentada na etapa seguinte onde uma análise dinâmica dos modelos será realizada.

5.3 Análise do comportamento do processo

Para estudar melhor o comportamento dinâmico do processo de GPPS foram utilizadas algumas ferramentas conhecidas na teoria de controle moderno. Estas ferramentas aplicadas aos modelos matemáticos obtidos fornecem informações preciosas à cerca da controlabilidade e da estabilidade do processo, bem como o pareamento ideal a ser utilizado na estruturação do controlador.

5.3.1 Análise do comportamento dinâmico

A presença de tempo morto, zeros e pólos no SPD caracterizam sistemas de fases não-mínima. Estas características limitam o desempenho de um controlador impondo uma barreira às velocidades máxima e mínima de atuação deste em malha fechada.

Análise de tempo morto do sistema

Nenhum dos sistemas analisados apresentou atraso de tempo significativo frente às perturbações do tipo degrau unitário realizados nas variáveis de entrada. Nos modelos analisados não há tempos mortos elevados e que venham a comprometer o desempenho das malhas de controle do processo.

Análise de zeros e pólos do sistema

A análise de zeros e pólos dos modelos lineares do processo de GPPS foi realizada a partir do software Matlab® e sua função denominada *pzmap*. Este comando gera um gráfico no qual são mapeados todos os zeros e pólos do sistema em análise. Para cada modelo linear obtido foi gerado um gráfico correspondente que aponta a localização dos zeros e pólos dos sistemas. A Figura abaixo apresenta a localização de zeros e pólos do modelo linear obtido para o ponto de operação do *grade B*. O gráfico à esquerda mostra uma visão geral da distribuição de zeros e pólos do sistema. O gráfico à direita mostra em escala mais aproximada a distribuição de zeros e pólos próximos à origem.

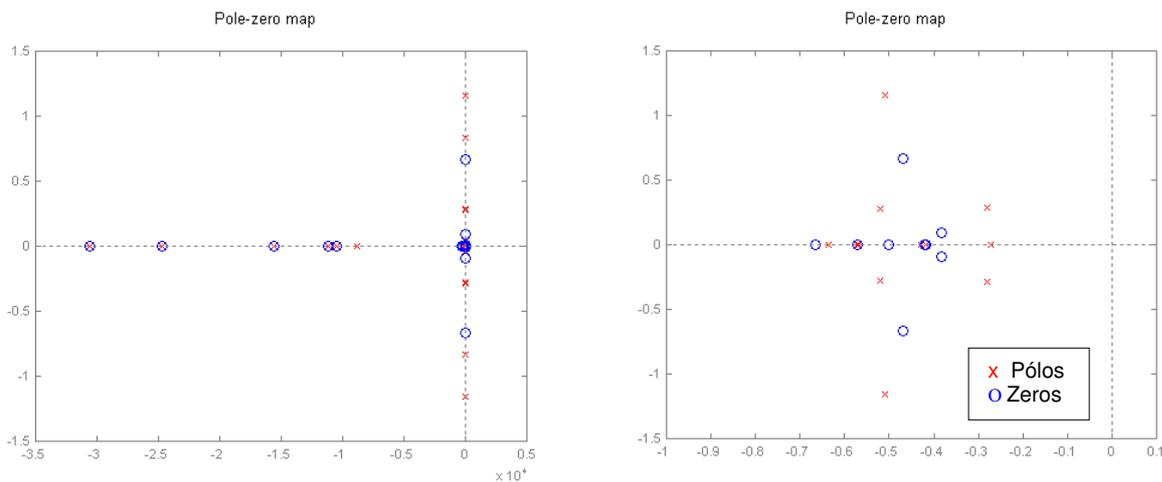


Figura 5.3 Pólos e zeros do modelo linear de GPPS para *grade B*.

Verifica-se a partir da figura acima a inexistência de pólos no SPD o que torna o sistema estável para qualquer entrada limitada. Os pólos com parte imaginária nula, localizados sobre o eixo real denotam respostas do tipo não oscilatórias, caracterizadas por soluções puramente exponenciais.

Por outro lado, os pólos com parte imaginária não nula indicam soluções oscilatórias para o sistema. Os pólos do sistema mais próximos da origem são dominantes em relação ao comportamento do sistema (pólos dominantes). Podemos perceber ainda, através da Figura 5.3, a inexistência de zeros localizados entre pólos e a origem, o que levaria a uma sobre elevação (*overshoots*) na resposta do sistema neste ponto de operação.

A Figura 5.4 apresenta o gráficos de localização de zeros e pólos do modelo linear obtido para o pontos de operação do *grade C*. Da mesma forma, o gráfico à esquerda mostra

uma visão geral da distribuição de zeros e pólos do sistema. O gráfico à direita mostra em escala mais aproximada a distribuição de zeros e pólos próximos à origem.

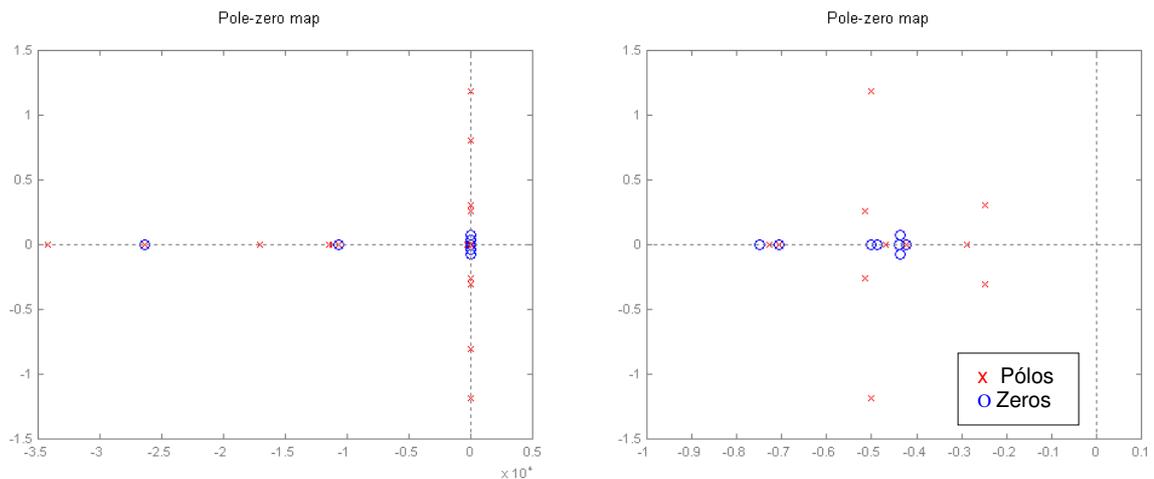


Figura 5.4 Pólos e zeros do modelo linear de GPPS para *grade C*.

A exemplo do que se verificou com o *grade B*, o *grade C* também é estável para qualquer entrada uma vez que não possui pólos no SPD. Assim como no outro ponto de operação, a inexistência de zeros localizados entre pólos e a origem demonstra que o sistema não apresenta tendência de sobre elevação em suas respostas.

5.3.2 Análise da controlabilidade operacional

Para avaliar a controlabilidade dos modelos lineares obtidos para a planta de GPPS, os sistemas em questão foram avaliados sob o ponto de vista de três ferramentas usuais na teoria de controle moderna: Análise de ganho multivariável, condicionamento mínimo e a Matriz de ganhos relativos (RGA).

Em seguida, foram definidos os desempenhos desejáveis em malha fechada para cada saída dos modelos, determinadas as funções desempenho alcançável para cada ponto de operação e calculados os números de performance robusta (RPN) responsáveis por identificar o real potencial de controle de cada sistema.

Ganho multivariável

As diferenças existentes no estado estacionário entre os modelos obtidos para a planta de GPPS foram analisadas através dos ganhos estacionários do sistema para cada canal de entrada. As Tabelas 5.3 e 5.4 apresentam as matrizes de ganho dos modelos lineares da planta de GPPS para os *grades B* e *C* respectivamente.

Tabela 5.3 Matriz de ganhos para modelo linear planta de GPPS *grade B*.

	LC1 (%)	LC2 (%)	PC1 (x_{vap})	PC2 (x_{vap})
$\tau 1$ (horas)	0,029	0,000	-0,916	-3,135
$\tau 2$ (horas)	0,005	0,041	-1,340	-1,023
TC1 (°C)	1,195	0,001	-367,905	-146,427
TC2 (°C)	-0,289	0,412	56,853	-129,374

Tabela 5.4 Matriz de ganhos para modelo linear planta de GPPS *grade C*.

	LC1 (%)	LC2 (%)	PC1 (x_{vap})	PC2 (x_{vap})
$\tau 1$ (horas)	0,022	0,000	-0,463	-2,355
$\tau 2$ (horas)	0,000	0,034	-1,138	-1,249
TC1 (°C)	0,822	2,197	-335,385	-112,413
TC2 (°C)	-0,369	0,513	11,508	-233,06

O determinante da matriz de ganhos estacionários do sistema no ponto de operação com *grade B* equivale a 63,11. No ponto de operação com *grade C* o determinante da matriz de ganhos estacionários equivale a 45,91. Estes valores de mesmo sinal são indicativo de que não há inversão de ganho multivariável entre os dois pontos de operação estudados.

Analisando separadamente a influência de cada entrada nas saídas correspondentes dos sistemas, observa-se que a saída 3 do modelo (TC1) sofre um aumento no ganho referente à entrada 2 (LC2) quando a planta transita do ponto de operação com *grade B* para *grade C*. A explicação deste evento está associada à influência do controle de nível do segundo reator sobre o tempo de residência do primeiro reator que passa a ser mais representativa em *grades* com mais baixo tempo de residência como é o caso do *grade C*.

Esta mesma variável (TC1) sofre uma diminuição nos valores absolutos dos ganhos quando analisadas as entradas 3 e 4 (PC1 e PC2) dos modelos para *grade B* e *C*. A explicação está ligada à dinâmica do sistema em um ponto de operação e outro. Quando se opera com *grade C* (temperaturas mais altas) a vazão de vapor retirada no topo do primeiro reator é

praticamente nula e o calor gerado pela reação é quase que totalmente removido para aquecer a carga deste reator. Por outro lado, quando se opera com *grade B* (temperaturas mais baixas) a vazão de vapores no topo deste reator não é negligenciável, logo tem um impacto maior sobre esta temperatura.

Na saída 4 do modelo (TC2) é notado um aumento do valor absoluto do ganho quando analisada a entrada 4 (PC2) quando a planta transita do *grade B* para o *grade C*. Este fato está associado à viscosidade da mistura reacional no reator 2. Em *grades* mais viscosos (*grade B*) a retirada de calor latente por vaporização das parcelas voláteis da reação torna-se mais difícil, resultando em uma resposta mais atenuada e com ganhos menores. Em *grades* menos viscosos (*grade C*) a troca térmica é melhor distribuída favorecendo o transporte do calor de reação até a superfície superior onde ele é removido.

Condicionamento Mínimo (γ^*)

O condicionamento mínimo dos modelos lineares da planta de GPPS foi obtido a partir do software Matlab[®] e do aplicativo de análise de modelos multivariáveis denominado RPN toolbox (FARINA, 2000; FARENZENA, 2003; ESCOBAR, 2006).

Através das figuras abaixo mostradas é possível observar que os modelos da planta de GPPS para os *grades B* e *C* apresentam valores intermediários de condicionamento mínimo. De maneira geral, os sistemas são considerados mal condicionados quando o valor de γ^* é superior a 50, nestes sistemas as pequenas incertezas nas entradas tem um potencial elevado de instabilizar as malhas de controle.

Para o ponto de operação correspondente ao *grade B* o valor máximo obtido para γ^* foi de 17,00 na frequência de 1 rad/hora sendo que para o *grade C* o valor de γ^* obtido para o *grade C* foi de 16,54 na frequência de 1,32 rad/hora. A Tabela 5.5 apresenta os valores calculados de condicionamento mínimo para os pontos de operação analisados.

Tabela 5.5 Valores de condicionamento mínimo para cada ponto de operação da planta de GPPS.

	<i>Grade B</i>	<i>Grade C</i>
γ^*	17,00	16,54
Frequência	1,00	1,32

As figuras 5.5 e 5.6 mostram as curvas de condicionamento mínimo para os modelos lineares da planta de GPPS nos pontos de operação com *grade B* e *C* analisados.

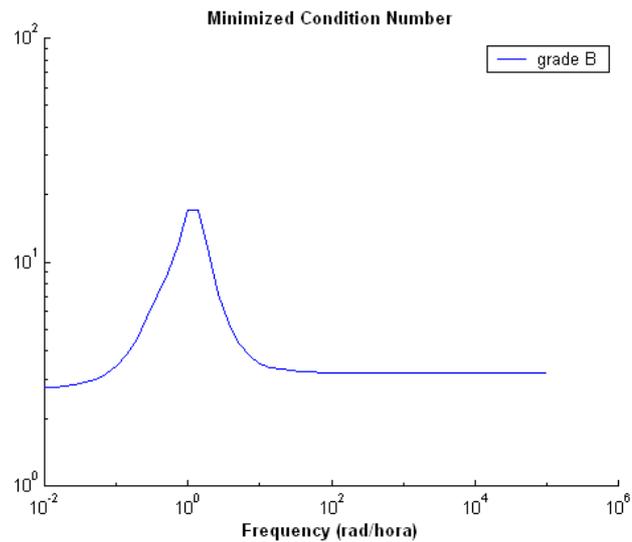


Figura 5.5 Condicionamento Mínimo para modelo linear do GPPS para *grade B*.

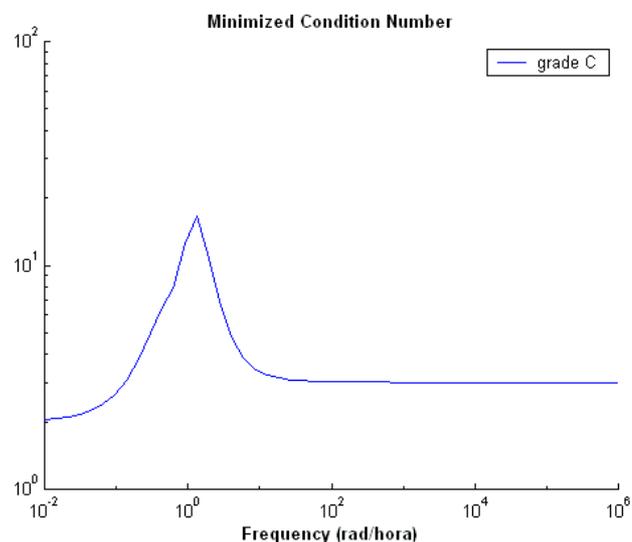


Figura 5.6 Condicionamento Mínimo para modelo linear do GPPS para *grade C*.

A partir da análise feita acima para os dois modelos lineares da planta de GPPS, observa-se que o sistema não possui problemas de direcionalidade (condicionamento mínimo elevado), logo o seu condicionamento não deve comprometer o desempenho de seus controladores.

Matriz de Ganhos Relativos (RGA)

Para determinar o grau de acoplamento das variáveis da planta de GPPS calculou-se a matriz de ganhos relativos para cada um dos pontos de operação estudados segundo a equação enunciada no capítulo 3 desta dissertação. As Tabelas 5.6 e 5.7 apresentam as matrizes RGA para os modelo lineares da planta de GPPS no ponto de operação com *grade B* e *grade C* respectivamente.

Tabela 5.6 Matriz de ganhos relativos (RGA) para modelo linear *grade B*.

	LC1 (Nível 1)	LC2 (Nível 2)	PC1 (Vapor 1)	PC2 (Vapor 2)
$\tau 1$ (Tau 1)	1,0000	$-4,1483 \text{ e}^{-10}$	-0,1162	0,1162
$\tau 2$ (Tau 2)	0,03575	1,0226	0,0042	-0,0625
TC1 (Temp 1)	-0,24684	$-2,5030 \text{ e}^{-11}$	1,0948	0,1520
TC2 (Temp 2)	0,21106	-0,0225	0,0172	0,7942

Tabela 5.7 Matriz de ganhos relativos (RGA) para modelo linear *grade C*.

	LC1 (Nível 1)	LC2 (Nível 2)	PC1 (Vapor 1)	PC2 (Vapor 2)
$\tau 1$ (Tau 1)	0,9211	$-7,9115 \text{ e}^{-11}$	-0,0568	0,0923
$\tau 2$ (Tau 2)	0,0162	1,052	0,0049	-0,0731
TC1 (Temp 1)	-0,0742	$8,6646 \text{ e}^{-10}$	1,0494	0,0248
TC2 (Temp 2)	0,1368	-0,0519	0,0025	0,9126

Analisando as matrizes se observa uma grande semelhança nas interações verificadas no ponto de operação com *grade B* e *grade C*. Em ambos os casos os níveis de interação podem ser considerados pequenos. A área sombreada representa os canais nos quais o tipo de interação é mais representativo para a etapa de estruturação do controlador.

Sob a ótica do RGA, as células cujos valores diferem de zero representam os canais nos quais o acoplamento é mais significativo. Os canais nos quais o ganho relativo é negativo indicam um tipo de interação contrária à interação que os demais canais exercem sobre a controlada. Estes canais devem ser evitados na estrutura de controle por exercerem um tipo de interação considerada prejudicial ao desempenho do sistema. À medida que o valor do ganho relativo se aproxima de 1,0 a interação da variável manipulada sobre a variável controlada vai se tornando mais forte. Para o processo de GPPS essa dominância é observada na diagonal principal da matriz RGA.

Em tese, para estes casos o controle descentralizado deveria apresentar um desempenho satisfatório. No entanto, a sensibilidade dos parâmetros de qualidade MFI e MW

da planta de GPPS para variações de pequena amplitude na temperatura e tempo de residência indica que uma análise mais criteriosa deve ser elaborada. Em certos casos, o grau de acoplamento, mesmo pequeno, pode trazer limitações importantes no desempenho de controladores SISO dependendo dos objetivos requeridos no processo.

BRISTOL, quando propôs a RGA em 1963, considerou apenas a informação de estado estacionário ($G(0)$). Uma extensão desta proposta foi formulada por MACIEJOWSK (1989). O RGA dinâmico é uma ferramenta útil para avaliar se existem modificações significativas no pareamento do sistema a medida que a frequência de entrada é modificada. As Figuras 5.7 e 5.8 mostram as curvas de RGA dinâmico em cada um dos pontos pontos de operação da unidade de GPPS. Nas curvas abaixo são plotados os valores de ganhos relativos referentes à diagonal principal da matriz de ganhos do sistema.

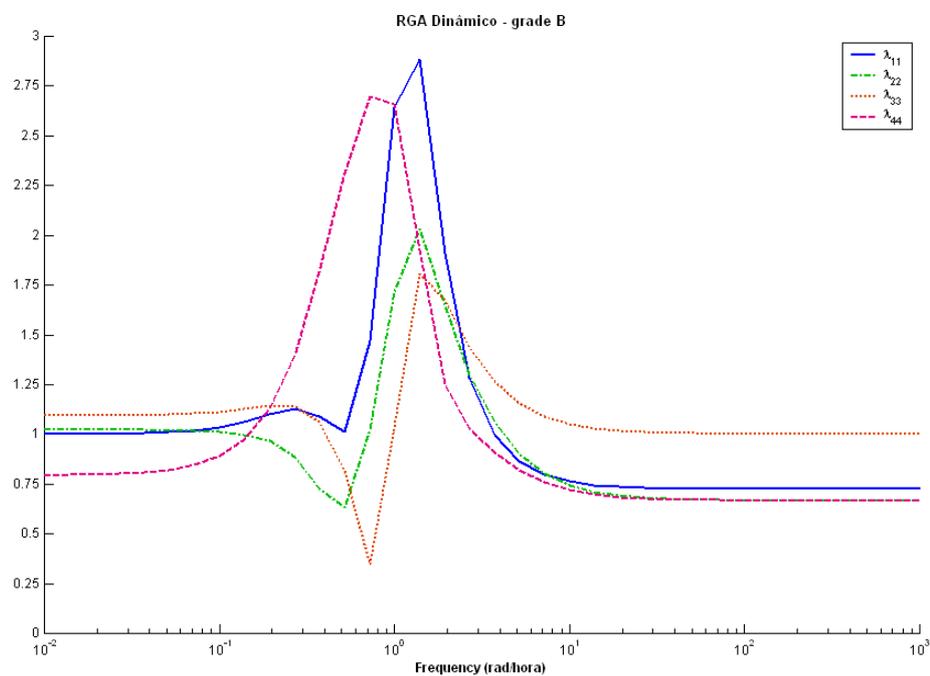


Figura 5.7 RGA dinâmico para o sistema no ponto de operação com grade B.

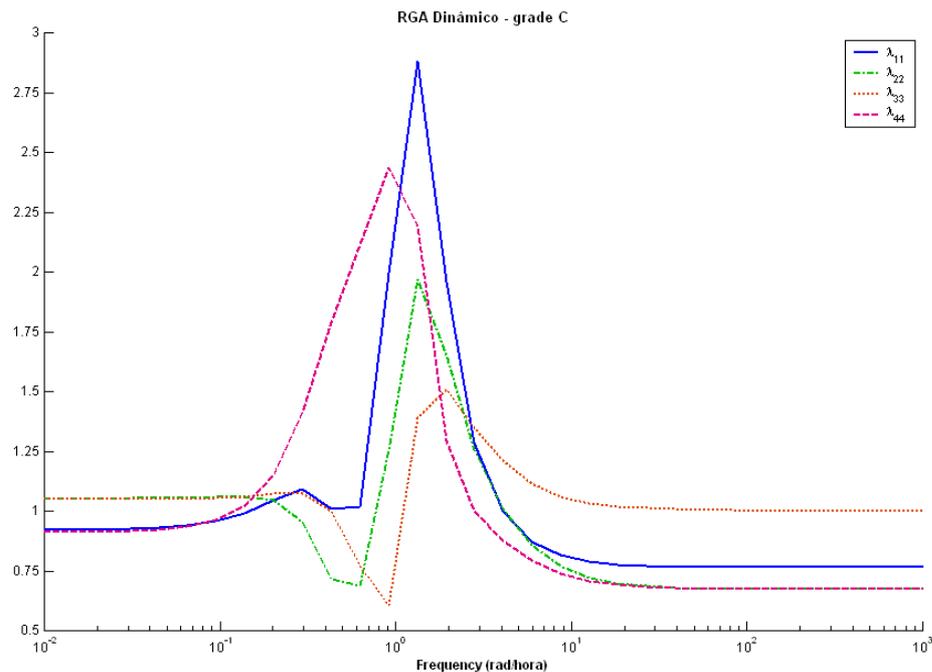


Figura 5.8 RGA dinâmico para o sistema no ponto de operação com *grade C*.

Através das Figuras 5.7 e 5.8 acima, observa-se que próximo à frequência de corte do sistema a matriz RGA possui formato que se assemelha a uma matriz identidade com seus valores de ganhos relativos próximos de 1,0, segundo SKOGESTAD e POSTLETHWAITE (1996) isso é suficiente para garantir que não haja instabilidade no projeto do sistema de controle. Observa-se ainda que, em ambos os pontos de operação estudados, os valores de RGA em torno da frequência de corte são pequenos (próximos a 1,0) indicando que a planta é facilmente controlada. Em plantas deste tipo o desempenho desejado pode ser alcançado através do projeto de um controlador baseado no inverso do modelo de planta.

Estabilidade, robustez e desempenho robusto (RPN)

O desempenho desejável para um sistema de controle, conforme foi discutido no capítulo 3, está intimamente vinculado aos objetivos operacionais do processo e é expresso na forma de uma função transferência com dinâmica semelhante à idealizada para a resposta do sistema em malha fechada.

Quando idealizamos a resposta para um sistema em automático como sendo uma função transferência de primeira ordem, por exemplo, é comum expressarmos o desempenho através do tempo de subida das variáveis de saída frente a perturbações do tipo degrau unitário nas variáveis de entrada. Este tipo de função desempenho é geralmente utilizado em plantas nas quais as tarefas do sistema de controle estejam associadas principalmente a mudanças de *setpoints* como é caso do GPPS.

É normal esperar que uma malha de controle aumente o desempenho do controle do processo, portanto, o tempo de subida desejável para uma variável de controle em malha fechada deve ser igual ou inferior ao tempo de subida desta mesma variável em malha aberta.

Baseada nestas premissas, a Tabela 5.8 apresenta as funções desempenho escolhidas para o projeto da estrutura de controle de GPPS. A função desempenho desejável escolhida para o novo sistema de controle é uma função de primeira ordem com tempo de subida escolhido baseado no tempo de resposta desejado para a planta.

Tabela 5.8 Desempenho desejável para a planta em malha fechada.

Canal de Saída	Ordem	Tempo de Subida (minutos)
τ_1 (Tau 1)	1 ^a	24,0
τ_2 (Tau 2)	1 ^a	24,0
TC1 (Temp 1)	1 ^a	24,0
TC2 (Temp 2)	1 ^a	24,0

O real potencial da planta atingir a performance definida através dos modelos lineares obtidos para a planta de GPPS pode ser avaliado a partir do número de desempenho robusto introduzido por TRIERWEILER (1997) e discutido no capítulo 3 desta dissertação. A Tabela 5.9 apresenta os RPNs para cada um dos pontos de operação aqui estudados.

Tabela 5.9 Número de desempenho robusto para os modelos lineares da planta de GPPS.

Modelo Linear	RPN
G_1 (grade B)	2,006
G_2 (grade C)	1,941

A metodologia RPN proposta por TRIERWEILER (1997) indica que os valores ideais do índice devem ficar abaixo de 5,0. Portanto, a partir dos valores obtidos para RPN em cada um dos pontos de operação avaliados percebemos que o projeto de um sistema de controle baseado nos modelos lineares de planta obtidos neste trabalho tem um bom potencial de atingir o desempenho desejado em malha fechada.

A partir do desempenho desejado e das restrições impostas pelos diversos fatores limitadores discutidos e mostrados anteriormente (condicionamento mínimo, pólos e zeros no

SPD, etc.) é possível determinar o desempenho alcançável do sistema em malha fechada conforme foi descrito por ESCOBAR (2006) e apresentado no capítulo 3. As Tabelas 5.10 e 5.11 abaixo apresentam o desempenho alcançável em cada um dos pontos de operação do sistema.

Tabela 5.10 Desempenho alcançável pelo sistema no ponto de operação com *grade B*.

Canal de Saída	Ordem	Tempo de Subida (minutos)
$\tau 1$ (Tau 1)	1 ^a	23,0
$\tau 2$ (Tau 2)	1 ^a	23,0
TC1 (Temp 1)	1 ^a	23,0
TC2 (Temp 2)	1 ^a	23,0

Tabela 5.11 Desempenho alcançável pelo sistema no ponto de operação com *grade C*.

Canal de Saída	Ordem	Tempo de Subida (minutos)
$\tau 1$ (Tau 1)	1 ^a	24,18
$\tau 2$ (Tau 2)	1 ^a	24,18
TC1 (Temp 1)	1 ^a	24,18
TC2 (Temp 2)	1 ^a	24,18

As tabelas acima demonstram que as restrições existentes no sistema em cada um dos pontos de operação não chegam a comprometer o seu desempenho. Por este motivo o desempenho alcançável é muito semelhante ao desempenho desejado que foi especificado.

5.4 Projeto da estrutura de controle

A estruturação de um controlador multivariável para a planta de GPPS foi realizada a partir dos conceitos mostrados na seção 3.4 desta dissertação. Para obtenção da estrutura, primeiramente, foram selecionadas dentre as variáveis de saída (controladas) do sistema

aquelas que melhor representam os objetivos operacionais da unidade de GPPS. No segundo passo, foram escolhidas as variáveis entrada (manipuladas) que intuitivamente melhor interagem com as variáveis de saída. Finalmente, a partir do modelo linear obtido para estas entradas e saídas, foi calculada a matriz RGA que indica o grau de interação entre as variáveis do processo e o pareamento ideal para o controlador. A Tabela 5.12, apresenta a estrutura do controlador multivariável proposto para a seção de reação da unidade de GPPS. Para ambos os pontos de operação da unidade a estrutura proposta é a mesma.

Tabela 5.12 Estrutura do controlador MIMO para a planta de GPPS.

	LC1 (Nível 1)	LC2 (Nível 2)	PC1 (Vapor 1)	PC2 (Vapor 2)
τ_1 (Tau 1)	C ₁₁	X	X	C ₁₄
τ_2 (Tau 2)	C ₂₁	C ₂₂	C ₂₃	X
TC1 (Temp 1)	X	X	C ₃₃	C ₃₄
TC2 (Temp 2)	C ₄₁	X	C ₄₃	C ₄₄

O controlador multivariável proposto para controle da seção de reação da planta de GPPS é um controlador PI MIMO implementado na forma paralela. A escolha deste algoritmo levou em conta a facilidade de implementação futura na planta de processo uma vez que os sistemas de controle existentes no mercado já possuem incorporados blocos de controle do tipo PID. Por outro lado, a opção por um controlador PI (e não PID) ajuda na implementação pois sua sintonia é a mesma independente do padrão utilizado pelo sistema de controle (série ou paralelo).

A Figura 5.9 mostra a forma na qual foi implementado o controlador PI MIMO na planta de GPPS. Através desta figura percebemos que cada sub-controlador que compõe o controlador multivariável recebe um sinal de erro oriundo da diferença entre o *setpoint* e o valor medido para cada variável controlada. As ações de controle finais enviadas às variáveis manipuladas (LC1, LC2, PC1 e PC2) são resultado da soma da ação calculada em cada sub-controlador.

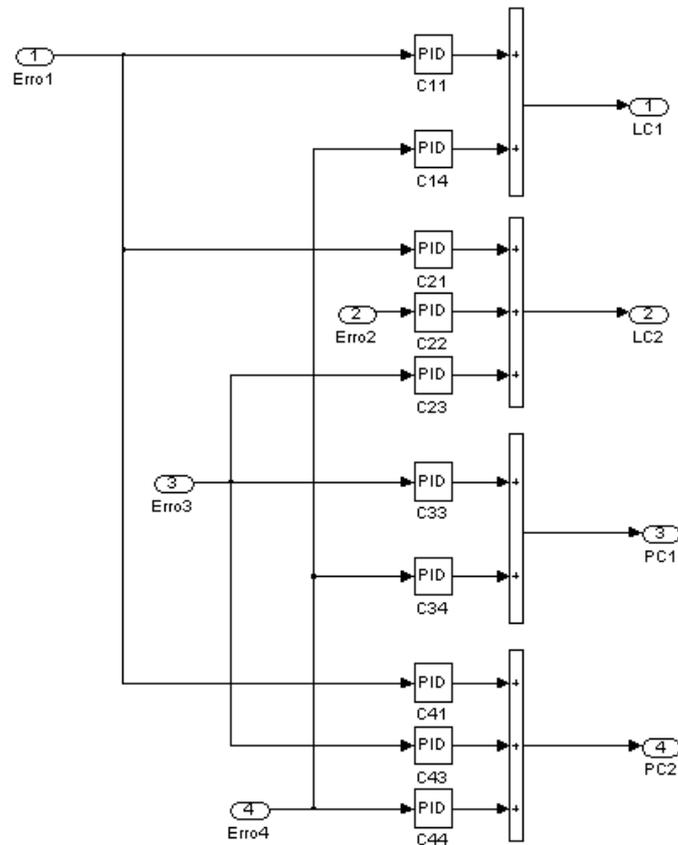


Figura 5.9 Bloco do controlador PI MIMO proposto para unidade de GPPS implementado no aplicativo *simulink* do Matlab.

A Figura 5.10 mostra esquematicamente a implementação do controlador PI MIMO na unidade de GPPS para controle da temperatura e do tempo de residência da planta. A implementação mostrada foi realizada no aplicativo *simulink* do Matlab.

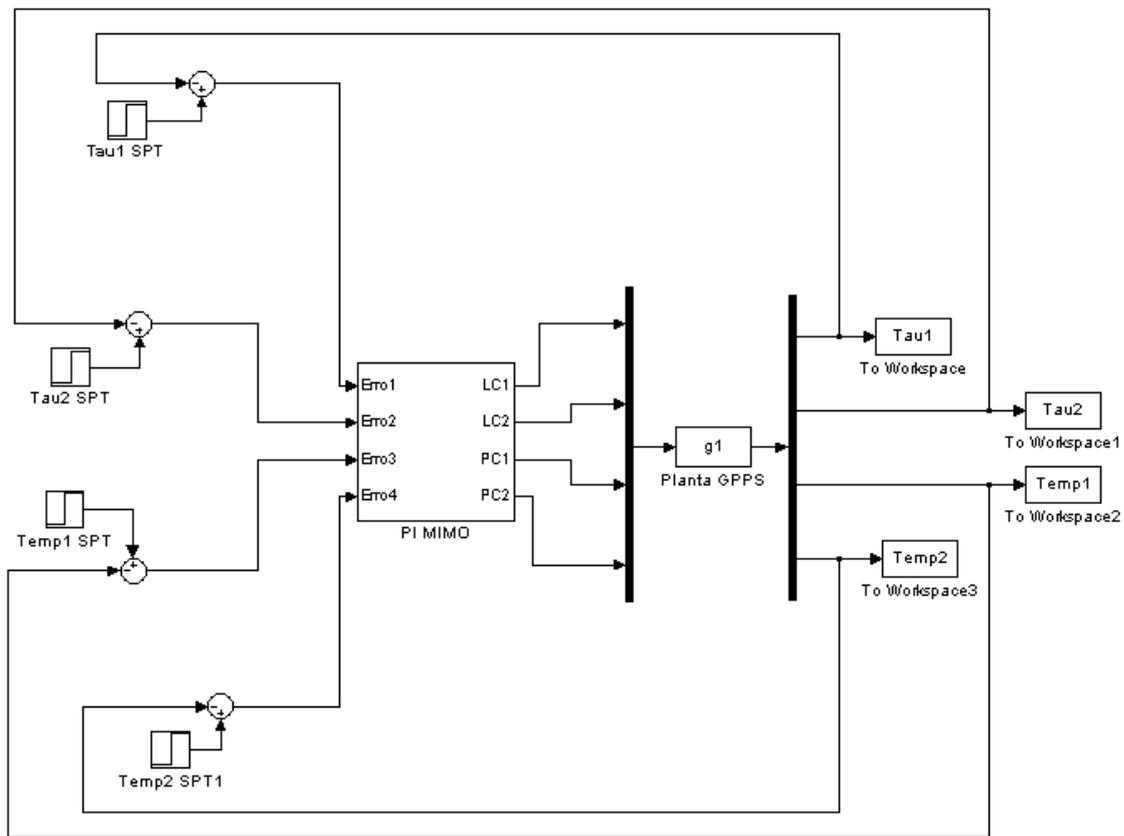


Figura 5.10 Implementação do controlador PI MIMO na planta de GPPS.

Para comparar o desempenho do controlador PI MIMO proposto serão utilizados controladores PI SISO cuja estrutura é idêntica à utilizada na planta industrial. A Tabela 5.13 apresenta a estrutura deste controlador. A Figura 5.11 mostra de maneira esquemática como foi feita a implementação em *simulink* dos controladores SISO utilizados na comparação de desempenho que será apresentada no capítulo 6.

Tabela 5.13 Estrutura do controlador SISO utilizado na comparação de desempenho com o controlador PI MIMO projetado.

	LC1 (Nível 1)	LC2 (Nível 2)	PC1 (Vapor 1)	PC2 (Vapor 2)
τ_1 (Tau 1)	C_{11}	X	X	X
τ_2 (Tau 2)	X	C_{22}	X	X
TC1 (Temp 1)	X	X	C_{33}	X
TC2 (Temp 2)	X	X	X	C_{44}

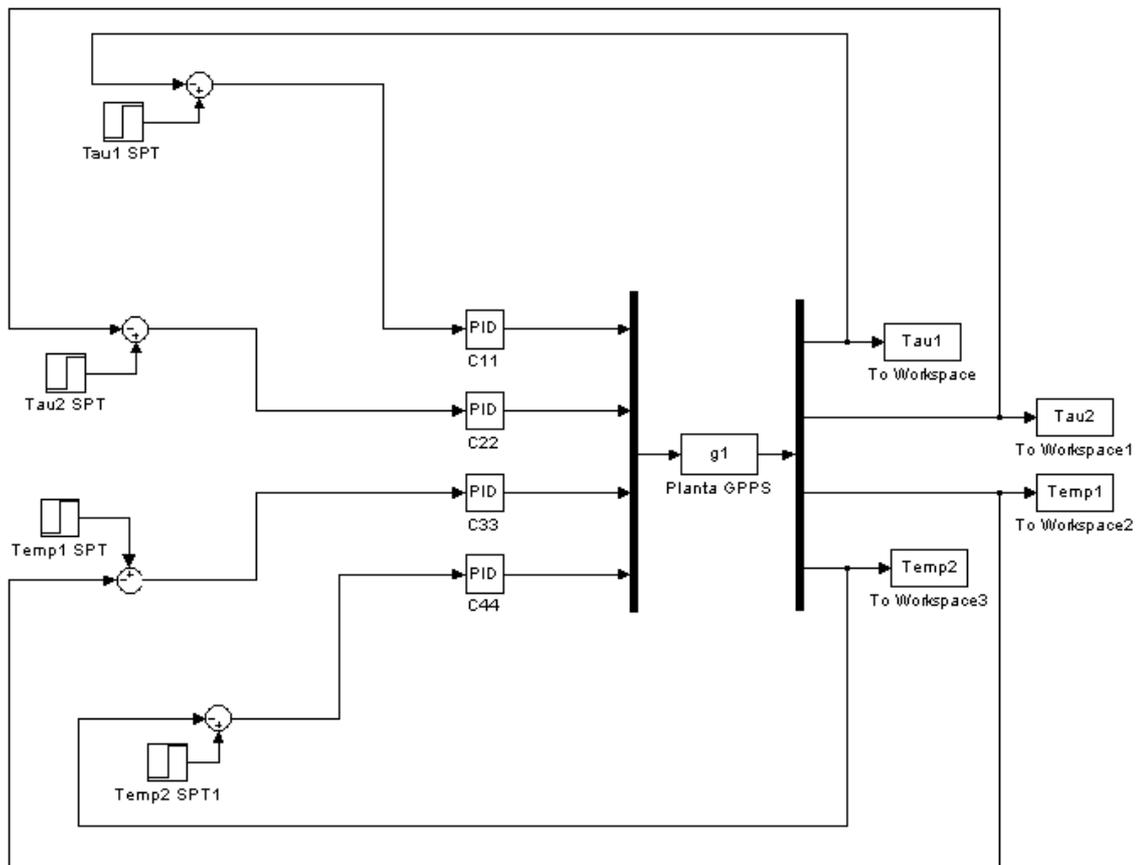


Figura 5.11 Implementação do controlador PI SISO na planta de GPPS.

5.5 Sintonia do controlador

O projeto do controlador PI multivariável para a unidade de GPPS foi realizado seguindo a metodologia proposta por ESCOBAR (2006). Segundo esta metodologia, o projeto do controlador inicia a partir da definição do desempenho desejável para cada variável de controle do sistema em malha fechada. A Tabela 5.8, da seção 5.3 deste trabalho, mostra as funções desempenho idealizadas para as respostas da planta de GPPS em malha fechada.

O processo de cálculo da sintonia do controlador é iterativo. As matrizes que contêm estes parâmetros são modificadas coluna por coluna buscando um valor mínimo para a função objetivo que corresponde à diferença entre o desempenho desejado e o desempenho alcançado pelo sistema. No caso do GPPS, assumiu-se uma tolerância de 1% para a diferença entre o desempenho especificado e o desempenho atingido.

As Tabelas 5.14 e 5.15 apresentam os parâmetros dos controladores PI MIMO obtidos segundo método de sintonia proposto por ESCOBAR utilizando como referência os modelos lineares da planta para os *grades* B e C respectivamente.

Tabela 5.14 Controlador PI MIMO baseado no modelo linear do GPPS obtido para o ponto de operação com *grade B*.

Parâmetro		LC1	LC2	PC1	PC2
K_p	τ_1	6,6228	0	0	-1,4620
	τ_2	0,1875	21,0170	0,0495	0
	TC1	0	0	-0,0190	0,0001
	TC2	-0,0950	0	0,0072	-0,0140
T_i	τ_1	0,1487	0	0	0,7631
	τ_2	-0,0180	0,1944	-0,2480	0
	TC1	0	0	1,9761	0,0329
	TC2	0,5193	0	12,3090	0,5281

Tabela 5.15 Controlador PI MIMO baseado no modelo linear do GPPS obtido para o ponto de operação com *grade C*.

Parâmetro		LC1	LC2	PC1	PC2
K_p	τ_1	29,3390	0	0	-1,4750
	τ_2	-0,6330	24,3340	0,0511	0
	TC1	0	0	-0,0150	0,0000
	TC2	-0,0050	0	0,0065	-0,0140
T_i	τ_1	0,3058	0	0	1,3065
	τ_2	0,0453	0,1976	-0,3430	0
	TC1	0	0	1,1768	-0,0570
	TC2	0,0390	0	1,8689	0,9214

Para comparação dos desempenhos obtidos pelos controladores PI MIMO projetados nesta dissertação utilizou-se um controlador descentralizado de estrutura conforme mostrado na Tabela 5.13. A sintonia dos parâmetros deste controlador SISO foi realizada utilizando também o método proposto por ESCOBAR (2006). Espera-se com isso minimizar o efeito da técnica de sintonia utilizada sobre a comparação de desempenho entre os controladores MIMO e SISO projetados para a unidade de GPPS. Dessa forma, o campo de estudo desta dissertação fica restrito à avaliação da estrutura adequada para o controle do processo de GPPS, se a MIMO ou se a SISO.

A Tabela 5.16 apresenta os valores de sintonia obtidos pelo método de ESCOBAR para o controlador descentralizado. O ponto de operação utilizado como referência para obtenção dos parâmetros do controlador foi àquele cujo RPN é mais baixo: *grade C*. A idéia com isso é obter um controlador descentralizado de melhor desempenho para utilizá-lo na comparação.

Tabela 5.16 Controlador PI descentralizado utilizado na comparação de desempenhos realizada do capítulo 6.

Parâmetro		LC1	LC2	PC1	PC2
K_p	τ_1	56,8550	0	0	0
	τ_2	0	24,3340	0	0
	TC1	0	0	-0,0100	0
	TC2	0	0	0	-0,0080
T_i	τ_1	0,6001	0	0	0
	τ_2	0	0,1976	0	0
	TC1	0	0	1,1503	0
	TC2	0	0	0	0,8508

Capítulo 6

Simulações e resultados

Neste capítulo, o desempenho dos controladores PI MIMO projetados no capítulo anterior é testado a partir de simulações realizadas através do aplicativo *simulink* do Matlab[®]. Os dois controladores obtidos foram testados em pontos de operação distintos da planta de GPPS e seus desempenhos comparados a um controlador PI SISO. As simulações foram realizadas avaliando a resposta do sistema controlador-planta frente a mudanças de *setpoints* nas variáveis controladas e distúrbios nas variáveis manipuladas.

6.1 Resposta para mudanças de *setpoint*

Na planta de GPPS, a transição de um ponto de operação para outro se dá através da modificação dos *setpoints* da seção de reação. O bom desempenho do controlador, neste caso, pode facilmente traduzir-se em ganhos significativos para o processo a medida que ajuda na diminuição dos tempos de transição de *grade* levando a planta mais rapidamente para os novos estacionários.

O estudo do comportamento dinâmico da unidade realizado no capítulo anterior mostrou que em determinados canais o acoplamento entre variáveis controladas é significativo. É esperado que o controlador PI SISO utilizado na comparação com os controladores PI MIMO tenha maior dificuldade em contornar os distúrbios propagados nas demais controladas oriundos das mudanças de *setpoint*.

A Tabela 6.1 mostra a amplitude das mudanças de *setpoints* realizadas em cada um dos pontos de operação da planta durante a simulação.

Tabela 6.1 Quadro de mudanças de *setpoints* realizados no teste de desempenho dos controladores.

Variável Controlada	Ponto de Operação B	Ponto de Operação C
	Δ de <i>setpoint</i>	Δ de <i>setpoint</i>
$\tau 1$	+ 0,1 hora	+ 0,1 hora
$\tau 2$	+ 0,1 hora	+ 0,1 hora
TC1	+ 1,0 °C	+ 1,0 °C
TC2	+ 1,0 °C	+ 1,0 °C

As Figuras 6.1 a 6.8 apresentam os desempenhos dos controladores PI MIMO projetados para os diferentes pontos de operação da planta de GPPS comparados com o controlador PI SISO para mudanças de *setpoint* nas variáveis controladas da seção de reação.

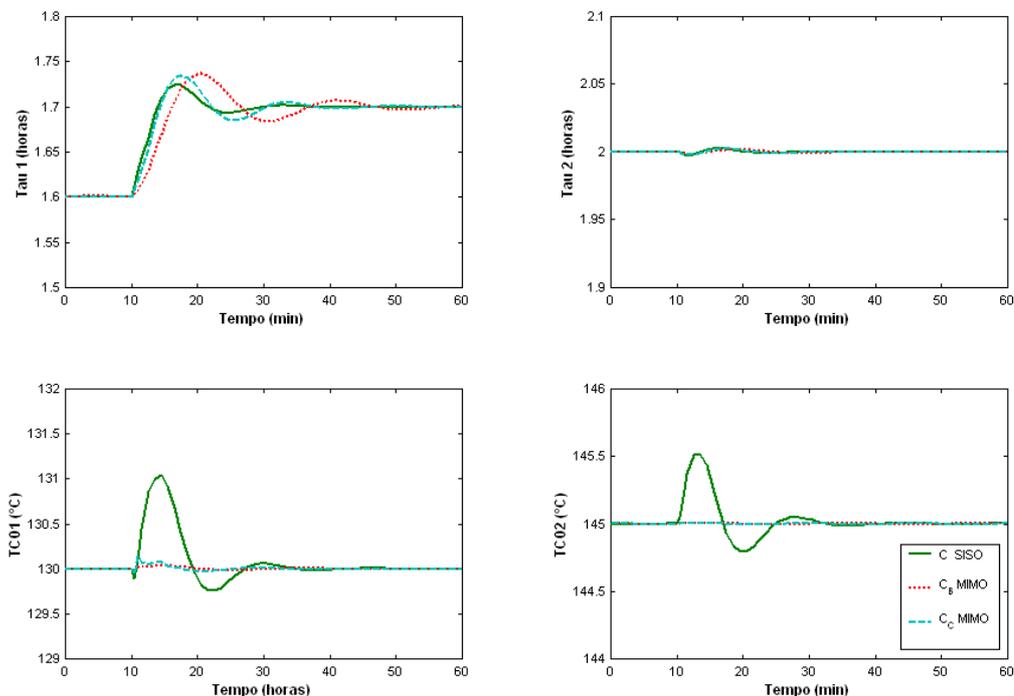


Figura 6.1 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade* B à perturbação do tipo degrau na controlada $\tau 1$.

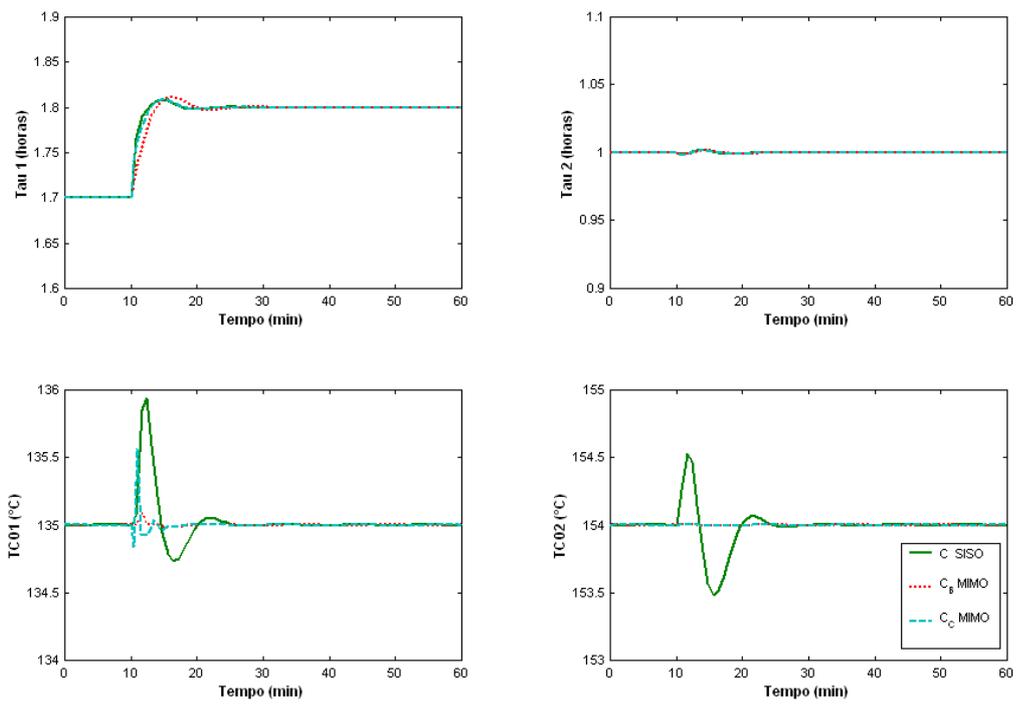


Figura 6.2 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade C* à perturbação do tipo degrau na controlada τ_1 .

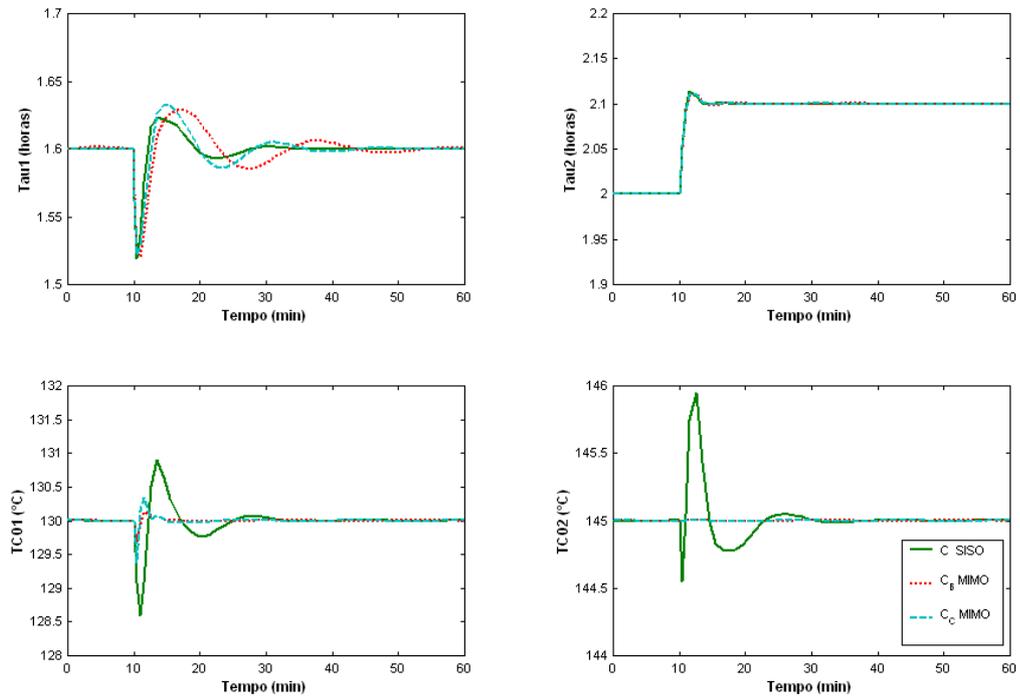


Figura 6.3 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade B* à perturbação do tipo degrau na controlada τ_2 .

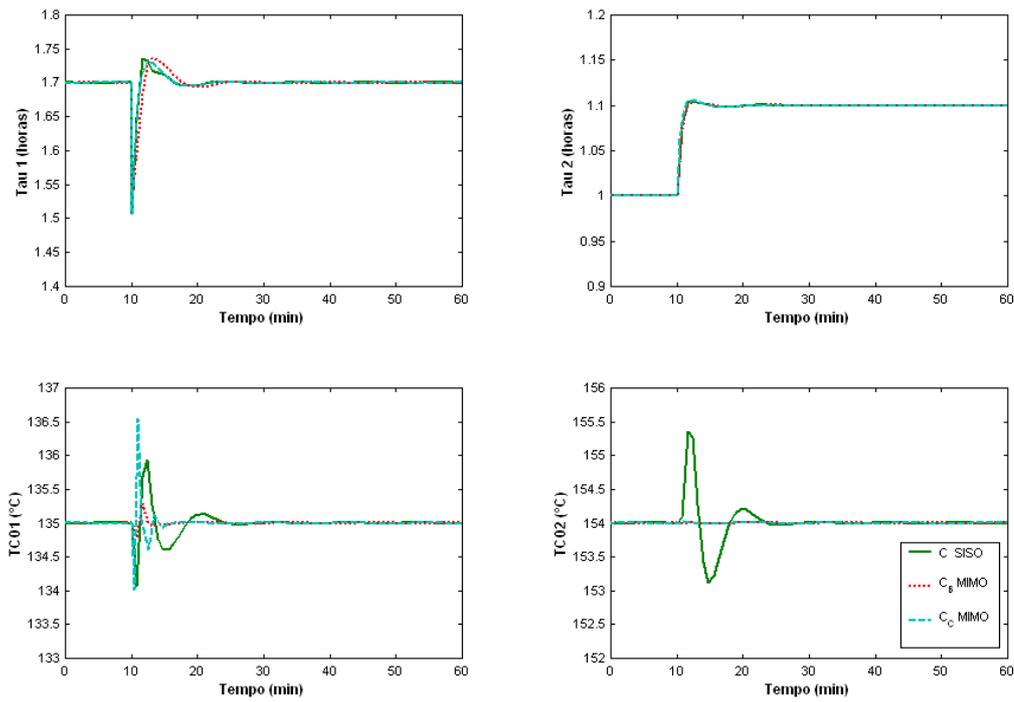


Figura 6.4 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade C* à perturbação do tipo degrau na controlada τ_2 .

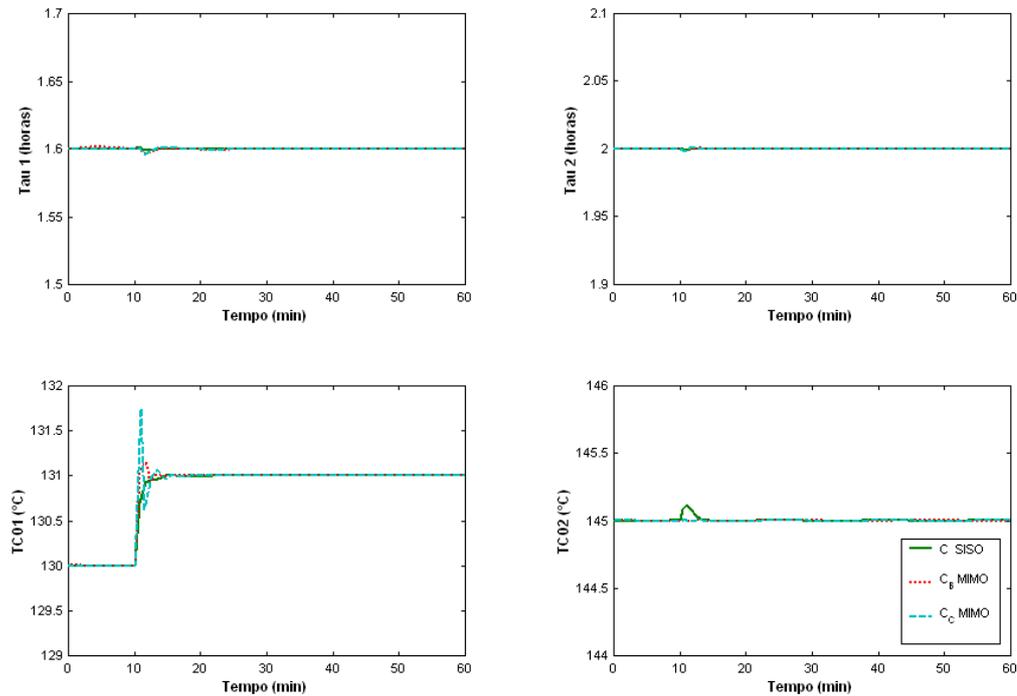


Figura 6.5 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade B* à perturbação do tipo degrau na controlada TC1.

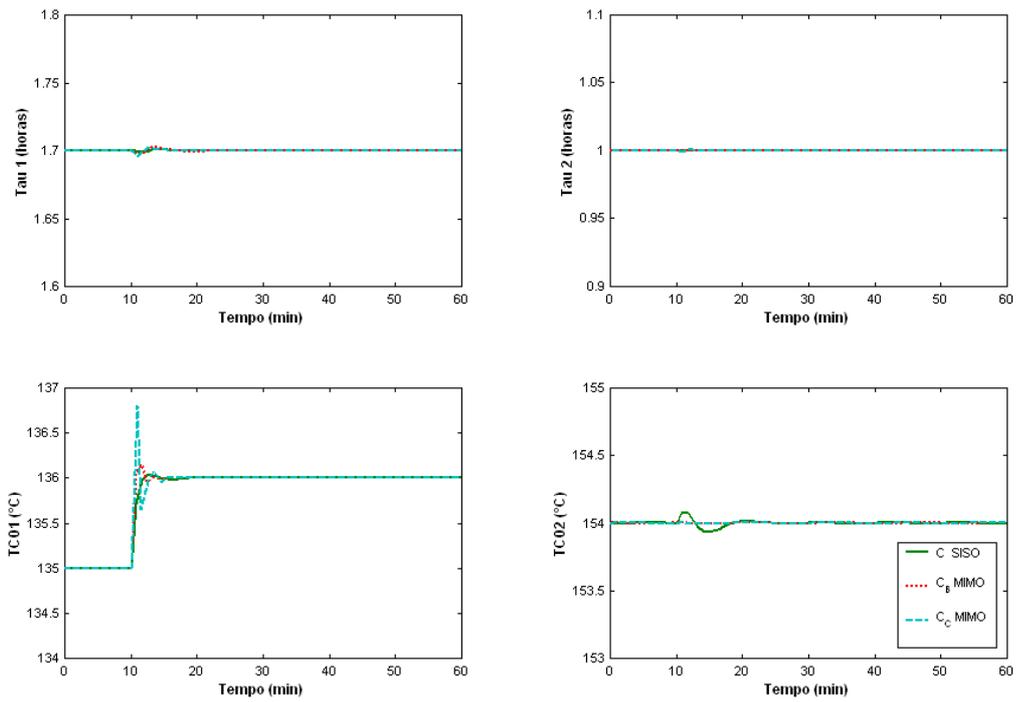


Figura 6.6 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade C* à perturbação do tipo degrau na controlada TC1.

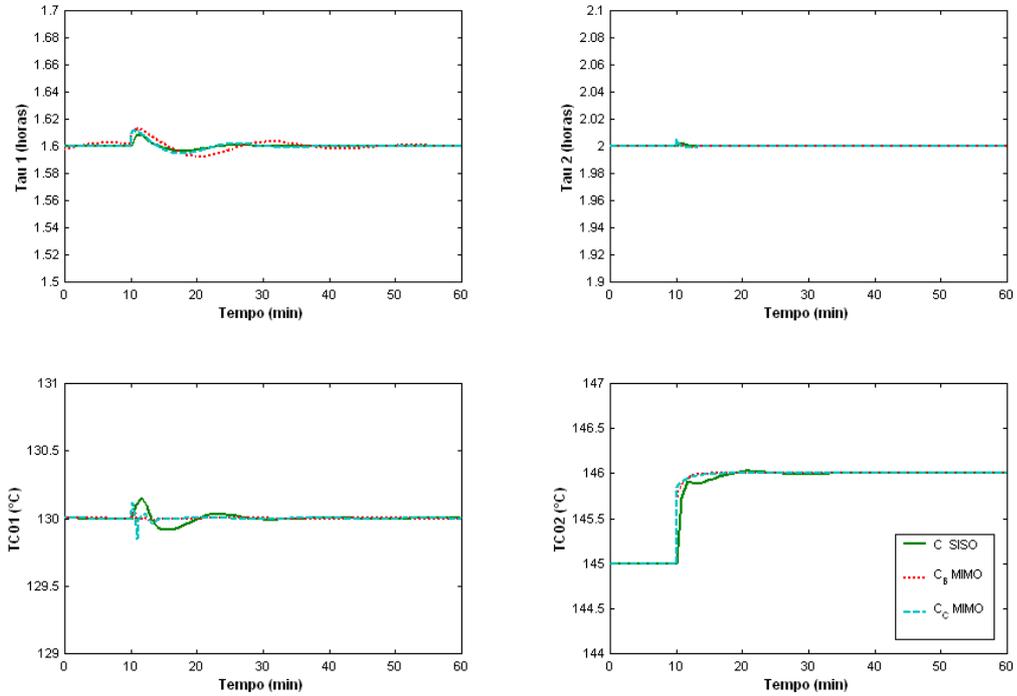


Figura 6.7 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade B* à perturbação do tipo degrau na controlada TC2.

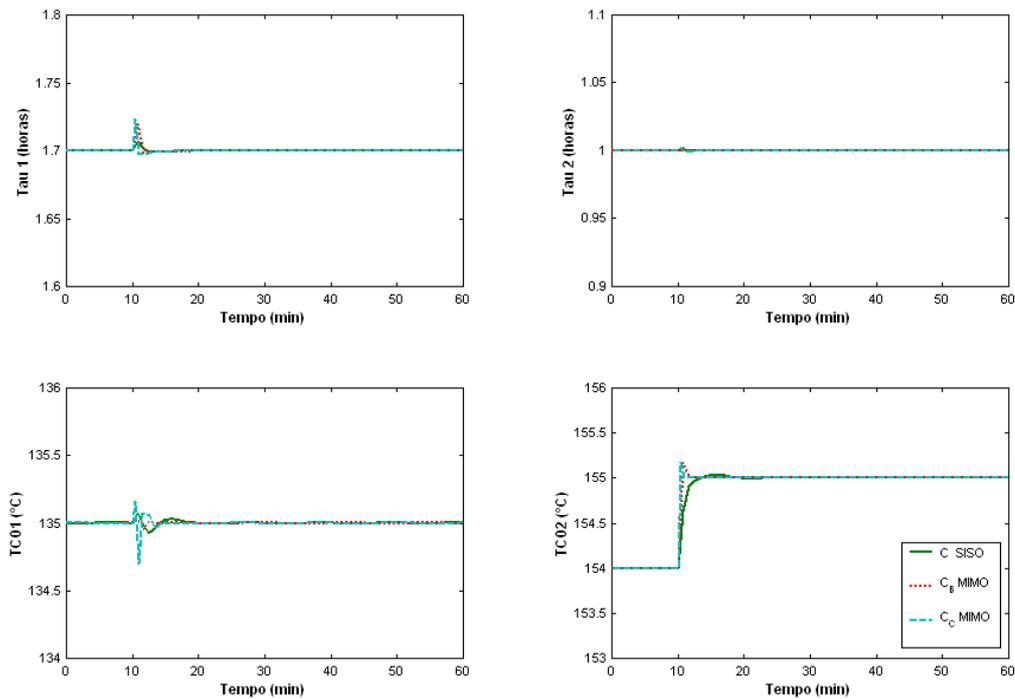


Figura 6.8 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com *grade C* à perturbação do tipo degrau na controlada TC2.

Observa-se, através das figuras 6.1 a 6.8, que a planta de GPPS possui uma dinâmica mais lenta quando opera no ponto de operação com *grade B*. Isso faz com que o controlador projetado para este ponto de operação tenha um comportamento mais robusto e um desempenho um pouco inferior que o projetado no ponto de operação com *grade C*. Para mudanças de *setpoint* esse fator pode ser considerado negativo, muito embora, a estabilidade de um processo seja um fator muito apreciado do ponto de vista industrial.

A partir, principalmente, das Figuras 6.1 e 6.3 também é possível observar que a variável de dinâmica mais lenta corresponde ao tempo de residência do primeiro reator (τ_1). Para quase a totalidade das mudanças realizadas na planta o tempo maior de estabilização depende desta variável. Por este motivo a escolha do controlador mais eficiente deve, sem dúvida, passar por uma análise no controle desta variável uma vez que ela se torna o caminho crítico na eficiência do controle global da unidade.

O tempo de residência do primeiro reator da unidade de GPPS é diretamente influenciado pelo volume da mistura reacional. Este, por sua vez, tem sua dinâmica dependente de duas malhas de controle: A carga da planta (FC1) e a descarga do primeiro reator (SC1). A descarga do primeiro reator (SC1) recebe *setpoint* remoto da malha de controle de nível do segundo reator da planta (LC2). Estas duas malhas em série elevam a ordem global do sistema tornando suas respostas mais lentas e oscilatórias.

A análise geral dos gráficos mostra que o controlador SISO apresenta dificuldade em contornar os distúrbios causados nas demais controladas oriundos das mudanças de *setpoint* realizadas no sistema. Isso fica ainda mais evidente naqueles canais cuja grau de acoplamento

é mais elevado como é o caso das temperaturas TC1 e TC2. Essa deficiência era esperada e está ligada ao fato deste controlador não ser multivariável, ou seja, ele é incapaz de prever ações baseadas na contribuição dos demais canais da planta. Nas Figuras 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4 observamos variações nas amplitudes destas temperaturas de 1,5 a 2,0 °C. Estes distúrbio são suficientes para causar variações no índice de fluidez de 7,5 a 10% o que acaba se tornando crítico para a qualidade do produto final.

Os controladores C_B MIMO e C_C MIMO apresentaram desempenhos satisfatórios para mudanças de *setpoint* com ligeira vantagem para o controlador C_C MIMO que possui maior rapidez para as mudanças de *setpoint* no primeiro reator cuja dinâmica é mais lenta. Caso a escolha do controlador venha a se valer da robustez a escolha mais adequada seria pelo controlador C_B MIMO. Embora tenha a performance um pouco inferior este controlador apresentou-se mais estável e com *overshoots* menores nas mudanças de *setpoint* de temperatura da zona reacional.

As Tabelas 6.2 e 6.3 apresentam uma quantificação dos desempenhos dos controladores para mudanças de *setpoint* nos dois pontos de operação estudados. A quantificação do desempenho foi realizada a partir de dois critérios usuais na teoria de controle: A integral do erro absoluto (IAE) e a integral do erro quadrático (ISE) ambos desenvolvidos por MARLIN (1995).

O índice IAE corresponde ao somatório da diferença absoluta existente entre o valor da variável de processo e seu *setpoint*, por outro lado, o índice ISE corresponde ao somatório da diferença quadrática existente entre a variável de processo e seu *setpoint*. Enquanto o IAE mostra de maneira geral o erro apresentado pelo controlador, o ISE penaliza os sinais de erro de maior amplitude. Controladores com elevadas sobre-elevações em suas respostas tendem a apresentar ISE maiores.

Os índices apresentados nas tabelas são resultado da soma dos erros do transiente de mudança de *setpoint* realizada nas variáveis controladas. Os erros oriundos dos distúrbios propagados por acoplamento também são considerados.

Tabela 6.2 Índices de desempenho dos controladores para mudanças de *setpoint* no ponto de operação com *grade B*.

	τ_1		TC1		τ_2		TC2	
	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE
C SISO	0,1991	0,0042	9,4273	6,6045	0,0406	0,0003	8,5949	4,8557
C_B MIMO	0,5489	0,0348	4,1916	2,6449	0,0576	0,0008	0,1371	0,0124
C_C MIMO	0,2532	0,0067	5,6789	3,4433	0,0498	0,006	0,3440	0,0200

Tabela 6.3 Índices de desempenho dos controladores para mudanças de *setpoint* no ponto de operação com *grade C*.

	τ_1		TC1		τ_2		TC2	
	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE
C SISO	0,2060	0,0043	6,8710	3,4344	0,0471	0,0004	8,8941	5,0304
C_B MIMO	0,4908	0,0253	1,8090	0,6393	0,0613	0,0011	0,0534	0,0002
C_C MIMO	0,3425	0,0065	1,9683	0,7458	0,0511	0,0008	0,136	0,0011

Através das Tabelas 6.2 e 6.3 observa-se que o controlador monovariável C SISO apresenta ligeira vantagem no controle do tempo de residência da mistura reacional (τ_1 e τ_2) nos dois pontos de operação da planta de GPPS. Essas duas variáveis controladas possuem graus de acoplamento menores, como mostra as matrizes RGA do sistema no capítulo 4, o que justifica este fato. Por outro lado, nos canais cuja interação é maior (TC1 e TC2) o desempenho deste controlador foi prejudicado e os índices de desempenho avaliados tiveram valores muito superiores aos apresentados pelos controladores multivariáveis C_B MIMO e C_C MIMO. Estes controladores mostraram-se mais eficientes na rejeição de distúrbios propagados aos demais canais resultantes da mudança de *setpoint* em um determinado canal.

A comparação entre os índices de desempenho obtidos pelos controladores C_B MIMO e C_C MIMO mostra uma certa equivalência de performance para mudanças de *setpoint*. O controlador C_B MIMO possui uma ligeira desvantagem no controle do tempo de residência por ser mais robusto, em contra partida é menos oscilatório no controle de temperatura.

6.2 Resposta para distúrbios na carga

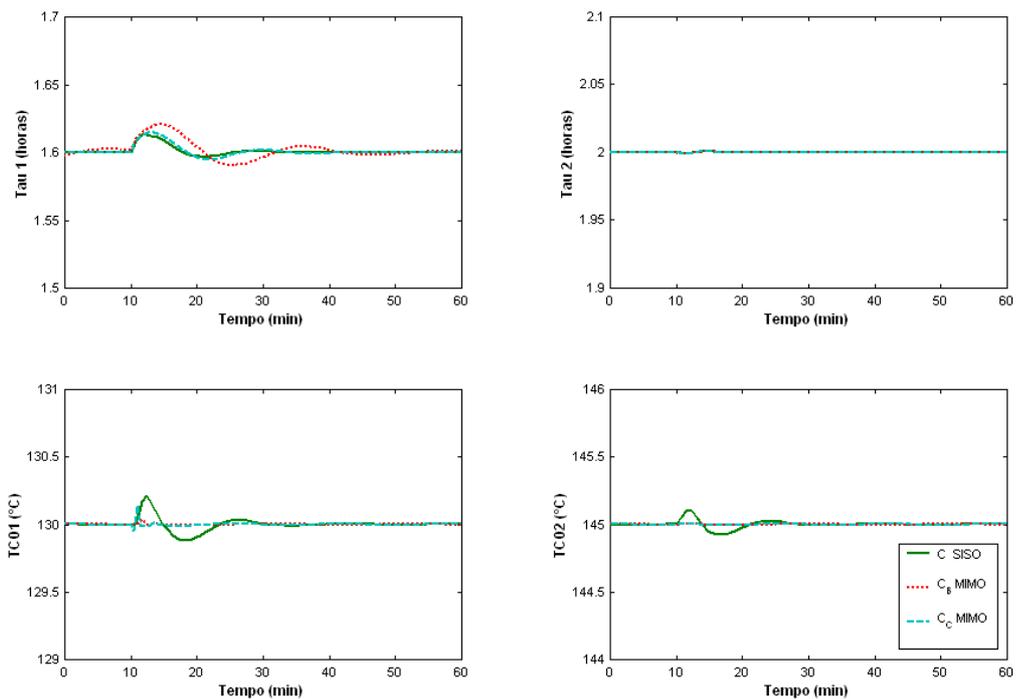
Um controlador de processo bem projetado deve, além de apresentar bom desempenho para mudanças de *setpoint*, ter boa capacidade de contornar distúrbios na carga. Na Planta de GPPS os principais distúrbios, conforme comentado no capítulo 3, são provocados pela existência da corrente de reciclo. Esta corrente é a principal responsável pela propagação dos distúrbios (efeito bola de neve) uma vez que ela é a principal responsável pela modificação das condições de alimentação na zona reacional.

Para avaliar a capacidade de rejeição de distúrbio dos controladores projetados, o sistema controlador-planta foi submetido a perturbações em suas manipuladas alterando a condição de carga da planta. A Tabela 6.4 apresenta a amplitude das perturbações realizadas nas variáveis manipuladas da planta de GPPS para realização do teste de desempenho dos controladores frente a distúrbios na carga.

Tabela 6.4 Quadro de distúrbios realizados no teste de desempenho dos controladores.

Variável Manipulada	Ponto de Operação B	Ponto de Operação C
	Δ de setpoint	Δ de setpoint
LC1	+5,0 %	+5,0 %
LC2	+5,0 %	+5,0 %
PC1	+0,1 na fração vaporizada	+0,1 na fração vaporizada
PC2	+0,1 na fração vaporizada	+0,1 na fração vaporizada

As Figuras 6.9 a 6.16 mostram as respostas apresentadas pelos controladores MIMO e SISO nos pontos de operação estudados para distúrbios na carga.

**Figura 6.9** Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade B para distúrbio na variável LC1.

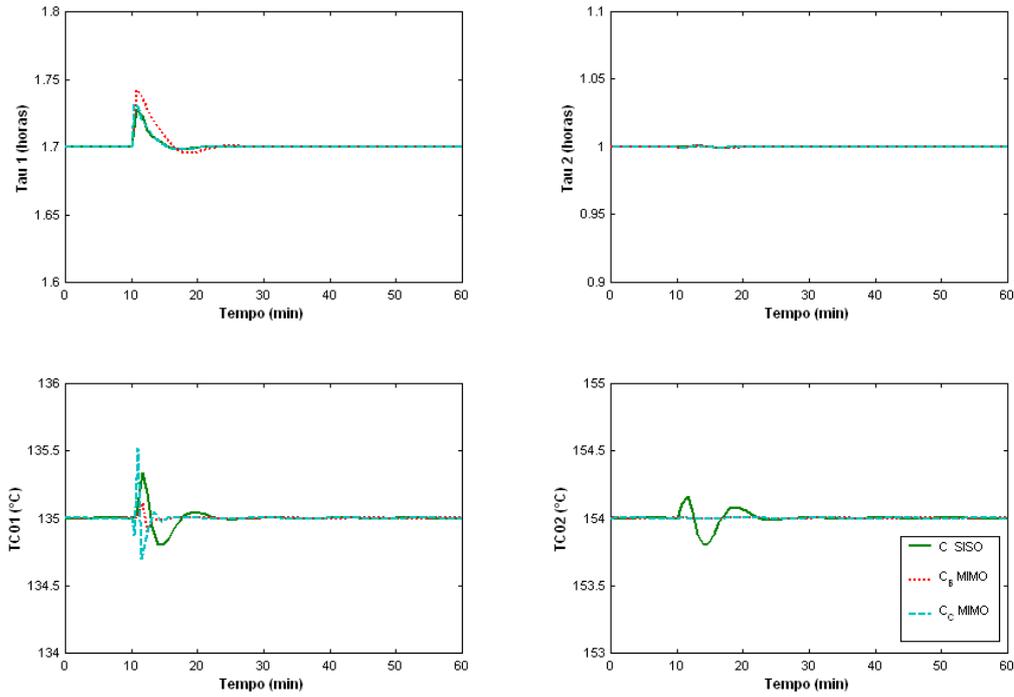


Figura 6.10 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade C para distúrbio na variável LC1.

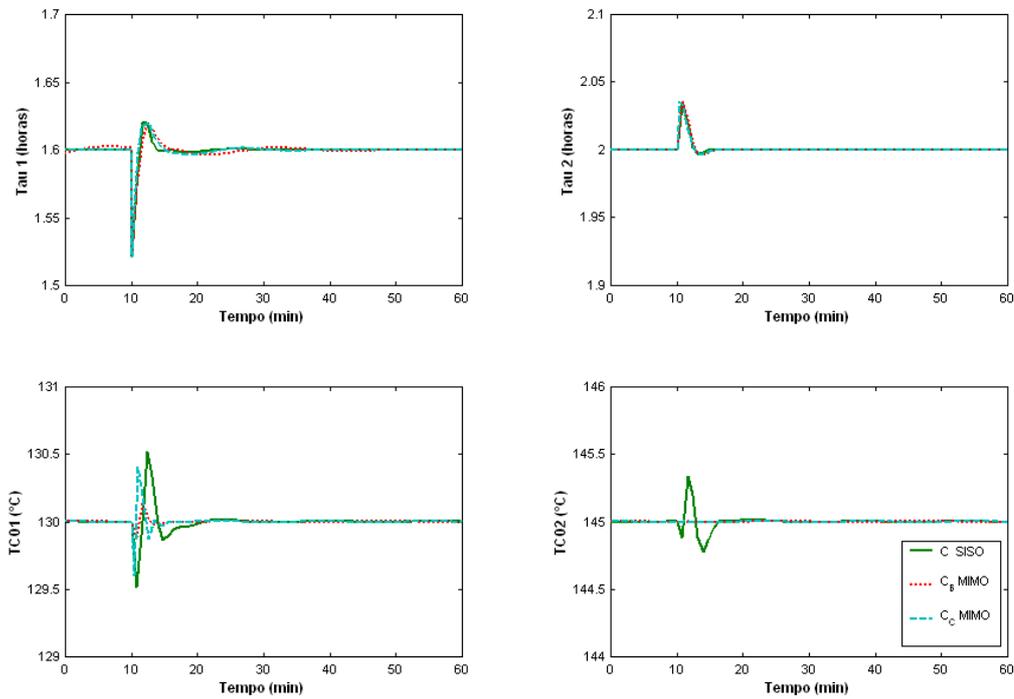


Figura 6.11 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade B para distúrbio na variável LC2.

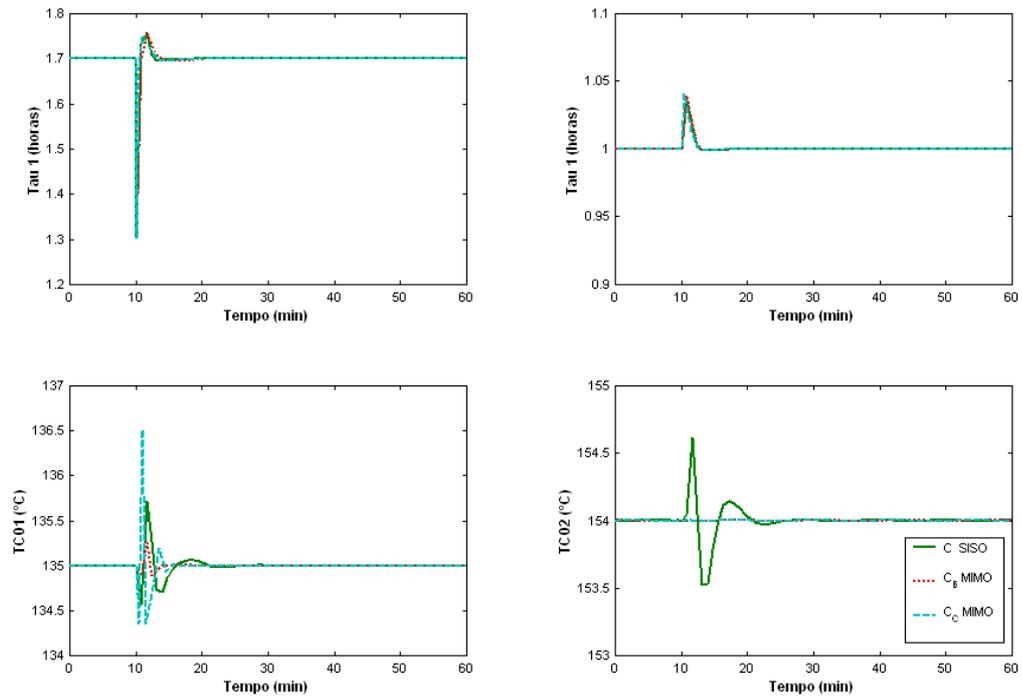


Figura 6.12 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade C para distúrbio na variável LC2.

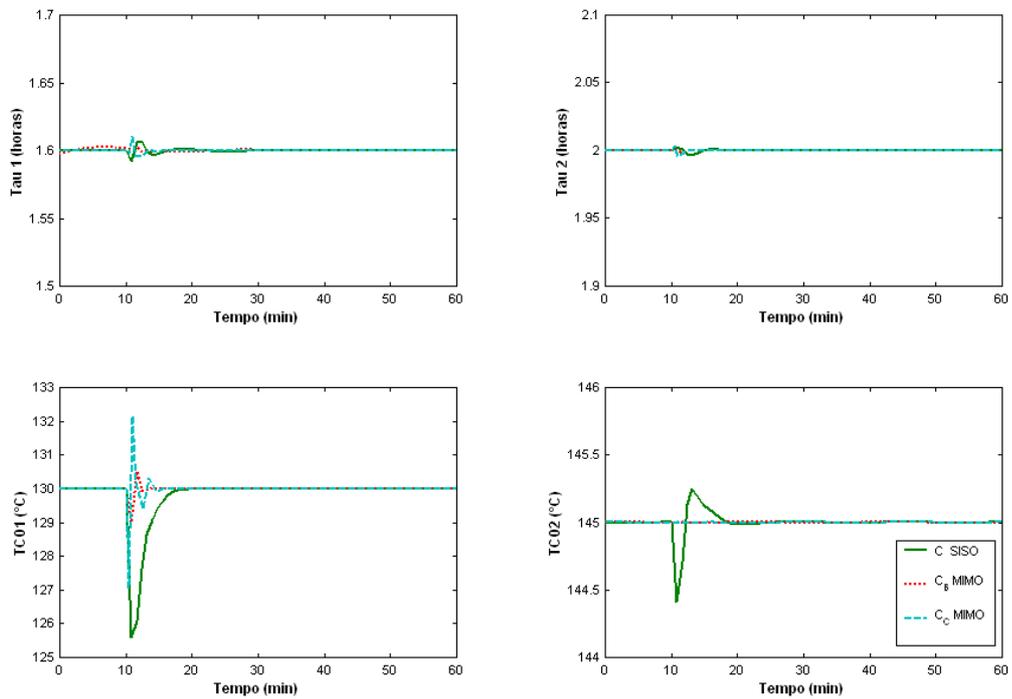


Figura 6.13 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade B para distúrbio na variável PC1.

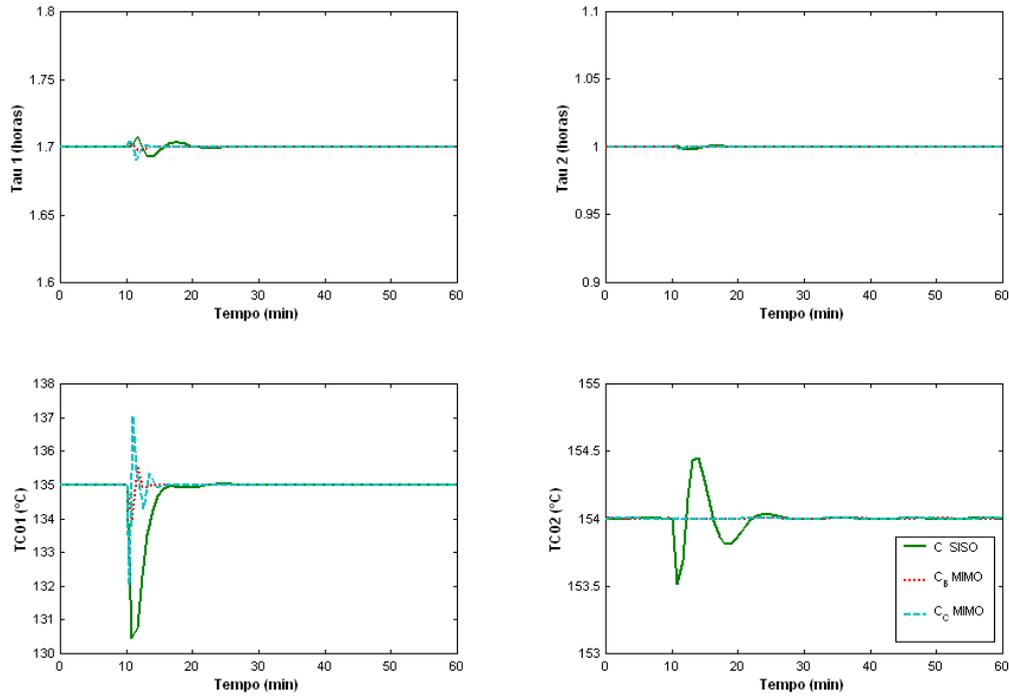


Figura 6.14 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade C para distúrbio na variável PC1.

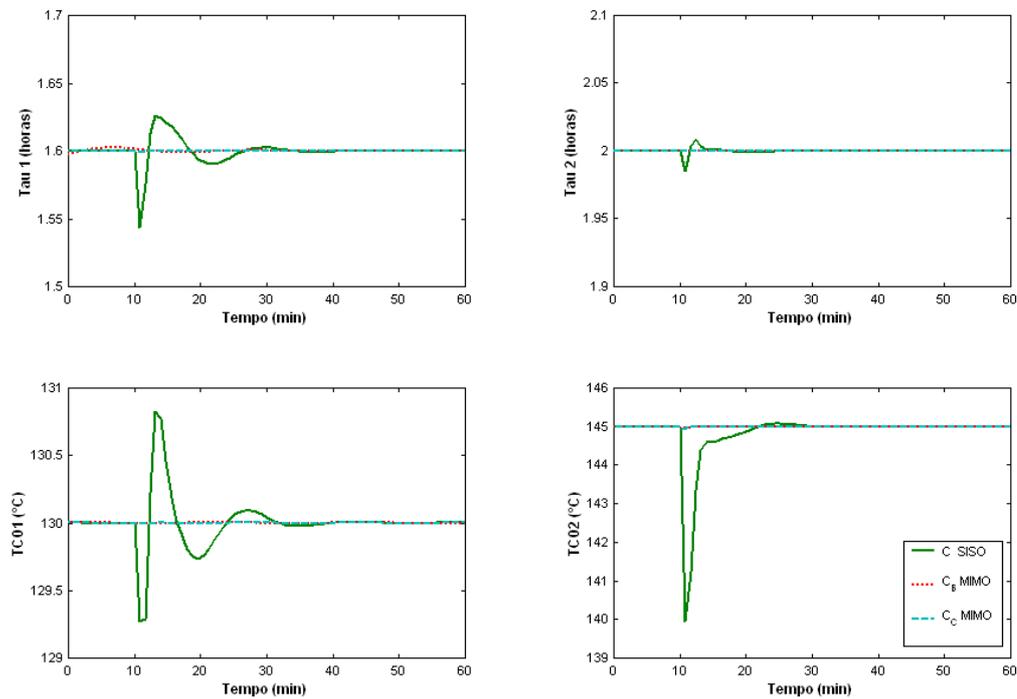


Figura 6.15 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade B para distúrbio na variável PC2.

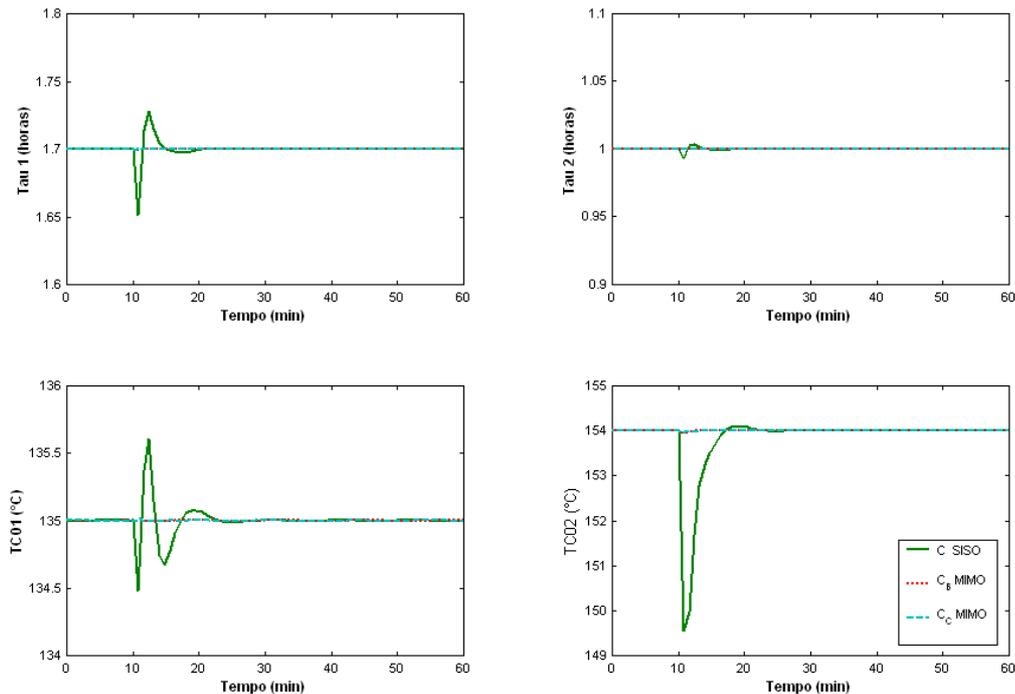


Figura 6.16 Resposta da planta de GPPS no ponto de operação com grade C para distúrbio na variável PC2.

A exemplo do que se verificou na análise de desempenho dos controladores para mudanças de *setpoint*, quando um distúrbio originado em um determinado canal propaga-se aos demais canais da planta, o controlador SISO apresenta dificuldades de controle. Os controladores MIMO, nestes casos, novamente apresentaram desempenhos satisfatórios atenuando bastante a propagação do distúrbio.

A Figura 6.9 mostra que quando submetida a uma perturbação no nível do primeiro reator, o controlador C_C MIMO é mais rápido em controlar o distúrbio. A resposta deste controlador é cerca de 10 min mais rápida que a resposta do controlador C_B MIMO. No ponto de operação com grade C, Figura 6.10, o desempenho de ambos controladores é equivalente com uma ligeira vantagem para o controlador C_C MIMO.

As Figuras 6.11 e 6.12 mostram o resultado da perturbação realizada na variável manipulada LC2 nos pontos de operação com grade B e grade C respectivamente. Esta perturbação provoca uma elevação momentânea no tempo de residência do segundo reator da planta de GPPS e inicia a ação de controle que aumenta a vazão de carga deste reator (descarga do primeiro reator) causando uma conseqüente queda no nível do primeiro reator. Espera-se, que o controlador minimize os efeitos deste distúrbio contornando-o rapidamente. De maneira geral, os controladores testados contornaram satisfatoriamente o distúrbio restabelecendo o tempo de residência do reator em 10 min. Por outro lado, a ação de controle acaba propagando distúrbio na outras malhas principalmente as do primeiro reator cuja dinâmica é mais lenta. Percebe-se, neste caso, que o controlador C_B MIMO apresenta comportamento mais robusto e é menos suscetíveis aos distúrbios na carga, dessa forma, consegue manter todos os canais da planta mais estáveis em comparação aos demais controladores.

As Figuras 6.13 e 6.14 apresentam o desempenho dos controladores frente à perturbação na variável PC1 (pressão do primeiro reator) nos pontos de operação com grade B e C respectivamente. O aumento da vazão de vapores retirados no topo dos reatores, causa uma queda na pressão dos reatores e uma conseqüente diminuição na temperatura de reação. Observando os gráficos correspondentes, percebe-se uma boa performance dos controladores multivariáveis. O controlador SISO não mostrou-se adequado ao controle deste distúrbio pois sua performance é lenta comparada aos demais controladores. O controlador C_C MIMO apresentou um desempenho razoável, uma vez que sua resposta é um pouco oscilatória. O controlador C_B MIMO mostrou-se mais eficiente para este distúrbio.

As Figuras 6.15 e 6.16 mostram as performances dos controladores estudados frente a uma perturbação na pressão do segundo reator. Esta perturbação deve propagar principalmente um distúrbio na temperatura do segundo reator o qual deve ser contornado pelos controladores de processo. Observa-se através dos gráficos que esta perturbação não é sentida de forma significativa nos sistemas compostos pelos controladores C_B MIMO e C_C MIMO. O controlador SISO, a exemplo do que foi verificado nos testes anteriores, apresentou fragilidade no controle deste distúrbio também.

As Tabelas 6.5 e 6.6 mostram os índices de desempenho IAE e ISE calculados para distúrbios na carga da planta de GPPS.

Tabela 6.5 Índices de desempenho dos controladores para distúrbios na carga no ponto de operação com grade B.

	τ_1		TC1		τ_2		TC2	
	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE
C SISO	0,3107	0,0109	19,0741	43,0874	0,0702	0,0014	16,5616	31,5675
C_B MIMO	0,3985	0,0157	5,233	9,466	0,0654	0,0018	0,0965	0,0019
C_C MIMO	0,3082	0,0084	10,846	20,311	0,0662	0,0021	0,0988	0,0020

Tabela 6.6 Índices de desempenho dos controladores para distúrbios na carga no ponto de operação com *grade C*.

	τ_1		TC1		τ_2		TC2	
	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE	IAE	ISE
C SISO	0,4295	0,0127	20,1983	42,3276	0,0825	0,0015	27,7242	67,0318
C_B MIMO	0,4861	0,0272	6,544	10,666	0,0661	0,0020	0,0934	0,0020
C_C MIMO	0,4055	0,0101	11,462	21,399	0,0688	0,0023	0,0968	0,0025

A partir das Tabelas 6.5 e 6.6, percebemos que na maioria dos casos estudados a integral de erro absoluto (IAE) e a integral de erro quadrático (ISE) apresentam valores inferiores para os controladores multivariáveis quando comparados à estrutura monovariável. Novamente, o controlador SISO demonstrou dificuldade em controlar distúrbios propagados devido ao acoplamento. Seu bom desempenho fica restrito aos canais onde a interação entre variáveis não é tão significativa, como é o caso dos tempos de residência.

O desempenho no controle de temperatura da mistura reacional acaba sendo o diferencial no desempenho dos controladores C_B MIMO e C_C MIMO nos dois pontos de operação avaliados. Numa comparação feita apenas entre os controladores multivariáveis, percebe-se uma vantagem do controlador C_B MIMO cujas respostas são menos oscilatórias em comparação ao controlador C_C MIMO.

Capítulo 7

Considerações finais

O desempenho ótimo de estruturas avançadas de controle sempre foi uma condição almejada, porém, difícil de ser alcançada industrialmente, visto a sua complexidade. Muito tem sido desenvolvido na teoria de controle, contudo, na prática, fica-se limitado em parte à inexistência do conhecimento pleno de técnicos e engenheiros de aplicação e à operação inadequada de dispositivos e equipamentos físicos. Atualmente, encontramos na literatura uma gama muito grande de ferramentas e técnicas desenvolvidas e testadas em inúmeros casos específicos buscando auxiliar os especialistas em controle no estudo, na estruturação e no projeto de controladores de processo. Por outro lado, as metodologias existentes para projeto destas estruturas ainda são, de certa forma, subjetivas e não associam suas etapas ao correto uso das ferramentas existentes. Na tentativa de tornar este conceito menos subjetivo e mais abrangente em termos práticos, utilizamos, nesta dissertação, os conceitos existentes na teoria de controle para projetar uma estrutura de controle para o processo industrial de GPPS.

7.1 Conclusões

Em termos gerais, o objetivo principal desta dissertação de mestrado de unir a teoria de controle à sua prática foi, sem dúvida, atingido. A utilização da metodologia descrita no Capítulo 3 aplicada ao estudo de caso da planta de GPPS, descrito no Capítulo 4, obteve êxitos, uma vez que serviu para aprimorar o conhecimento sobre a planta industrial, para projetar um controlador para a unidade e para a evolução intelectual do autor.

Em termos específicos, é possível concluir que a modelagem fenomenológica de um processo industrial contribui substancialmente para projeto e estudo de novas estruturas de controle. Embora, na maioria dos casos, este tipo de modelo não esteja disponível, por ser de difícil obtenção, sua existência facilita muito e torna a escolha e o projeto da estrutura de controle mais direta.

Observou-se através da análise dos modelos linearizados que, mesmo apresentando dinâmicas semelhantes, o processo de GPPS possui diferentes estados estacionários. A análise do comportamento da planta mostrou que a diferença existente entre estes estacionários é

decisiva sobre desempenho do controlador à medida que os valores de ganhos estacionários modificam-se significativamente em uma condição e outra.

A avaliação de zeros, pólos e tempo morto do sistema, nos dois pontos de operação estudados, mostrou a inexistência de fatores de fase não-mínima que limitam a resposta final do sistema controle em malha fechada. A matriz RGA, por sua vez, apresentou uma dominância no pareamento da diagonal principal e indicou a existência de um baixo grau de acoplamento entre as variáveis controladas: Tempo de residência e temperatura da zona reacional.

O número de desempenho robusto inferior a 5,0, para o *grade B* e para o *grade C* mostrou que a estrutura de controle escolhida apresenta um ótimo potencial para atendimento do desempenho desejado para as variáveis controladas. A estrutura obtida para o controlador através da análise da matriz RGA e do RPN, foi a mesma nos dois pontos de operação estudados.

As simulações realizadas mediante perturbações na carga e mudanças de setpoint mostraram uma vantagem de desempenho dos controladores multivariáveis frente ao controlador monovariável.

Embora o grau de acoplamento da planta seja pequeno, em alguns casos os distúrbios propagados nos diferentes canais do sistema possuem magnitude superior aos limites operacionais definidos no Capítulo 4. Os distúrbios propagados na temperatura dos reatores 1 e 2, quando utilizado o controle SISO, por exemplo, apresentaram amplitudes de 1,5 a 2,0°C. Essa amplitude pode representar variações no Índice de Fluidéz na ordem de 7,5 a 10%.

O controlador C_C MIMO, projetado para o ponto de operação de dinâmica mais rápida (*grade C*), apresentou *overshoot* quando submetido a mudanças de *setpoint* no ponto de operação com *grade B*. O controlador C_B MIMO, embora tenha apresentado um desempenho ligeiramente mais lento dos demais para controle do tempo de residência, mostrou-se mais robusto principalmente para mudanças de *setpoint* de temperatura da mistura reacional.

Em face aos resultados apresentados e a análise dos índices de desempenho, conclui-se que o controlador multivariável projetado para o ponto de operação com *grade B* (C_B MIMO) é o que reúne as melhores qualidades para o controle das variáveis da zona reacional da unidade de GPPS.

7.2 Trabalhos futuros

O estudo de um processo para a escolha de uma estrutura de controle é tema amplo, cuja abordagem não pode ser feita através de poucos capítulos. Um processo industrial complexo como o de GPPS pode sem dúvida aguçar a mente de pesquisadores e estudiosos. A realização de pesquisa para fins de estudo de estratégias de controle para uma unidade industrial traz consigo uma série de questionamentos cujas respostas vão além do escopo do trabalho.

Ao constatar uma diferença significativa entre estados estacionários da planta de GPPS, por exemplo, nos deparamos com uma questão importante: Um controlador PI baseado em um modelo politopo conseguiria atingir o desempenho especificado nos diferentes pontos de operação da unidade?

Uma outra questão diz respeito à estrutura do controlador. O estudo sobre a viabilidade de utilização de analisadores virtuais para controle direto das variáveis objetivo do processo de GPPS é um tema em questão e cujo desenvolvimento poderia fomentar trabalhos futuros. Dessa forma, uma estrutura de controle que utilizasse como variáveis controladas o MFI e o MW poderia ser testada e seus benefícios identificados.

O estudo da influência dos ciclos sobre o controle global da unidade de GPPS também é um tema importante no contexto desta unidade. Sabemos, de antemão, que os ciclos amplificam o acoplamento entre as variáveis controladas, porém pouco se sabe a cerca do impacto dele sobre as variáveis objetivo.

Por último, a otimização dos tempos de transição de *grade* representa, sem dúvida, um dos maiores desafios operacionais dos processos contínuos de produção de poliestireno. Um trabalho comparando as vantagens e desvantagens no uso de diferentes estruturas de controle seria de enorme valia e representaria um ponto muito relevante para a escolha da estrutura adequada para aplicação na planta GPPS.

Apêndice A

Modelo rigoroso da planta de GPPS

Este apêndice tem por objetivo apresentar de maneira sucinta a modelagem fenomenológica da planta de GPPS utilizada como base no estudo desta dissertação. Este modelo foi desenvolvido por ALMEIDA (2004). A Figura A.1 mostra a modelagem utilizada por ALMEIDA, em seu trabalho, para representar o comportamento dos reatores CSTR da unidade industrial.

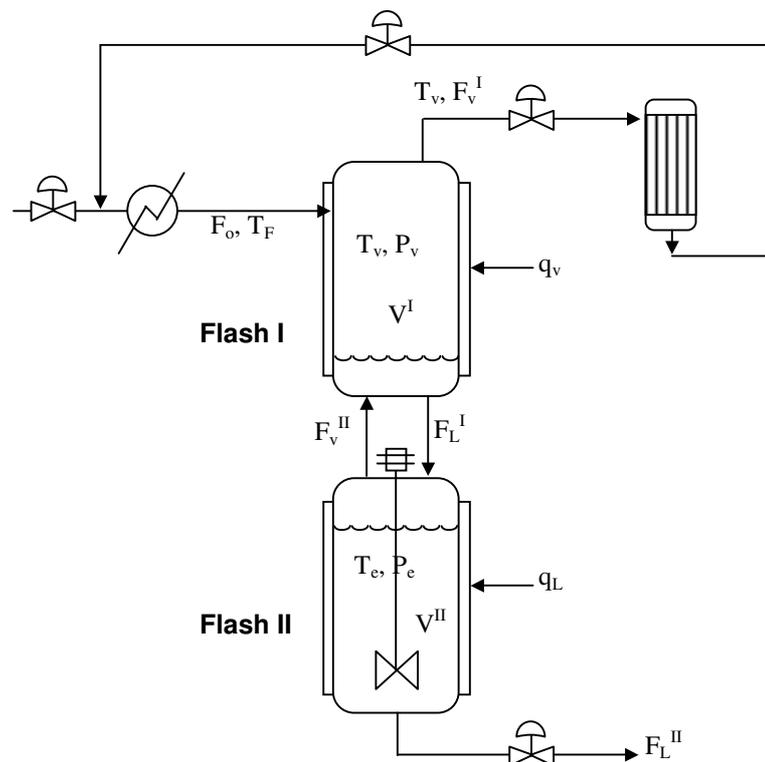


Figura A.1 Modelagem do reator CSTR da unidade de GPPS.

Este modelo é dividido em quatro partes fundamentais: Modelo cinético, balanço material, balanço energético e modelo termodinâmico. No processo de modelagem algumas hipóteses foram consideradas:

- O reator é de mistura perfeita;
- Os calores das reações de iniciação e terminação são negligenciáveis quando comparados ao calor da reação de propagação;
- As constantes cinéticas são independentes do tamanho da cadeia polimérica;
- As reações são irreversíveis e ocorrem somente na fase líquida;

O reator não opera em equilíbrio termodinâmico entre a fase líquida e a fase vapor. Desta forma, o reator é modelado como dois vasos flash em série, como mostrado na Figura A.1. No vaso Flash I, a corrente de alimentação é *flasheada*, parte sendo misturado à corrente de vapor proveniente do vaso Flash II, F_v^{II} , formando a corrente F_v^I . No Flash II ocorre a reação de polimerização na fase líquida, e a fase vapor encontra-se em equilíbrio termodinâmico.

A.1 Modelo cinético

Os mecanismos de reação propostos para a polimerização em solução do estireno com iniciadores bifuncionais são mostrados a seguir:

1) Iniciação por peróxido (iniciador bifuncional):

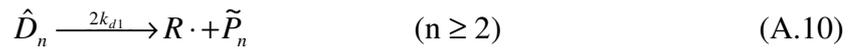
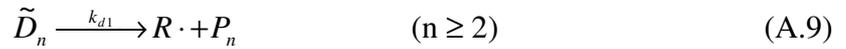


2) Iniciação térmica:

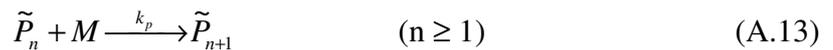
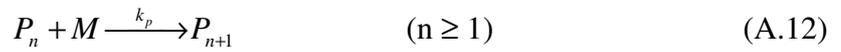


3) Iniciação da cadeia polimérica:

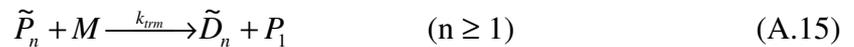
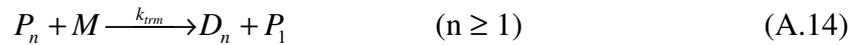
Equação geral da iniciação térmica:



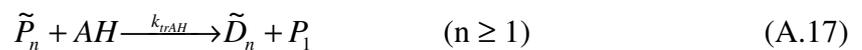
4) Propagação:



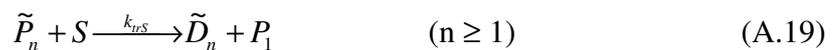
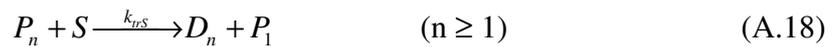
5) Transferência para o monômero:



6) Transferência para o AH:



7) Transferência para o solvente:



8) Transferência para o agente de transferência de cadeia:





9) Terminação por combinação:



10) Formação de oligômeros (iniciação térmica):



(dímeros = cis e trans 1,2 difenilciclobutano)

onde $A\cdot$ é a concentração de radical do 1-feniltetralina durante a etapa intermediária da iniciação térmica; Ag é a concentração do agente de transferência de cadeia; Ag^* é a concentração do radical do agente de transferência de cadeia; AH é a concentração do 1-feniltetralina; D_n é o polímero morto de tamanho n sem nenhum grupo peróxido não-dissociado; \tilde{D}_n é o polímero dormente de tamanho n com um grupo peróxido não-dissociado; \hat{D}_n é o polímero dormente de tamanho n com dois grupos peróxidos não-dissociados; $M\cdot$ é a concentração de radical fenil durante a etapa intermediária da iniciação térmica; P_n é o polímero vivo de tamanho n sem nenhum grupo peróxido não-dissociado; \tilde{P}_n é o polímero vivo de tamanho n com um grupo peróxido não-dissociado; $R\cdot$ é o radical primário sem nenhum grupo peróxido não-dissociado (Radical 1); $\tilde{R}\cdot$ é o radical primário com um grupo peróxido não-dissociado (Radical 2); e S é a concentração do solvente.

11) Efeito gel

O aumento da conversão durante a polimerização pode levar ao efeito gel e à transferência de cadeia para sub-produtos. A correlação sugerida por HUI e HAMIELEC (1972) para o efeito gel nas reações de polimerização em massa do estireno é dada por:

$$k_{tc} = (k_{tc})_o \exp \left[-2 (A_1 X + A_2 X^2 + A_3 X^3) \right] \quad (A.27)$$

onde

$$A_1 = 2,57 - 5,05 \times 10^{-3} T (K) \quad (A.28)$$

$$A_2 = 9,56 - 1,76 \times 10^{-2} T (K) \quad (A.29)$$

$$A_3 = -3,03 + 7,85 \times 10^{-3} T (K) \quad (A.30)$$

X é a conversão e $(k_{tc})_o$ é a constante cinética sem o efeito gel.

No que diz respeito à transferência de cadeia para subprodutos, a seguinte correlação empírica pode ser utilizada.

$$\left(\frac{k_{trm}}{k_p} \right)_{aparente} = \left(\frac{k_{trm}}{k_p} \right)_{real} + B_1 X \quad (A.31)$$

onde

$$B_1 = -1,013 \times 10^{-3} \log \left(\frac{473,12 - T}{202,5} \right) \text{ para } T < 473K \quad (A.32)$$

$$B_1 = \frac{0,01E_1}{1 + 2E_1}; \quad E_1 = 0,9755 \exp \left(-12180 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{473} \right) \right) \text{ para } T \geq 473K \quad (A.33)$$

A.2 Balanço material

As equações aplicadas a um reator em batelada, para efeitos de apresentação das taxas de reação nos balanços das espécies presentes, fornecem o sistema de equações mostrado a seguir.

$$\frac{1}{V} \frac{dIV}{dt} = -2k_d I \quad (A.34)$$

$$\frac{1}{V} \frac{dMV}{dt} = -4fk_d I - fk_{d1} (\tilde{\mu}_o + 2\hat{\mu}_o) - 2k_{dm} M^3 - c_1 (v_o + \tilde{v}_o) - k_{trX} Ag(v_o + \tilde{v}_o) -$$

$$k_{CT} M - k_{DCB} M^2 \quad (A.35)$$

$$\frac{1}{V} \frac{dAg.V}{dt} = -k_{trX} Ag(v_o + \tilde{v}_o) \quad (A.36)$$

$$\frac{1}{V} \frac{dS.V}{dt} = -k_{trS} S(v_o + \tilde{v}_o) \quad (A.37)$$

$$\frac{1}{V} \frac{d AH.V}{dt} = -k_{trAH} AH(v_o + \tilde{v}_o) - k_{CT} M + \alpha k_{DCB} M^2 \quad (\text{A.38})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d DCB.V}{dt} = k_{DCB} M^2 \quad (\text{A.39})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d CT.V}{dt} = k_{CT} M \quad (\text{A.40})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d v_o.V}{dt} = 2k_{dm} M^3 + 2fk_d I + fk_{d1}(2\tilde{\mu}_o + 2\hat{\mu}_o) + k_{trX} MAg \tilde{v}_o + c_2 \tilde{v}_o - k_{ic} v_o^2 - k_{ic} v_o \tilde{v}_o \quad (\text{A.41})$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{V} \frac{d v_1.V}{dt} = & 2k_{dm} M^3 + 2fk_d I + fk_{d1}(\tilde{\mu}_o + 2\hat{\mu}_o + \tilde{\mu}_1) + c_2(v_o + \tilde{v}_o) + k_{trX} Ag(v_o + \tilde{v}_o) + k_p M v_o - \\ & c_2 v_1 - k_{trX} Ag v_1 - k_{ic} v_o v_1 - k_{ic} v_1 \tilde{v}_o \end{aligned} \quad (\text{A.42})$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{V} \frac{d v_2.V}{dt} = & 2k_{dm} M^3 + 2fk_d I + fk_{d1}(\tilde{\mu}_o + 2\hat{\mu}_o + \tilde{\mu}_2) + c_2(v_o + \tilde{v}_o) + k_{trX} Ag(v_o + \tilde{v}_o) + k_p M(2v_1 + v_o) - \\ & c_2 v_2 - k_{trX} Ag v_2 - k_{ic} v_2 v_o - k_{ic} v_2 \tilde{v}_o \end{aligned} \quad (\text{A.43})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \tilde{v}_o.V}{dt} = 2fk_d I - k_{trX} Ag \tilde{v}_o - c_2 \tilde{v}_o - k_{ic} \tilde{v}_o^2 - k_{ic} v_o \tilde{v}_o + 2fk_{d1} \hat{\mu}_o \quad (\text{A.44})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \tilde{v}_1.V}{dt} = 2fk_d I + k_p M \tilde{v}_o - c_2 \tilde{v}_1 - k_{trX} Ag \tilde{v}_1 - k_{ic} \tilde{v}_o \tilde{v}_1 - k_{ic} v_1 \tilde{v}_o + 2fk_{d1} \hat{\mu}_1 \quad (\text{A.45})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \tilde{v}_2.V}{dt} = 2fk_d I + k_p M(2\tilde{v}_1 + \tilde{v}_o) - c_2 \tilde{v}_2 - k_{trX} Ag \tilde{v}_2 - k_{ic} \tilde{v}_2 \tilde{v}_o - k_{ic} v_2 \tilde{v}_o + 2fk_{d1} \hat{\mu}_2 \quad (\text{A.46})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \mu_o.V}{dt} = c_2 v_o + k_{trX} Ag v_o + \frac{1}{2} k_{ic} v_o^2 \quad (\text{A.47})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \mu_1.V}{dt} = c_2 v_1 + k_{trX} Ag v_1 + k_{ic} v_1 v_o \quad (\text{A.48})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \mu_2.V}{dt} = c_2 v_2 + k_{trX} Ag v_2 + k_{ic}(v_o v_2 + v_1^2) \quad (\text{A.49})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d \tilde{\mu}_o.V}{dt} = c_2 \tilde{v}_o + k_{trX} Ag \tilde{v}_o + k_{ic} v_o \tilde{v}_o - k_{d1} \tilde{\mu}_o \quad (\text{A.50})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d\tilde{\mu}_1 V}{dt} = c_2 \tilde{v}_1 + k_{trX} Ag \tilde{v}_1 + k_{tc} (v_o \tilde{v}_1 + \tilde{v}_o v_1) - k_{d1} \tilde{\mu}_1 \quad (\text{A.51})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d\tilde{\mu}_2 V}{dt} = c_2 \tilde{v}_2 + k_{trX} Ag \tilde{v}_2 + k_{tc} (v_o \tilde{v}_2 + 2v_1 \tilde{v}_1 + \tilde{v}_o v_2) - k_{d1} \tilde{\mu}_2 \quad (\text{A.52})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d\hat{\mu}_o V}{dt} = \frac{1}{2} k_{tc} \tilde{v}_o^2 - 2k_{d1} \hat{\mu}_o \quad (\text{A.53})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d\hat{\mu}_1 V}{dt} = k_{tc} \tilde{v}_1 \tilde{v}_o - 2k_{d1} \hat{\mu}_1 \quad (\text{A.54})$$

$$\frac{1}{V} \frac{d\hat{\mu}_2 V}{dt} = k_{tc} (\tilde{v}_o \tilde{v}_2 + \tilde{v}_1^2) - 2k_{d1} \hat{\mu}_2 \quad (\text{A.55})$$

Onde

$$c_1 = k_p M + k_{trm} M \quad (\text{A.56})$$

$$c_2 = k_{trm} M + k_{trS} S + k_{trAH} AH \quad (\text{A.57})$$

Os valores das constantes cinéticas para as reações podem ser encontradas na literatura. Na Tabela abaixo estão listados os valores dos parâmetros cinéticos utilizados no modelo da planta de GPPS.

Tabela A.1 Parâmetros cinéticos do modelo da planta de GPPS.

k	A	Ea	unid	Referência
k_d	$3,470 \times 10^{15}$	$-17128,000$	s^{-1}	
k_{d1}	$1,817 \times 10^{19}$	$-21361,480$	s^{-1}	
k_p	$6,346 \times 10^3$	$-2600,000$	$kg\ m^{-3}\ s^{-1}$	
k_{trm}	$3,110 \times 10^3$	$-5631,605$	$kg\ m^{-3}\ s^{-1}$	
k_{dm}	$2,019 \times 10^1$	$-13809,763$	$(kg\ m^{-3})^2\ s^{-1}$	ALMEIDA (2004)
k_{tc}	$1,205 \times 10^7$	$-845,496$	$kg\ m^{-3}\ s^{-1}$	
k_{trS}	$1,968 \times 10^4$	$-6302,622$	$kg\ m^{-3}\ s^{-1}$	
k_{trX}	$4,263 \times 10^8$	$-4304,000$	$kg\ m^{-3}\ s^{-1}$	
k_{CT}	$1,266 \times 10^5$	$-11078,000$	s^{-1}	
k_{DCB}	$7,600 \times 10^4$	$-14087,000$	$kg\ m^{-3}\ s^{-1}$	

A.3 Balanço energético

Um CSTR com evaporação não é um reator cheio e opera usualmente sob vácuo. Na operação procura-se manter o reator operando isotermicamente usando óleo térmico e uma corrente de alimentação com menor temperatura. O resfriamento por evaporação remove cerca de 70% do calor da reação, enquanto que a alimentação a menor temperatura remove os restantes 30%.

As serpentinas externas dos reatores providenciam aquecimento e resfriamento durante partidas e paradas. Durante operação normal, as serpentinas externas são mantidas na temperatura de reação e não contribuem na remoção de calor. Para o reator CSTR auto-refrigerado, a equação de balanço de energia para o Flash I (adiabático) é considerada em estado quasi-estacionário sendo dada por:

$$F_o h_o + F_V^II H^II - F_L^I h^I - F_V^I H^I = 0 \quad (\text{A.58})$$

Para o Flash II (não adiabático), tem-se o seguinte balanço de energia:

$$\frac{dm_L^II h^II}{dt} = F_L^I h^I - F_L^II h^II - F_V^II H^II + (-\Delta H_r) r_p V_L^II - q \quad (\text{A.59})$$

onde h^I , H^I , h^II , H^II , são as entalpias de líquido e vapor dos Flashes I e II, respectivamente, h_o é a entalpia da alimentação, q é o calor trocado com o óleo térmico e ΔH_r é o calor da reação de propagação à taxa r_p .

A taxa de evaporação do estireno e etilbenzeno também pode ser aproximadamente calculada a partir da taxa de remoção de calor e pelo calor latente de vaporização (CHEN, 2000):

$$F_V^II = \frac{q_{\text{evaporação}}}{\Delta H_v + c_p (T_{\text{evaporação}} - T_{\text{refluxo}})} \quad (\text{A.60})$$

Na Tabela A.2, encontram-se as propriedades físicas necessárias para o balanço de energia.

Tabela A.2 Propriedades físicas.

$$c_p = 1.884 \times 10^3 \text{ J kg}^{-1}\text{K}^{-1} \text{ (estireno)}$$

$$\Delta H_r = -6,7 \times 10^5 \text{ J kg}^{-1}$$

$$\Delta H_r = -7,12 \times 10^5 \text{ J kg}^{-1}$$

$$\Delta H_v = 3,56 \times 10^5 \text{ J kg}^{-1} @ 14,7 \text{ psia (estireno)}$$

$$\Delta H_v = 3,35 \times 10^5 \text{ J kg}^{-1} @ 14,7 \text{ psia (etilbenzeno)}$$

A.4 Modelo termodinâmico

A corrente de vapor proveniente do Flash II, deve ser acrescida de uma corrente de vapor proveniente do *flasheamento* da corrente de carga, compondo então a corrente total de vapor de saída do reator. Ao mesmo tempo, a corrente líquida resultante do *flasheamento* da corrente de carga corresponde à corrente de alimentação do Flash II, conforme pode ser visto na Figura A.1.

No caso do Flash I, onde não ocorre reação química, os componentes vaporizados constituem-se apenas dos solventes, ou seja, do estireno e do etilbenzeno. Além dos balanços de massa e energia, tem-se:

$$\sum_i^c x_i^l = 1 \quad (\text{A.61})$$

$$y_i^l = K_i^l x_i^l \quad (\text{A.62})$$

com

$$K_i^l = \frac{\hat{\phi}_i^{l,l}(T^l, P^l, x^l)}{\hat{\phi}_i^{v,l}(T^l, P^l, y^l)} \quad (\text{A.63})$$

Para o flash II, onde ocorre reação química, tem-se, além dos balanços de massa e energia:

$$\sum_{i=1}^c x_i'' = 1 \quad (\text{A.64})$$

$$y_i'' = K_i'' x_i'' \quad (\text{A.65})$$

com

$$K_i'' = \frac{\hat{\phi}_i^{l,II}(T'', P'', x_i'')}{\hat{\phi}_i^{v,II}(T'', P'', y_i'')} \quad (\text{A.66})$$

Para o Flash II a fração vaporizada, φ'' é definida por:

$$\varphi'' = \frac{F_v''}{F_L'} \quad \text{ou} \quad \varphi'' = 1 - \frac{F_L''}{F_L'} \quad (\text{A.67})$$

A entalpia de vaporização, ΔH_v , é obtida através da equação de Clausius-Clapeyron:

$$\Delta H_v = -R \frac{d(\ln P_v)}{d\left(\frac{1}{T}\right)} \quad (\text{A.68})$$

Esta equação aproximada relaciona o calor latente de vaporização diretamente à curva de pressão de vapor contra a temperatura, não incluindo qualquer dado volumétrico. Especificamente, esta equação mostra que o ΔH_v é o coeficiente angular da curva de $\ln P_v$ contra $1/T$. De acordo com a equação (A.65), significa que o ΔH_v é constante, mas a rigor isto é falso, pois ΔH_v diminui monotonamente com o aumento de T a partir do ponto triplo e até o ponto crítico, onde se torna zero. Porém, os dados experimentais para muitas substâncias mostram que este gráfico é o de uma curva quase retilínea fortalecendo a hipótese de ΔH_v constante. As hipóteses em que a equação de Clausius-Clapeyron está baseada valem aproximadamente apenas nas pressões baixas e, portanto, podem ser aplicadas para o caso em estudo.

Tendo-se a entalpia de vaporização, a seguinte relação entre as entalpias das correntes líquidas e de vapor pode ser utilizada, considerando o comportamento ideal:

$$H = \sum_i y_i H_i = \sum_i y_i (h_i + \Delta H_{vi}) \quad (\text{A.69})$$

$$h = \sum_i x_i h_i \quad (\text{A.70})$$

A partir das equações (5.42) e (5.43) tem-se:

$$H - h = \sum_i (y_i - x_i) h_i + \sum_i y_i \Delta H_{vi} \quad (\text{A.71})$$

Para o cálculo da entalpia da fase líquida a seguinte relação pode ser utilizada, considerando o comportamento de uma solução ideal:

$$h_i = h_i(T_1) + \int_{T_1}^{T_2} c_{pi} dT \quad (\text{A.72})$$

onde c_{pi} ($\text{kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-1}$) é o calor específico do componente i . Para o estireno e o etilbenzeno c_p é dado por:

$$c_p = A + BT + CT^2 + DT^3 \quad (\text{A.73})$$

com:

estireno

etilbenzeno

$$A = 21,94806 \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-1}$$

$$A = -137,4414 \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-1}$$

$$B = 1,204234 \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-2}$$

$$B = 2,381475 \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-2}$$

$$C = -3,202702 \times 10^{-3} \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-3}$$

$$C = -6,231491 \times 10^{-3} \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-3}$$

$$D = 3,397707 \times 10^{-6} \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-4}$$

$$D = -6,248922 \times 10^{-6} \text{ kJ kmol}^{-1} \text{K}^{-4}$$

Válidas na faixa de temperatura de 178,15 a 600 K para o estireno e de 242,55 a 600 K para o etilbenzeno.

A resolução do modelo de equilíbrio líquido-vapor no Flash II é obtida através da implementação de um cálculo Flash a T e P constante e no Flash I através de um cálculo Flash adiabático a P constante.

Referências bibliográficas

- ALMEIDA, A.. “Simulação de Reatores de Polimerização de Estireno: Modelagem Cinética e Termodinâmica”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2004).
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T.. “PID Controllers: Theory, Design, and Tuning”. 2ª ed. Research Triangle Park: Instrument Society of America (1995).
- ATHANS, M.. “A tutorial on the LQG/LTR method”. In: American Control Conference. Proceedings. Seattle, WA, jun. (1986).
- BAO, J.; FORBES, J. F.; MCLELLAN, P. J.. “Robust multiloop PID controller design: a successive semi definite programming approach,” *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 38, pp. 3407–3413 (1999).
- BRISTOL, E.H. “On a new measure of interaction for multivariable process control”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-11, pp.133-134, (1966).
- CHEN, B. S.; CHIANG, Y. M.; LEE, C. H.. “A genetic approach to mixed H_2/H_{inf} optimal PID control,” *IEEE Control System Magazine*, vol. 15, pp. 51–56 (1995).
- CHEN, C.. “Continuous Production of Solid Polystyrene in Back-Mixed and Linear-Flow Reactors”, *Polymer Engineering and Science*, v. 40, n° 2, p. 441-464, 2000.
- CHIANG, R.Y.; SAFONOV, M.G.. “Robust Control Toolbox”. The MathWorks, Inc., Natick, MA, (1992).
- CRUZ, J. J..” *Controle Robusto Multivariável*”. Editora da USP, Brasil (1996).
- CUTLER, C. R.; RAMAKER, B. L.. “Dynamic Matrix Control- a computer algorithm. ” *AICHE 86th National Meeting*, Houston, TX. (1979).
- DONG, J.W.; BROSILOW, G. B.. “Design of robust multivariable PID controllers via IMC,” *Proc. American Control Conference*, (Albuquerque, New Mexico), pp. 3380–3384 (1997).
- DOYLE, J.C.; STEIN, G.. "Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical/Modern Synthesis," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-26, pp. 4-16, Feb. (1981).

- ESCOBAR, M.. “Abordagem Flexível, Robusta e Estruturada para o Projeto de Controladores PID Multivariáveis”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2006).
- FACCIN, F.. “Abordagem inovadora no projeto de controladores PID”, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, (2004).
- FARENZENA, M.. “Número de Desempenho Robusto Não-Linear: uma Nova Medida do Grau de Não-Linearidade”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2003).
- FARINA, L. A.. “RPN Toolbox: uma ferramenta para o desenvolvimento de estruturas de controle”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2000).
- GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E.. “Control System Design”. Upper Saddle River: Prentice Hall (2001).
- GRIMBLE, M. J.. “ H_{∞} controllers with a PID structure,” Trans. ASME J. Dynam. Syst. Meas. Control, vol. 112, pp. 325–330 (1990).
- HAVRE, K.; SKOGESTAD, S.. “Effect of RHP Zeros and Poles on Performance in Multivariable Systems”. Proc. Conf. CONTROL'96, Exeter, pp. 930-935 (1996)
- HAVRE, K.; SKOGESTAD, S.. “Directions and Factorization of zeros and poles in multivariable systems”. Norwegian University of Science and Technology. Trondheim, Norway (1996)
- HOVD, M.; SKOGESTAD, S.. “Sequential Design of Decentralized Controllers”, Elsevier Science Ltd. (1994).
- JOHANSSON, K. H.. “The Quadruple-Tank Process: A Multivariable Laboratory Process” (2000).
- LJUNG, L.. “System Identification: Theory for the User”, 2nd Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J.. (1999).
- LJUNG, L.; GLAD, T.. “Control Theory-Multivariable and Nonlinear Methods”, Taylor & Francis, London 27-82. (2000).
- LUYBEN, W. L.. “Simple Method for Tuning SISO Controllers in Multivariable Systems,” Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., **25**, 654. (1986).

- LUYBEN, M. L.; LUYBEN, W. L.. “Essentials of Process Control”. New York: McGraw-Hill (1997).
- LUYBEN, M. L., TYRÉUS, B.D.; LUYBEN, W. L.. “Plantwide Process Control”. New York: McGraw- Hill (1998).
- MACHADO, V. “Planejamento de Perturbações para Identificação de Modelos Dinâmicos”, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, (2003).
- MACFARLANE, A.G. J.; POSTLETHWAITE, I. "The Generalized Nyquist Stability Criterion and Multivariable Root Loci," Int. J. Contr., vol. 25, pp. 81-127, (1977).
- MARCON, S. M.. “Controle Global de uma Unidade de Extração de Butadieno”, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, (2001).
- MARLIN, T. E.. “Process Control”. New York: McGraw-Hill (1995). MATHWORKS INC, THE. “Signal Processing Toolbox for use with MATLAB”,
- MAYNE, D.Q.. “The design of linear multivariable systems ”. Automatic, 9, 201-207.(1973).
- MORARI, M.. Chemical Eng. Science, 38, pp. 1881 (1983).
- MORARI, M.; ZAFIRIOU, E.. Robust Process Control. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey. (1989).
- OGATA, K.. “Engenharia de Controle Moderno ”. Tradução de: KOHN, A. F. e MORAES, J. C. T. B. Rio de Janeiro: Prentice/Hall do Brasil (1982).
- OVERSCHEE, V. M. B.. “Subspace Identification for Linear System”, Kluwer Publishers (1989)
- PERRY, R. H.; GREEN, D. W.; MALONEY, J. O.. “Chemical Engineer’s Handbook”, 6th Ed. McGraw-Hill, New York, (1984).
- PINTO, L. D.. “Identificação de Sistemas em Malha Fechada”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2003).
- ROSENBROCK, H. H.. “The stability of multivariable systems”. IEE Trans. Auto. Control, vol. AC-17, pp. 105-107. (1994).

- SCHUBERT, R.. “Desenvolvimento de uma estratégia de controle multivariável para reatores de polimerização de HDPE Multiproduto”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. PortoAlegre (2003).
- SEBORG, D.E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D.A.. “Process Dynamics and Control.” JohnWiley & Sons. (1989).
- SECCHI, A. R.. “Otimização de Processos”. Apostila, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2001).
- SKOGESTAD, S.; MORARI, M.. “Variable selection for decentralized control. Modeling Identification and Control.” 13, 113125 (1992).
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I.. “Multivariable Feedback Control: Analysis and Design”. Chichester: John Wiley & Sons (1996).
- SMITH, C. A.; CORRIPIO, A. B.. “Principles and Practice of Automatic Process Control”. New York: John Wiley & Sons (1985).
- STEPHANOPOULOS, G.. Chemical Process Control. Englewood Cliffs: Prentice Hall (1984).
- TAN W.; LIU, J. Z.; TAM, P. K. S.. “PID tuning based on loop-shaping H_{∞} control,” IEE Proc. on Control and Applications, vol. 145, pp. 485–490 (1998).
- TRIERWEILER, J. O.. “A Systematic Approach to Control Structure Design”. Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Química, Universidade de Dortmund. Dortmund (1997).
- TRIERWEILER, J. O.; ENGEELL, S.. “A The robust performance number : A new tool for control structure design”. Proc. Joint of 6th International Symposium on Process Systems Engineering and 30th European Symposium on Computer Aided Process Engineering, Trondheim.(1997).
- TRIERWEILER, J. O.; FARINA, L. A.. “RPN tuning strategy for model predictive” control. Journal of Process Control, Oxford- Inglaterra - Elsevier, v. 13, p. 591-598, (2003).
- TRIERWEILER, J. O.; MÜLLER, R.; ENGELL, S.. “Multivariable Low Order Structured-Controller Design by Frequency Response Approximation. ” Brazilian Journal of Chemical Engineering, 17, n.º 4, 793-807 (2000).
- ZIEGLER, J.G.; NICHOLS, N.B.. “Optimum settings for automatic controllers”. Trans. Of the A.S.M.E. 64, 759–768. (1942).

