



**Centro Federal de Educação Tecnológica de
Minas Gerais
Universidade Federal de São João del-Rei**



**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEI**

Sara Jorge e Silva

**Síntese de Controladores PI com
Desacoplador para Controle de
Sistemas Multivariáveis Não Quadrados**

Belo Horizonte

2017

Sara Jorge e Silva

Síntese de Controladores PI com Desacoplador para Controle de Sistemas Multivariáveis Não Quadrados

Dissertação de Mestrado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre a Universidade Federal de São João del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Modelagem e Controle de Sistemas.

Linha de Pesquisa: Sistemas de Controle.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Nunes Gonçalves

Belo Horizonte

2017

Agradecimentos

Agradeço à minha mãe, em memória, e ao meu pai pela educação e ensinamento durante minha vida. Aos meus irmãos pelo apoio incondicional durante esta etapa. Agradeço também aos meus amigos e colegas que caminharam ao meu lado durante a realização deste trabalho.

Sou grata ao meu orientador, Prof. Eduardo Nunes Gonçalves, por me aceitar como orientanda e ser um grande mestre, me auxiliando em todas as etapas deste trabalho. Agradeço ao corpo docente do Departamento de Engenharia Elétrica e aos funcionários do CEFET/MG pelo apoio e recursos oferecidos para o desenvolvimento e finalização desta dissertação. Agradeço à FAPEMIG pelo apoio financeiro concedido para o projeto TEC-APQ-02943-15, no qual esta pesquisa está inserida.

Resumo

É comum que processos industriais sejam multivariáveis e, por isso, é justificada a necessidade de se projetar e implementar sistemas de controle para esses processos. É bem conhecido que nem todos os processos multivariáveis apresentam o mesmo número de entradas e saídas. Sistemas em que o número de variáveis de entrada é diferente do número de variáveis de saída são conhecidos como sistemas não quadrados. Para os processos multivariáveis com interações elevadas entre as malhas de controle ou que exigem um controle mais rigoroso, sistemas de controle com desacopladores são muitas vezes empregados. Inicialmente, busca-se eliminar os efeitos indesejáveis das interações entre malhas através dos desacopladores, para depois se projetar os controladores individuais. Neste trabalho, será investigado o uso de um algoritmo de otimização não linear para a síntese de sistemas de controle PI com desacoplador, considerando múltiplos objetivos de controle, para ser aplicado a sistemas multivariáveis não quadrados com múltiplos atrasos de tempo. A principal estratégia da metodologia de projeto considerada é considerar como uma das funções objetivo do problema de otimização a aproximação de um modelo de referência em malha fechada que garante as especificações das respostas transitórias das múltiplas malhas de controle como também o desacoplamento entre as mesmas. Adicionalmente podem ser incluídas, de acordo com o problema sendo tratado, outras funções objetivo relativas ao esforço de controle, rejeição de perturbações e/ou atenuação de ruídos de medição. É adotado neste trabalho o algoritmo Evolução Diferencial para a solução do problema de otimização não linear multi-objetivo. Será demonstrado, através de exemplos, que a metodologia proposta de síntese de controladores PI com desacoplador para sistemas multivariáveis não quadrados pode apresentar melhores resultados que outros métodos já publicados para lidar com mesmo tipo de problema.

Palavras-chave – controle multivariável, sistemas não quadrados, controle desacoplador

Abstract

It is common for industrial processes to be multivariable and therefore there is the need to design and implement control systems for these processes. It is well known that not all multivariable processes have the same number of inputs and outputs. Systems in which the number of input variables is different from the number of output variables are known as non-square systems. For multivariable processes with high interactions among the control loops or that require more stringent control, control systems with decouplers are often employed. Initially, one seeks to eliminate the undesirable effects of the interactions among the control loops by means of the decouplers, and afterwards to project the individual controllers. In this work, we will investigate the use of a nonlinear optimization algorithm for the synthesis of PI control systems with decoupling, considering multiple control objectives, to be applied to non-square multivariable systems with multiple time delays. The main strategy of the synthesis methodology is to consider as an optimization function the approximation of a closed-loop reference model to attain the transient response specifications of the multiple control loops as well as the decoupling between them. In addition, other functions may be included, according to the problem being treated, related to control effort, disturbance rejection and/or measurement noise attenuation. We adopt in this work the Differential Evolution algorithm to achieve the solution of the non-linear multiobjective optimization problem. It will be demonstrated, through examples, that the proposed methodology for synthesis of control PI with decoupling for non-square multivariable systems may present better results than other methods already published to deal with the same type of problem.

Keywords – multivariable control, non-square systems, decoupling control.

Sumário

Capítulo 1 - Introdução	13
1.1. Caracterização da pesquisa	13
1.2. Motivação	19
1.3. Objetivos	21
1.4. Sumário das contribuições	22
1.5. Estrutura da dissertação	23
Capítulo 2 – Formulação do problema	24
2.1. Introdução	24
2.2. Normas $\mathcal{H}^2$ e $\mathcal{H}^\infty$	24
2.3. Definição do problema de síntese	26
2.4. Conclusão	29
Capítulo 3 – Solução do problema de síntese	30
3.1. Introdução	30
3.2. Problema de otimização vetorial	30
3.2.1. Definição do problema escalar $P - \lambda$:	31
3.2.2. Definição do problema escalar $P - \epsilon$ restrito:	32
3.2.3. Definição do problema escalar proposto	32
3.3. Algoritmo Evolução Diferencial	33
3.3.1. População inicial	33
3.3.2. Mutação diferencial	33
3.3.3. Recombinação ou operação crossover	34
3.3.4. Seleção	34
3.3.5. Critério de parada	34
3.3.6. Tratamento de restrições	34
3.4. Conclusão	35
Capítulo 4 - Exemplos de aplicação	36
4.1. Problema padrão Shell	36
4.1.1. Introdução	36
4.1.2. Formulação do problema	37
4.1.3. Síntese de controladores PI descentralizados	37
4.1.4. Análise de resultados	39
4.1.5. Conclusão	43
4.2. Problema de controle de flotação em coluna	44
4.2.1. Introdução	44

4.2.2. Formulação do problema	45
4.2.3. Síntese de controladores PI descentralizados	46
4.2.4. Análise de resultados	48
4.2.5. Conclusão	52
4.3. Problema de controle da destilaria de petróleo bruto	53
4.3.1. Introdução	53
4.3.2. Formulação do problema	54
4.3.3. Síntese de controladores PI descentralizados	55
4.3.4. Análise de resultados	58
4.3.5. Conclusão	68
Capítulo 5 – Conclusões finais	70
5.1. Perspectivas futuras	71
5.2. Trabalhos publicados em eventos científicos	71
Referências	72

Lista de figuras

Figura 1.1. Sistema de controle multivariável.	13
Figura 1.2. Controle descentralizado para sistemas quadrados.	14
Figura 1.3. Sistemas de controle descentralizados com desacoplador.	16
Figura 2.1. Sistema de controle generalizado.	26
Figura 2.2. Controlador desacoplador.	27
Figura 4.1. Processo de controle padrão Shell.	36
Figura 4.2. Respostas transitórias das saídas controladas do processo Shell para variações dos sinais de referência.	40
Figura 4.3. Respostas transitórias das variáveis manipuladas do processo Shell para variações dos sinais de referência.	40
Figura 4.4. Resposta transitórias aos distúrbios das variáveis controlados do processo Shell.	42
Figura 4.5. Resposta transitórias aos distúrbios das variáveis manipuladas do processo Shell.	42
Figura 4.6. Diagrama esquemático da coluna piloto de flotação e instrumentação associada.	45
Figura 4.7. Resposta transitória das saídas controladas do processo de flotação em coluna com K^*_2 .	49
Figura 4.8. Resposta transitória das variáveis manipuladas do processo de flotação em coluna com K^*_2 .	50
Figura 4.9. Resposta transitória das saídas controladas do processo de flotação em coluna com K^*_3 .	50
Figura 4.10. Resposta transitória das variáveis manipuladas do processo de flotação em coluna com K^*_3 .	51
Figura 4.11. Diagrama de fluxo da unidade de destilação de petróleo bruto.	54
Figura 4.12. Respostas transitórias das saídas controladas, $y_1(t)$, $y_2(t)$ e $y_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_1 .	59
Figura 4.13. Resposta transitória da saída controlada, $y_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_1 .	59
Figura 4.14. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_1 .	60
Figura 4.15. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_4(t)$ e $u_5(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_1 .	61
Figura 4.16. Respostas transitórias das saídas controladas, $y_1(t)$, $y_2(t)$ e $y_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_2 .	61
Figura 4.17. Resposta transitória da saída controlada, $y_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_2 .	62

Figura 4.18. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* .	62
Figura 4.19. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_4(t)$ e $u_5(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* .	63
Figura 4.20. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* com ruídos de medição.	65
Figura 4.21. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* com ruídos de medição.	65
Figura 4.22. Respostas transitórias das saídas controladas, $y_1(t)$, $y_2(t)$ e $y_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_3^* .	66
Figura 4.23. Resposta transitória da saída controlada, $y_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_3^* .	66
Figura 4.24. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_3^* .	67
Figura 4.25. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_3(t)$ e $u_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_3^* .	67

Tabelas

Tabela 2.1. Normas de sistema sinal de entrada.	26
Tabela 4.1. Desempenho do controle de processo Shell para variações dos sinais de referência.	41
Tabela 4.2. Desempenho para distúrbios do controle de processos Shell.	43
Tabela 4.3. Desempenho do processo de flotação em coluna para alterações nos valores de referência.	51
Tabela 4.4. Desempenho do processo de destilaria sem ruído de medição.	63
Tabela 4.5. Desempenho do processo de destilaria com ruído de medição.	68

Acrônimos

AG – algoritmo genético;
BLT – do inglês, *biggest log modelus tuning*;
CE – cone-elipsoidal;
DE – do inglês, *differential evolution*;
EOTF – do inglês, *equivalent openloop tranfer function*;
ETF – do inglês, *equivalent tranfer function*;
HGO - gásóleo pesado;
IMC – do inglês, *internal model control*;
ISE – do inglês, *integral of square error*;
KERO – querosene;
LGO - gásóleo leve;
MCP – modelo de controle preditivo;
MIMO – do inglês, *multiple-input, multiple-output*;
NPSO – do inglês, *new particle swarm optimization*;
PI – proporcional-integral;
PID – proporcional-integral-derivativo;
POV – problema de otimização vetorial;
RESID - óleo residual;
RGA – do inglês, *relative gain array*;
RNGA – do inglês, *relative normalized gain array*;
SISO – do inglês, *single-input, single-output*;
SLIT – sistema linear invariante no tempo.

Lista de Símbolos

$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ – realização da matriz de transferência $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$;

$\|T\|_2$ – norma dois da matriz de transferência T ;

$\|T\|_\infty$ – norma infinito da matriz de transferência T ;

$\mathcal{F}_x$ – conjunto da região factível;

$\mathcal{H}_2$ – norma dois das matrizes de transferência;

$\mathcal{H}_\infty$ – norma infinito das matrizes de transferência;

$\mathcal{J}_{(m)}$ – número inteiro pseudoaleatório com distribuição uniforme;

$\mathcal{L}_2$ – norma dois de um vetor de sinal de tempo contínuo;

x^* – ponto ótimo correspondente a todas as funções objetivo;

y_* – solução do problema de otimização vetorial;

$\mathcal{U}_{(a,b)}$ – número pseudoaleatório com distribuição uniforme no intervalo (a, b) ;

$\mathcal{X}^*$ – conjunto de *soluções eficientes* de um problema de otimização;

$\mathbb{C}$ – conjunto de números complexos;

$\mathbb{R}$ – conjunto dos números reais;

$\Re\{x\}$ – parte real do número;

$\mathcal{X}$ – espaço de parâmetros;

$\mathcal{Y}$ – conjunto do espaço de objetivos;

χ – vetor de variáveis de otimização.

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1. Caracterização da pesquisa

Um processo industrial complexo geralmente envolve múltiplas variáveis controladas e múltiplas variáveis manipuladas. Devido à complexidade destes sistemas, pode haver a necessidade de se projetar e implementar sistemas de controle para esses processos. Sistemas de controle com múltiplas entradas e múltiplas saídas, MIMO (do inglês, *multiple-input, multiple-output*), são muito mais difíceis de projetar e implementar do que controladores com uma única entrada e única saída, SISO (do inglês, *single-input, single-output*), em virtude da existência de acoplamento entre as malhas de controle. As malhas de controle são ditas acopladas quando a alteração do sinal de referência de uma malha produz efeito nas variáveis de processo das outras malhas, além da sua própria variável de processo (Acioli *et al.*, 2015).

Considere o diagrama de blocos de um sistema de controle multivariável, apresentado na Fig. 1.1, no qual $r_1, \dots, r_m$ são sinais de referência, $u_1, \dots, u_p$ são as variáveis manipuladas, $c_1, \dots, c_m$ são as saídas da planta a serem controladas, $n_1, \dots, n_m$ são ruídos de medição e $d_1, \dots, d_n$ são distúrbios. Sistemas de controle multivariável podem ser classificados como quadrados e não quadrados, dependendo do número de variáveis de entrada e saída. Processos com o mesmo número de entradas e saídas, $p = m$, são definidos como quadrados, enquanto os sistemas que possuem o número de variáveis de entrada diferente do número de variáveis de saída, $p \neq m$, são denominados sistemas não quadrados.

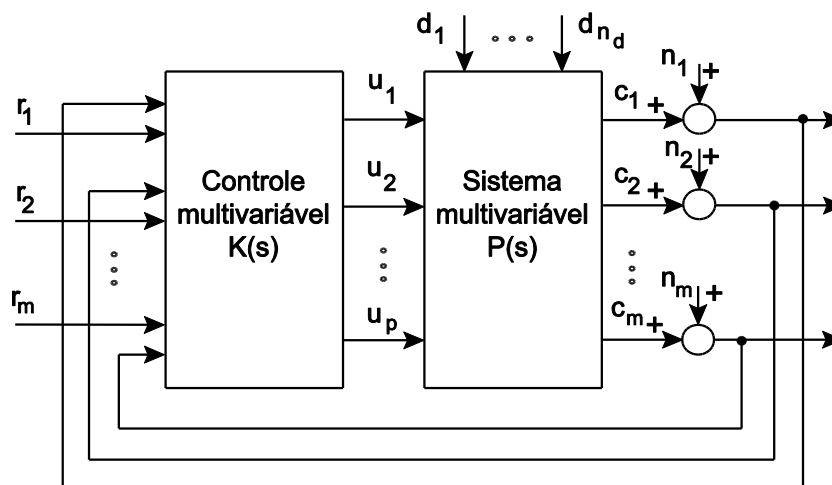


Figura 1.1. Sistema de controle multivariável.

É conhecido que nem todos os processos são quadrados. Processos MIMO não quadrados são encontrados frequentemente na indústria química. Por exemplo, pode ser citado o problema de controle padrão Shell, com três entradas e duas saídas (Juan *et al.*, 2001), o problema de flotação em coluna, com três entradas e duas saídas (Persechini, 2001) e o

problema de controle de qualidade na unidade de destilaria de petróleo bruto, cinco entradas e quatro saídas (Muske *et al.*, 1991).

Para tratar processos multivariáveis existem diferentes possibilidades de seleção da estrutura do controlador (Skogestad e Postlethwaite, 1996). As abordagens encontradas na literatura para o controle proporcional-integral-derivativo (PID) multivariável podem ser classificadas em três grupos: descentralizado, com desacoplador e centralizado. A forma mais simples de controle PID multivariável é o controle descentralizado. O uso de controladores PID descentralizados para o controle de processos multivariáveis é bastante popular na indústria visto que os controladores PID são eficazes, os operadores têm maior facilidade de entendê-los, implementá-los e sintonizá-los e as estruturas descentralizadas são tolerantes a falhas (Dittmar *et al.*, 2012). Nesta estrutura, um sistema MIMO quadrado, $m \times m$, é tratado como m sistemas SISO, como mostrado na Fig. 1.2.

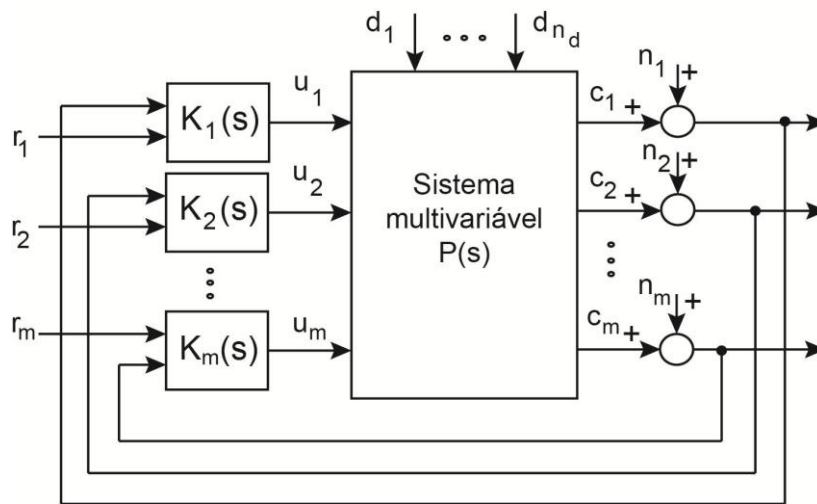


Figura 1.2. Controle descentralizado para sistemas quadrados.

O controle descentralizado para sistemas multivariáveis quadrados pode ser obtido diretamente considerando m processos SISO independentes, como abordado em Chiu *et al.* (1990), Schaper *et al.* (1999), He *et al.* (2005) e He *et al.* (2009). Segundo Dittmar (2012), muitos métodos de projeto de controladores PID descentralizados têm sido desenvolvidos, tais como os métodos de dessintonia, fechamento sequencial de malha, projeto independente, autoajuste por realimentação de relé, além dos métodos baseados em otimização. Entre as técnicas de dessintonia, a mais popular é chamada BLT (do inglês, *biggest log modulus tuning*), desenvolvida por Luyben (1986) e posteriormente estendida para controladores PID multivariáveis com objetivo de compensar os efeitos das interações entre as malhas de controle (Monica *et al.*, 1988, Lee e Edgar, 2006). No método de fechamento sequencial de malhas proposto por Hovd e Skogestad (1994), as malhas são fechadas uma após a outra, normalmente começando com a malha mais rápida, a interação dinâmica dessa malha é considerada ao fechar a próxima, e assim

por diante. No projeto independente, são consideradas primeiramente as interações entre as malhas, o desempenho robusto e a estabilidade. Então cada controlador é projetado independentemente entre si, como proposto em Hovd e Skogestad (1993), Chen e Seborg (2003) e Huang *et al.* (2003). Se não houver nenhum modelo analítico do processo, os parâmetros de ajuste podem ser calculados com base na generalização dos métodos de auto ajuste de sistemas multivariáveis por realimentação de relé, descritos, por exemplo, em Halevi *et al.* (2007), Yu (2007) e Campestrini *et al.* (2009). Técnicas de otimização têm sido usadas para resolver o problema de controle descentralizado, Sourlas e Manousiouthakis (1995) desenvolveram um modelo de referência para um melhor desempenho descentralizado, Trierweiler *et al.* (2000) e Pegel e Engell (2001) descrevem uma generalização do método de síntese direta para sistemas multivariáveis. Recentemente, Gonçalves *et al.* (2012) também aplicaram otimização em um método de síntese de controladores PID multimalhas descentralizado, baseado em modelo de referência.

Uma das desvantagens do controle descentralizado é que nem sempre é possível utilizá-lo devido aos efeitos do acoplamento entre as malhas de controle, o que pode levar um sistema MIMO à perda de desempenho e até mesmo levar o sistema à instabilidade em malha fechada (Acioli, 2015). Para verificar o nível de interação entre as malhas de controle, o método da matriz de ganhos, RGA (do inglês, *relative gain array*) (Bristol, 1966), e suas variantes, é o mais utilizado.

Uma outra desvantagem do controle PID descentralizados é que o mesmo não pode ser aplicado diretamente em sistemas MIMO não quadrados. Uma abordagem tradicional para utilização de controle PID descentralizado em processos não quadrados é incluir ou excluir entradas e saídas de tal forma a tornar o modelo do sistema multivariável quadrado. Quando $p < m$, pode-se incluir entradas artificiais no modelo ou não controlar as saídas adicionais. Quando $p > m$, pode-se excluir do modelo as entradas adicionais, o que significa fixar a entrada em operação manual. Deste modo, a maioria das estratégias de controle já desenvolvidas para sistemas quadrados pode ser aplicada. Segundo Lin *et al.* (2008), adicionar entradas ou saídas pode ser custoso pela necessidade de inclusão de novos atuadores ou sensores, enquanto remover entradas ou saídas poderá resultar em um pior desempenho e pode até mesmo levar o sistema à instabilidade.

Para tratar sistemas MIMO com alta interação entre as malhas de controle ou sistemas não quadrados, uma solução viável é utilizar a estrutura de controle desacoplador, que consiste em combinar um bloco de controle PID descentralizados com um bloco desacoplador, como apresentado na Fig. 1.3. Segundo Waller *et al.* (2013), o controle de sistemas multivariáveis com desacoplador é comumente utilizado em aplicações industriais. O controle PID com desacoplador decompõe o problema em duas partes (Acioli, 2015), realiza-se o desacoplamento

do sistema por intermédio do pré-compensador, ou desacoplador, para minimizar as interações entre as malhas de controle e assim, projeta-se o controlador PID de forma descentralizada. A principal vantagem dessa abordagem é possibilitar o uso de métodos de projeto para controle SISO devido a minimização do acoplamento entre as malhas. Segundo Jin e Liu (2014), o controle desacoplador é uma técnica efetiva de controle para lidar com fortes interações entre as malhas, uma vez que controladores PID descentralizados podem não providenciar um bom desempenho no caso em que o acoplamento seja forte.

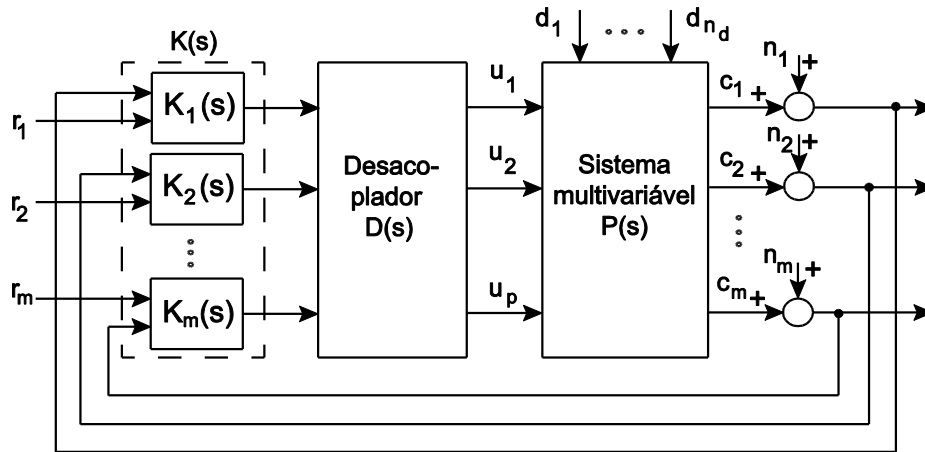


Figura 1.3. Sistemas de controle descentralizados com desacoplador.

Segundo Gagnon *et al.* (1998), o controle com desacoplador pode ser classificado em três grupos: desacoplamento ideal, simples ou invertido. A principal vantagem do desacoplamento simples em relação ao ideal é a simplicidade de seus elementos, o que facilita sua implementação. O desacoplamento ideal facilita a sintonia do controlador PID descentralizado, uma vez que a matriz de transferência resultante do produto do desacoplador pela planta é mais simples que a do desacoplador simplificado. O desacoplamento invertido apresenta ao mesmo tempo a principal vantagem dos métodos de desacoplamento simplificado e ideal, isto é, simplicidade de sintonia e de implementação (Gagnon *et al.*, 1998). Gagnon *et al.* (1998) realiza as comparações dos métodos de controle desacoplados simplificado, ideal e invertido, concluindo que o desacoplamento ideal é muito sensível a erros de modelagem. O que pode ou não ser aplicado para sistemas quadrados ou não quadrados é citado posteriormente.

Além disso, o controle PID com desacoplador pode tratar diretamente sistemas MIMO não quadrados, como os propostos para comparação, Persechini (2004), Jin *et al.* (2013), Jin *et al.* (2014) e Shen *et al.* (2014). Para a solução do problema de controle do problema de flotação em coluna, Persechini (2004) utiliza a técnica de análise baseada na RNGA (do inglês, *relative normalized gain array*) para determinar a interação entre as malhas e para ajudar na escolha do emparelhamento adequado entre variáveis controladas e manipuladas e, assim, projetar os

controladores PI correspondentes. Em Jin *et al.* (2013), o conceito de função de transferência em malha aberta, EOTF (do inglês, *equivalent openloop transfer function*), é estendido a sistemas não-quadrados e estendido ao exemplo da destilaria de petróleo bruto, o método IMC (do inglês, *internal model control*) é aplicado para projetar os controladores baseados em modelos equivalentes da função de transferência, por meio do algoritmo NPSO (do inglês, *new particle swarm optimization*). Jin *et al.* (2014) adotam um método de solução para os problemas de controle Shell e da destilaria de petróleo bruto por meio de desacoplador e aplicam o método IMC com base na RGA, uma matriz ETF (do inglês, *equivalent transfer function*) é introduzida para aproximação da pseudo-inversa da matriz função de transferência e filtros são adicionados à estrutura de controle para melhorar sua robustez. Já em Shen *et al.* (2014), a relação entre a função de transferência equivalente e a pseudo-inversa da matriz de transferência é derivada, o método de parametrização da ETF baseado na matriz RGA é estendido ao processo Shell, então, um controlador PI/PID multivariável centralizado é obtido a partir da expansão de MacLaurin. Outros exemplos são apresentados em Vlachos *et al.* (2002), Rao e Chidambaram (2006), Chen *et al.* (2011), Jin *et al.* (2013) e Liu *et al.* (2014).

Uma outra alternativa para tratar processos não quadrados ou com forte acoplamento entre malhas de controle multivariável é a estrutura de controlador PID centralizado, como apresentado na Fig. 1.1, em que cada elemento da matriz de transferência do controlador é um controlador PID, não existindo um controlador PID específico para cada malha. Em relação aos projetos de controle PID centralizado para sistemas multivariáveis quadrados, Davisson (1976) formulou um método de controle PI centralizado baseado na matriz de ganho de espaço de estados e Sarma e Chidambaram (2006) o estenderam para sistemas multivariáveis não quadrados. Wang *et al.* (2015) também apresentam uma metodologia de projeto de controladores PID centralizados para sistemas não quadrados baseado em síntese direta, que não requer cálculo de pseudo-inversa da matriz de transferência do processo.

Segundo Aciole *et al.* (2015), uma desvantagem do controlador descentralizado, quando comparado ao controle centralizado, é a perda de desempenho causada por sua estrutura mais simples, porém é contornada com a vantagem da simplicidade do projeto e implementação, além de maior facilidade de uso e compreensão. Além da possibilidade de melhor desempenho, o controle PID centralizado tem a vantagem de poder ser aplicado diretamente para sistemas não quadrados. A vantagem do controle desacoplador em relação ao controlador PID centralizado, no caso de sistemas não quadrados, é agregar as vantagens do controle PID descentralizados, de simples compreensão e uso, sendo a estrutura de controle que será utilizada nesta dissertação.

Em síntese, para o controle PID com desacopladores, inicialmente busca-se eliminar os efeitos indesejáveis das interações entre malhas através de um desacoplador, para depois se projetar os controladores individuais utilizando técnicas de sintonia de controladores PID SISO menos conservadoras. Para os processos multivariáveis com interações elevadas ou que exigem um controle mais rigoroso é necessário considerar procedimentos de controle mais complexos, como por exemplo, o controle baseado em otimização.

Outras referências da literatura utilizam otimização, através de algoritmos genéticos, para a síntese de sistemas de controle MIMO não quadrados. Magni e Scattolini (2007) aplicaram o algoritmo de modelo de controle preditivo (MCP) para controlar um modelo não linear não quadrado de um fermentador contínuo, o que garante o rastreamento de sinais de referência constantes, forçando ação integral nas variáveis de erro. No entanto, o algoritmo MPC é computacionalmente intensivo, já que a norma das funções objetivo geralmente precisam ser calculadas (Garcia *et al.*, 1989). Gonçalves *et al.* (2012) aplicam método cone-elipsoidal para tratar sistemas MIMO quadrados com objetivo de obter o desacoplamento entre as malhas de controle e atender as especificações da resposta de rastreamento transitória, baseados em modelo equivalente (Gonçalves *et al.*, 2012), porém o custo computacional do método é elevado.

O procedimento de sintonia de controladores PID robusto para sistemas SISO, incluindo uma estratégia de aproximação de modelo de referência em malha fechada $\mathcal{H}_\infty$, apresentado em Gonçalves *et al.* (2008), foi posteriormente estendido para tratar sistemas MIMO com objetivo de obter o desacoplamento entre as malhas de controle e atender as especificações da resposta de rastreamento transitória (Gonçalves *et al.*, 2012). É apresentado em Siqueira *et al.* (2014) um procedimento de síntese de controle PID robusto com desacoplador para sistemas quadrados, que busca desacoplar as malhas de controle de sistemas lineares incertos e invariantes no tempo, assegurando o desempenho da resposta de rastreamento e da rejeição de distúrbios, baseado no procedimento de sintonia PID apresentado em Gonçalves *et al.* (2008). O procedimento de síntese proposto calcula os controladores PI multivariáveis e o desacoplador simultaneamente com base em um esquema de aproximação do modelo de referência. Um modelo de referência diagonal é considerado para garantir o desacoplamento e o desempenho da resposta de rastreamento (Gonçalves *et al.*, 2011) (Gonçalves *et al.*, 2012). É realizada a minimização das normas $\mathcal{H}_2 / \mathcal{H}_\infty$ da matriz de transferência relacionando as saídas da planta e as variáveis manipuladas aos sinais de referência, distúrbios e ruídos a fim de minimizar o erro do modelo de referência, melhorar a rejeição de distúrbios, atenuar os ruídos de medição e minimizar o esforço de controle.

Neste trabalho, o procedimento de sintonia PID para sistemas SISO apresentado em Gonçalves *et al.* (2008), posteriormente adaptado para a síntese de controladores robustos PI descentralizados (Gonçalves *et al.*, 2012) e síntese de controle com desacoplador (Siqueira *et al.* 2014) para sistemas quadrados é estendido para o problema de síntese de controle desacoplador para sistemas não quadrados baseados no algoritmo Evolução Diferencial, DE (do inglês, *differential evolution*). Nos trabalhos anteriores, a etapa de síntese do procedimento de projeto de controle robusto, foi implementada considerando o algoritmo Cone-elipsoidal, CE, que é mais adequado para problemas de otimização convexos. Neste trabalho é adotado o método DE por ser mais adequado para problemas não convexos e multimodais, o que geralmente é o caso de problemas de controle com controladores PID. Porém, apesar do método DE não possuir garantia de convergência para o ótimo global, o custo computacional do método é consideravelmente menor quando comparado a outros métodos evolutivos de otimização. Desse modo, a nova implementação proposta pode ser uma alternativa mais eficiente para os problemas de controle PID de sistemas multivariáveis não quadrados.

A contribuição desse trabalho é apresentar uma metodologia de síntese de controle PI com desacoplador para sistemas lineares contínuos invariantes no tempo, multivariáveis não quadrados com múltiplos atrasos, com funções de transferência estáveis ou instáveis, assegurando o desempenho da resposta de rastreamento de cada malha, o desacoplamento entre as malhas de controle, da rejeição de distúrbios e atenuação dos ruídos de medição, além de minimizar o esforço de controle através da minimização das normas $\mathcal{H}_2 / \mathcal{H}_\infty$.

Será demonstrado através de exemplos previamente estudados na literatura que o procedimento proposto de sintonia de controladores PI com desacopladores pode apresentar melhores resultados que outros métodos já publicados para lidar com mesmo tipo de problema.

1.2. Motivação

O funcionamento adequado das malhas de controle é fundamental para garantir a qualidade do produto, minimizar gastos de produção, reduzir paradas para manutenção e aumentar o lucro e competitividade da empresa. O desempenho de sistemas de controle em geral já é estudado há muitos anos. Existem muitos critérios e índices devidamente estabelecidos dentro da teoria de controle convencional.

Do ponto de vista de controle, sistemas MIMO (do inglês, *multiple-input, multiple-output*) são mais complexos quando comparados com sistemas SISO (do inglês, *single-input, single-output*). De acordo com Aciole, *et al.* (2015), os sistemas MIMO apresentam maior número de parâmetros a serem ajustados e devem ser consideradas as interações entre as malhas de controle. Como dito anteriormente, a sintonia do controlador de uma malha afeta o

desempenho das outras malhas, o que pode levar o sistema como um todo à instabilidade. O controle avançado atua definindo as referências para as malhas regulatórias, nas quais o controle PI/PID continua sendo a estratégia de controle dominante. Dessa forma, o controle MIMO descentralizado é bastante utilizado na indústria, seja de forma isolada ou combinado com alguma estratégia de controle. Como o controle descentralizado não pode ser aplicado diretamente em sistemas multivariáveis não quadrados, o controle PI/PID com desacoplador para estes sistemas tornou-se objeto de estudo frequente entre pesquisadores. Seu objetivo é fazer com que os controladores PI/PID percebam um sistema desacoplado e quadrado. Nessa abordagem, um sistema MIMO pxm , p entradas e m saídas, é tratado como sistemas SISO.

A maioria das estratégias de síntese de controle desacoplador calcula inicialmente o desacoplador para gerar um sistema resultante com uma matriz de transferência diagonal de tal forma que os métodos de sintonia dos controladores PID SISO possam ser aplicados independentemente para cada malha de controle (Siqueira *et al.*, 2014). Como mostra a Figura 1.2, seja $H(s) = \text{diag}\{H_i(s)\} \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $H_i \neq 0$, $i = 1, \dots, m$, a matriz de transferência diagonal desejada, o problema de síntese do desacoplador é determinar $D(s)$ tal que

$$P(s)D(s) = H(s). \quad (1.1)$$

Segundo Siqueira (2014), na metodologia do desacoplador ideal, geralmente adota-se $H_i(s) = P_{ii}$, $i = 1, \dots, m$, os elementos da diagonal de $P(s)$. No caso de sistemas quadrados, o desacoplador ideal é calculado como sendo

$$D(s) = P^{-1}(s)H(s). \quad (1.2)$$

Uma primeira dificuldade com esta forma de projetar $D(s)$ é a possibilidade de que o desacoplador resultante seja instável ou até mesmo não realizável, ou seja, possuir mais zeros que polos. Além disso, para o caso de sistemas não quadrados, seria necessária a outra forma de escolha de $H(s)$ e utilizar a pseudo-inversa de $P(s)$, mais difícil de ser calculada (Jin *et al.*, 2016), e o desacoplador resultante seria muito mais complexo.

Uma segunda estratégia de desacoplamento é o desacoplador simplificado que define os elementos da diagonal principal do desacoplador como sendo a unidade e calcula os elementos fora da diagonal de modo que $H(s)$ seja uma matriz de transferência diagonal. Neste caso, $D(s)$ é mais simples, mas a $H(s)$ resultante é mais complexa dificultando a sintonia PID. No caso de sistemas não quadrados, o desacoplador inviabilizaria o uso desta configuração.

O desacoplador invertido possui as boas características dos dois métodos anteriores, com $D(s)$ similar ao desacoplador simplificado e $H(s)$ tão simples como a do desacoplador ideal. Novamente, para sistemas não quadrados, tal configuração também não é aplicada diretamente. Em Jin *et al.* (2016), a configuração de desacoplador invertido é estendida para sistema não quadrados estáveis.

Nas implementações anteriores da metodologia de minimização do erro entre o modelo de referência e o sistema em malha fechada, foi empregado o método de otimização cone-elipsoidal que é mais adequado para problemas de otimização convexas. Como não existe nenhuma garantia que o problema sendo tratado é convexo, com grande possibilidade de ser multimodal, ou seja, mínimos em diferentes regiões do espaço de busca, o método cone-elipsoidal provavelmente converge para um mínimo local próximo ao ponto inicial de busca. Desse modo, é interessante substituir o algoritmo cone-elipsoidal por algoritmos estocásticos que trabalham com população de busca, mais apropriados para problemas de otimização não convexas e multimodais.

Com isso, é evidente que as técnicas tradicionais de projeto de desacopladores para sistemas quadrados não se aplicam diretamente para sistemas não quadrados, o que motiva o estudo de metodologias alternativas de projeto. Além disso, o desenvolvimento de métodos de síntese baseados em otimização DE permitem incluir objetivos de controle adicionais, abrangendo sistemas não convexas e multimodais, o que não é possível com as técnicas analíticas de projeto de controle PI/PID descentralizado com ou sem desacoplador.

1.3. Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é avaliar o uso da técnica de aproximação de modelo de referência em malha fechada para a síntese de controladores PI com desacoplador para o tratamento de sistemas multivariáveis não quadrados, com múltiplos atrasos, instáveis ou estáveis. Deseja-se verificar-se, por meio da escolha adequada do modelo de referência e pela minimização do erro entre o modelo de referência e a função de transferência em malha fechada, é possível atender as especificações da resposta de rastreamento e minimizar as interações entre as malhas de controle. Baseado em resultados obtidos em trabalhos anteriores, tal estratégia se mostrou efetiva para sistemas multivariáveis quadrados com duas ou três variáveis de entrada/saída. Entretanto, essa estratégia ainda não havia sido aplicada para sistemas MIMO não quadrados. Uma vantagem da formulação do problema de síntese como um problema de otimização é a possibilidade de incluir objetivos de controle adicionais, todos os objetivos de controle são quantificados na forma de normas de sistemas $\mathcal{H}_\infty$ e/ou $\mathcal{H}_2$, com a restrição que o sistema em malha fechada seja estável.

O problema de otimização resultante é não linear, restrito e possivelmente multimodal, ou seja, mínimos locais em diferentes regiões do espaço de busca. Nos trabalhos anteriores cuja síntese foi baseada na minimização da aproximação do modelo de referência, foi adotado o método de otimização cone-elipsoidal e estratégias de transformar o problema multi-objetivo em um problema escalar. Um objetivo secundário deste trabalho é avaliar o uso do algoritmo

de Evolução Diferencial para solução do problema de otimização buscando maior eficiência com menor complexidade de implementação e menor custo computacional.

Para comprovar a eficácia do método proposto, três casos de sistemas multivariáveis não quadrados são considerados. Um dos exemplos a serem tratados será baseado em um problema padrão Shell, com duas entradas e três saídas, com múltiplos atrasos, que é um problema bem estudado na literatura (Vlachos *et al.*, 2002). O segundo exemplo será fundamentado no problema de flotação em coluna, com três entradas e duas saídas, também com múltiplos atrasos, que será considerado por ser um sistema instável em malha aberta, característica que o torna mais difícil de ser tratado pelos métodos já existentes na literatura (Persechini *et al.*, 2004). O terceiro problema, de maior complexidade, será baseado no problema de controle de qualidade na unidade de destilaria de petróleo bruto, que possui cinco entradas e quatro saídas (Muske *et al.*, 1991), que é mais difícil de ser projetado que os sistemas quadrados com até três variáveis de saída considerados em estudos anteriores.

1.4. Sumário das contribuições

As contribuições deste trabalho são:

1. Avaliar uma metodologia de síntese de controle desacoplador aplicada de forma inédita para sistemas multivariáveis não quadrados que possuem características distintas dos sistemas multivariáveis quadrados, mais comuns na literatura. Esta metodologia de síntese é baseada em um problema de otimização que tem como principal diferencial em relação ao controle $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ tradicional a adoção de uma função objetivo, a norma $\mathcal{H}_\infty$ do erro de aproximação entre um modelo de referência e o sistema em malha fechada, considerando a restrição de que o sistema em malha fechada resultante seja estável. O modelo de referência é ajustado pelo projetista para atender as especificações de respostas de rastreamento e desacoplamento entre as malhas de controle. As variáveis de otimização são os parâmetros dos blocos de controladores PI e do bloco desacoplador representados no espaço de estados;
2. Incluir objetivos de controle adicionais, baseados em normas $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ de matrizes de transferência em malha fechada, tais como rejeição a distúrbios, atenuação de ruídos de medição e minimização de esforço de controle das variáveis manipuladas, tornando o problema multi-objetivo;
3. Implementar no MATLAB® o algoritmo Evolução Diferencial para a solução do problema de otimização, propondo uma formulação escalar e irrestrita inédita para o problema multi-objetivo restrito, adequada para o algoritmo escolhido. Esta formulação considera

diferente níveis de penalidade para as soluções que violam as diferentes restrições do problema;

4. Avaliar o método de síntese baseado em otimização não linear por sua aplicação em problemas estudados na literatura comparando os resultados obtidos com os já existentes por intermédio de simulações no SIMULINK® para MATLAB®. Diferentemente dos resultados já obtidos para sistemas não quadrados, será considerado um sistema com maior número de malhas, com cinco entradas e quatro saídas.

1.5. Estrutura da dissertação

O **capítulo 2** apresenta uma breve descrição das normas de sistema $\mathcal{H}_2$ e $\mathcal{H}_\infty$, utilizadas como critérios de desempenho no problema de síntese. Depois são apresentadas as representações do sistema e do controlador em espaço de estados e a fórmula para obtenção do sistema em malha fechada baseada em realimentação dinâmica de saída. Por fim é apresentada a formulação do problema de otimização multi-objetivo para tratar os vários objetivos de controle.

O **capítulo 3** apresenta inicialmente alguns conceitos de otimização multi-objetivo e duas técnicas de transformar o problema vetorial em um problema escalar. Na sequência é apresentada a versão escalar do problema multi-objetivo que combina as duas técnicas descritas. Por fim é descrito o algoritmo Evolução Diferencial, detalhando algumas escolhas dos parâmetros deste algoritmo, e é apresentada a formulação escalar irrestrita que será tratada pelo algoritmo escolhido.

O **capítulo 4** apresenta os resultados obtidos com a realização dos estudos para o problema padrão Shell, para o problema de flotação em coluna e para o problema de unidade de destilaria de petróleo bruto. Os exemplos serão comparados com os resultados já conhecidos na literatura, para comprovar a eficácia do método de sintonia de controle PI com desacoplador para sistemas multivariáveis não quadrados.

Finalmente o último capítulo, apresenta as conclusões gerais do trabalho e dos resultados obtidos, além de apresentar perspectivas futuras para a realização de estudos. Apresenta também a relação do artigo aprovado em congresso com coautoria da mestranda.

CAPÍTULO 2 – FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

2.1. Introdução

Este trabalho apresenta uma nova implementação de síntese de controladores PI descentralizados combinados com desacoplador para aplicação em sistemas lineares invariantes no tempo, multivariáveis não quadrados. Através da minimização das normas $\mathcal{H}_2$ e $\mathcal{H}_\infty$ dos sistemas é possível minimizar a influência das entradas exógenas, ou seja, os distúrbios de carga, ruídos de medição, sinais de referência etc., sobre as saídas controladas do sistema, que são as saídas da planta, sinais de controle, erros de rastreamento e outros (Marcos *et al.*, 2016). Pela minimização da norma $\mathcal{H}_\infty$ do erro de aproximação entre um modelo referência bloco diagonal e a matriz de transferência em malha fechada é possível obter o desacoplamento entre as malhas de controle e atender às especificações da resposta de rastreamento transitória (Siqueira *et al.*, 2014).

Para uma melhor compreensão do que foi desenvolvido, nesse capítulo são descritas as normas utilizadas, a estrutura do controlador e desacoplador e a formulação do problema de síntese do controle desacoplador.

A notação considerada nesta dissertação é padrão. A notação compacta

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] \quad (2.1)$$

é aplicada para representar a matriz função de transferência $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ no espaço de estados.

2.2. Normas $\mathcal{H}_2$ e $\mathcal{H}_\infty$

O método de síntese proposto é baseado em um problema de otimização multi-objetivo em que os elementos dos controladores PI com desacoplador são os parâmetros de otimização e os objetivos são quantificados em termos da minimização das normas $\mathcal{H}_2$ e $\mathcal{H}_\infty$ das matrizes de transferência por serem medidas úteis do desempenho do sistema de controle.

A norma $\mathcal{L}_2$ de um vetor de sinal de tempo contínuo, $w(t)$, representa a energia deste sinal. Uma das formas de calcular a norma 2 é:

$$\|w(t)\|_2 \triangleq \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \sum_i |w_i(\tau)|^2 d\tau}, \quad (2.2)$$

sendo i o número de sinais.

Se esta integral é finita, o sinal é dito ser quadraticamente integrável, representado por $w(t) \in \mathcal{L}_2$, o que pode ser interpretado fisicamente como um sinal com energia limitada.

Seja $T_{zw}(s) = D + C(sI - A)^{-1}B$ a matriz de transferência relacionando o vetor de entradas exógenas $w(t)$ e o vetor de saídas controladas $z(t)$.

A norma $\mathcal{H}_2$ de uma matriz de transferência, estritamente própria, de um sistema linear invariante no tempo estável, em tempo contínuo, é definida como:

$$\|T_{zw}\|_2 \triangleq \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Tr}[T_{zw}^*(j\omega)T_{zw}(j\omega)]d\omega}, \quad (2.3)$$

sendo $(\cdot)^*$ a transposta conjugada e $\text{Tr}(\cdot)$ o traço do argumento.

A norma $\mathcal{H}_\infty$ de uma matriz de transferência de um sistema estável, correspondente ao pico do ganho da resposta em frequência, é definida como

$$\|T_{zw}\|_\infty \triangleq \sup_{\omega \in \mathbb{R}} \bar{\sigma}[T_{zw}(j\omega)], \quad (2.4)$$

sendo $\bar{\sigma}(\cdot)$ o valor singular máximo do argumento.

Segundo Gonçalves (2006), estas duas normas das matrizes de transferência possuem interpretações relacionando os sinais de entrada e saída no domínio do tempo:

- Para uma entrada $w(t)$ na forma de um processo ruído branco com variância e intensidade unitárias, a variância do sinal de saída $z(t)$ em regime estacionário é dada por $\|T_{zw}\|_2$:

$$\|T_{zw}\|_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T z(t)^T z(t) dt \right\}, \quad (2.5)$$

sendo $E(\cdot)$ a esperança matemática do argumento;

- O ganho $\mathcal{L}_2$ ou ganho RMS de um sistema estável linear, invariante no tempo, correspondendo ao maior ganho entre a entrada e a saída sobre todos os sinais de entrada limitados, $w(t) \in \mathcal{L}_2$, é dado por

$$\|T_{zw}\|_\infty = \max_{w(t) \in \mathcal{L}_2, w \neq 0} \frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2}. \quad (2.6)$$

Existem vários métodos disponíveis na literatura para o cálculo das normas $\mathcal{H}_2$ e $\mathcal{H}_\infty$. A norma $\mathcal{H}_2$ pode ser calculada exatamente através de um número finito de operações em função dos grammianos de controlabilidade ou observabilidade:

$$\|T_{zw}\|_2 = \text{Tr}(CX_c C^T) = \text{Tr}(B^T X_0 B), \quad (2.7)$$

sendo X_c e X_0 os grammianos de controlabilidade e observabilidade, respectivamente, que podem ser calculados resolvendo as seguintes equações de Lyapunov (Gonçalves, 2006):

$$AX_c + X_c A^T + BB^T = 0, \quad (2.8)$$

$$X_0 A + A^T X_0 + C^T C = 0. \quad (2.9)$$

A norma $\mathcal{H}_\infty$ pode ser calculada com precisão adequada, por exemplo, do valor mínimo de γ tal que a matriz Hamiltoneana não possua autovalores sobre o eixo imaginário (Zhou e Doyle, 1998):

$$H = \begin{bmatrix} A + BR^{-1}D^T C & BR^{-1}B^T \\ -C^T(I + DR^{-1}D^T)C & -(A + BR^{-1}D^T C)^T \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

sendo $R \triangleq \gamma^2 I - D^T D$.

Para medir os sinais de saída podem ser considerados as normas $\mathcal{H}_\infty$ e $\mathcal{H}_2$ como pico de magnitude e energia do sinal, respectivamente. A norma de sistema apropriada para medir o desempenho irá depender do tipo de sinal de entrada e da norma de saída. De acordo com a tabela abaixo, a norma $\mathcal{H}_\infty$ relaciona a norma $\mathcal{H}_2$ da saída em relação à entrada.

Tabela 2.1. Normas de sistema sinal de entrada.

	$\ d\ _2$
$\ e\ _2$	$\ G(s)\ _\infty$
$\ e\ _\infty$	$\ G(s)\ _2$

2.3. Definição do problema de síntese

O sistema de controle multivariável pode ser representado pelo diagrama de configuração de um sistema de controle generalizado apresentado pela Fig. 2.1, sendo P a planta a ser controlada e K o controlador a ser projetado.

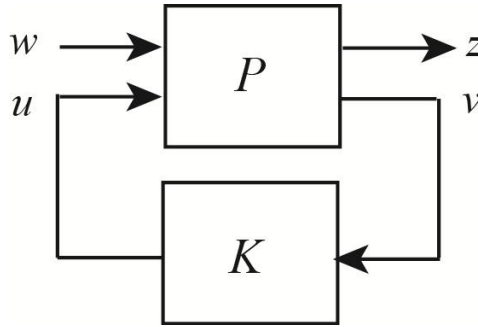


Figura 2.1. Sistema de controle generalizado.

A planta, P , pode ser descrita como:

$$\begin{aligned} x(t) &= Ax(t) + B_w w(t) + B_u u(t), \\ z(t) &= C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t), \\ y(t) &= C_y x(t) + D_{yw} w(t) + D_{yu} u(t), \end{aligned} \quad (2.11)$$

sendo $x(t) \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}^p$ o vetor de variáveis manipuladas, $w(t) \in \mathbb{R}^{n_w}$ o vetor de variáveis exógenas, ou seja, os sinais de referência, $r(t)$, distúrbios, $d(t)$, e ruídos de medição, $n(t)$; $z(t) \in \mathbb{R}^{n_z}$ o vetor de variáveis controladas, isto é, os sinais de saídas do processo, $c(t)$, e variáveis manipuladas, $u(t)$; e $y(t) \in \mathbb{R}^{n_y}$ o vetor de variáveis medidas, que são as entradas do controlador.

Para simplificar, o sistema apresentado pela Eq. (2.11) pode ser representado na forma compacta:

$$P \triangleq \left[\begin{array}{cc|c} A & B_u & B_w \\ \hline C_z & D_{zu} & D_{zw} \\ C_y & 0 & D_{yw} \end{array} \right], \quad (2.12)$$

Considerando $D_{yu} = 0$.

O controle desacoplador pode ser então ilustrado como mostra a Fig. 2.2, que corresponde a um controlador por realimentação dinâmica de saída, Eq. (2.13).

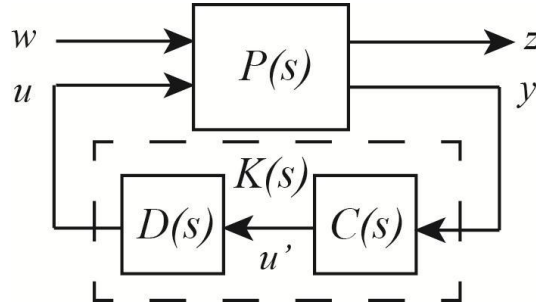


Figura 2.2. Controlador desacoplador.

$$K(s) = D(s)C(s). \quad (2.13)$$

O bloco do controlador PI descentralizado é representado por:

$$C(s) = \begin{bmatrix} A_c & B_c \\ C_c & D_c \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

O desacoplador pode ser descrito como:

$$D(s) = \begin{bmatrix} A_d & B_d \\ C_d & D_d \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

O controlador por realimentação dinâmica de saída, representado por

$$K(s) \triangleq \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

é determinado como sendo o produto do desacoplador e do controlador PI descentralizados:

$$\begin{aligned} A_k &= \begin{bmatrix} A_d & B_d C_c \\ 0 & A_c \end{bmatrix}, \\ B_k &= \begin{bmatrix} B_d D_c \\ B_c \end{bmatrix}, \\ C_k &= [C_d \quad D_d C_c], \\ D_k &= [D_d D_c]. \end{aligned} \quad (2.17)$$

A função de transferência em malha fechada do sistema de controle por realimentação dinâmica de saída é representada por:

$$T_{zw}(s) = \begin{bmatrix} A_f & B_f \\ C_f & D_f \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

sendo suas matrizes calculadas como:

$$\begin{aligned} A_f &= \begin{bmatrix} A + B_u D_k C_y & B_u C_k \\ B_u C_y & A_k \end{bmatrix}, \\ B_f &= \begin{bmatrix} B_w + B_u D_k D_{yw} \\ B_k D_{yw} \end{bmatrix}, \\ C_f &= [C_z + D_{zu} D_k C_y \quad D_{zu} C_k], \\ D_f &= [D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw}]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

O sistema representado por $Z(s) = T_{zw}(s)W(s)$ apresentado pela Eq. (2.19) pode ser dividido em seis blocos de funções de transferência:

$$\begin{bmatrix} C(s) \\ U(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{cr}(s) & T_{cd}(s) & T_{cn}(s) \\ T_{ur}(s) & T_{ud}(s) & T_{un}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(s) \\ D(s) \\ N(s) \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Na sintonia dos controladores PI com desacoplador, para este estudo, deve-se buscar obter um sistema resultante com bom rastreamento dos sinais de referência, mínima interação entre as malhas de controle do sistema, rejeição às perturbações e mínimo esforço de controle. De acordo com Siqueira (2014), a rejeição às perturbações pode ser alcançada minimizando a norma de função de transferência em malha fechada apropriada, $T_{cd}(s)$, a atenuação dos ruídos de medição pode ser alcançada minimizando a norma de função de transferência em malha fechada apropriada, $T_{cn}(s)$. O desacoplamento entre as malhas de controle e os requisitos para as respostas podem ser alcançados utilizando modelos de referência onde o objetivo é reduzir a norma $\mathcal{H}_\infty$ da diferença entre a matriz de transferência de malha fechada, $T_{cr}(s)$, e o modelo de referência. O esforço de controle das variáveis manipuladas pode ser minimizado reduzindo as normas $\mathcal{H}_\infty$ ou $\mathcal{H}_2$ das matrizes de transferência $T_{ur}(s)$, $T_{ud}(s)$ ou $T_{un}(s)$, de acordo com o problema específico.

Seja o modelo de referência uma matriz de transferência, $m \times q$, o bloco diagonal que desacopla o sistema, cujas funções de transferência na diagonal atendam as especificações da resposta transitória para cada saída controlada:

$$T_m(s) = \begin{bmatrix} T_{m,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & T_{m,2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & T_{m,q} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Considere a representação compacta:

$$T_m(s) = \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

$$T_{cr}(s) = \begin{bmatrix} A_{cr} & B_{cr} \\ C_{cr} & D_{cr} \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

sendo $T_{cr}(s)$ a função de transferência em malha fechada que relaciona os sinais de referência e os sinais de saída da planta, um dos blocos de $T_{zw}(s)$, Eq. (2.18). O erro de aproximação entre o modelo de referência e a função de transferência em malha fechada, $E(s) \triangleq T_m(s) - T_{cr}(s)$, pode ser representado no espaço de estados como:

$$E(s) = \left[\begin{array}{cc|cc} A_m & 0 & B_m & \\ 0 & A_{cr} & B_{cr} & \\ \hline C_m & -C_{cr} & D_m - D_{cr} & \end{array} \right]. \quad (2.24)$$

O problema multi-objetivo de síntese do controlador desacoplador a ser tratado neste trabalho pode ser formulado como: determinar o controlador $K(s) = D(s)C(s)$, que minimiza

a norma $\mathcal{H}_\infty$ do erro entre o modelo de referência e a função de transferência em malha fechada, $E_\infty(s)$, a norma $\mathcal{H}_\infty$ da matriz de transferência relacionada com sinais de entrada de energia limitada, $T_\infty(s)$, e a norma $\mathcal{H}_2$ da matriz função de transferência relacionada com sinais de entrada tipo ruído branco, $T_2(s)$. A formulação do problema é dado por

$$K^*(s) = \arg \min_{K(s)} \begin{bmatrix} \|E_\infty(s, k)\|_\infty \\ \|T_\infty(s, k)\|_\infty \\ \|T_2(s, k)\|_2 \end{bmatrix},$$

(2.25)

sujeito a: $K \in \mathcal{F}$,

sendo $\mathcal{F}$ o conjunto de controladores PI com desacoplador, com a estrutura especificada, que resulta em sistemas estáveis em malha fechada.

2.4. Conclusão

A formulação do problema de síntese de controle com desacoplador é baseada na minimização das normas $\mathcal{H}_2$ e $\mathcal{H}_\infty$ de determinadas matrizes de transferência do sistema em malha fechada. Com isso, além de obter respostas de rastreamento que atendem as especificações e melhorar o desacoplamento entre as malhas de controle, é possível reduzir a influência das entradas exógenas sobre as saídas controladas do processo. Para formular o problema de controle de modo a atender os dois primeiros objetivos, considera-se a aproximação de modelo de referência, sendo permitido considerar outros objetivos de controle.

O capítulo a seguir apresenta a metodologia proposta para solução do problema de síntese, que é um problema de otimização multi-objetivo, não linear, não convexo, possivelmente multimodal, cujo objetivo principal é minimizar o erro de aproximação entre o modelo de referência e a função de transferência em malha fechada obtida. Para utilizar algoritmos desenvolvidos para problemas escalares, serão apresentadas técnicas de transformação de problemas vetoriais em problemas escalares. Algoritmos de otimização evolutivos, ou de população, são os mais adequados para solução do problema sendo tratado. É proposto utilizar o algoritmo Evolução Diferencial para resolver este problema por apresentar custo computacional menor, com boa eficiência, quando comparado a outros métodos evolutivos.

CAPÍTULO 3 – SOLUÇÃO DO PROBLEMA DE SÍNTESE

3.1. Introdução

Na elaboração do problema de síntese, o projeto dos controladores PI com desacoplador é formulado como um problema de otimização vetorial. Como dito anteriormente, considera-se a aproximação do modelo de referência, para atender aos objetivos das especificações da resposta transitória e desacoplamento entre malhas, a minimização das normas $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ é implementada para atender os objetivos de controle adicionais como rejeição de perturbações, atenuação dos ruídos de medição e/ou minimização de esforço de controle.

Por ser um método evolucionário baseado em população, o algoritmo Evolução Diferencial pode ser aplicado a problemas não diferenciáveis, não convexos e multimodais, com grande probabilidade de localização do mínimo global (Storn e Price, 1995). O método ED é aplicado para resolver o problema de otimização proposto, já que para problemas mais complexos, pode requerer custo computacional muito menor que outros métodos evolucionários.

A seguir é apresentada uma breve descrição de problemas de otimização vetorial e são apresentadas técnicas de transformação de problemas multi-objetivo em problemas escalares.

3.2. Problema de otimização vetorial

Por definição (Takahashi, 2007), considerando o problema de otimização vetorial (POV):

$$(POV) = \begin{cases} \mathcal{X}^* = x^* \in \mathbb{R}^n \mid \\ x^* = \arg \min_x f(x), \\ \text{sujeito a: } x \in \mathcal{F}_x \end{cases} \quad (3.1)$$

sendo $f(\cdot): \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^m$ o vetor de objetivos do problema e $x \in \mathbb{R}^n$ os chamados vetores de parâmetros do POV, formando o *espaço de parâmetros* $\mathcal{X}$. O conjunto $\mathcal{F}_x \subset \mathbb{R}^n$ é a região factível:

$$\mathcal{F}_x = \{x \in \mathbb{R}^n \mid g_i(x) \leq 0, i = 1, \dots, p\}, \quad (3.2)$$

sendo $g_i(x)$ as funções de restrições.

O conjunto $\mathcal{X}^*$ é o conjunto de *soluções eficientes* de um problema de otimização multi-objetivo e um subconjunto do espaço de parâmetros de otimização e a solução y_* do POV é definida como:

$$y_{*i} = f_i(x^i), \quad i = 1, \dots, m,$$

$$x^i = \arg \min_{x \in \mathcal{F}_x} f_i(x). \quad (3.3)$$

Se $y_* \in \mathcal{Y}$, no qual $\mathcal{Y}$ é o conjunto do espaço de objetivos, então existe $x^* \in \mathcal{F}$, tal que $y_* = f(x^*)$, ou seja, o ponto x^* é ótimo correspondente a todas as funções objetivo e deve ser adotado como solução.

Para trabalhar com problemas de otimização multi-objetivo, uma estratégia utilizada é transformar esse mesmo problema em um problema escalar e aplicar técnicas de otimização escalar. Uma das possibilidades consideradas nesse trabalho de transformar o problema multi-objetivo original, Eq. (2.24), em um problema escalar ponderado, é adotar o *problema* – λ , no qual o vetor das funções objetivo é transformado em uma função escalar como uma soma ponderada e o objetivo é minimizar a soma ponderada das funções objetivo. A segunda possibilidade é transformar as funções objetivo do problema original da Eq. (2.24) em restrições através do *problema* – ϵ *restrito*. Existem técnicas de otimização multi-objetivo para obter todo o conjunto de soluções eficientes, $\mathcal{X}^*$, em uma única execução, porém, nos casos de problema de síntese dos controladores tratado nesse trabalho, não existe a necessidade da obtenção de todo este conjunto e sim, de soluções específicas de acordo com o problema.

3.2.1. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA ESCALAR $P - \lambda$:

No problema escalar $P - \lambda$, as m funções objetivo são transformadas em uma única função objetivo através da soma ponderada (Takahashi, 2007):

$$\bar{f}(x) = \sum_{i=1}^m \lambda_i f_i(x), \quad (3.4)$$

sendo $\lambda = [\lambda_1 \ \dots \ \lambda_m]^T \geq 0 \in \mathbb{R}^m$. Tal função deverá ser otimizada empregando algum mecanismo de otimização, sendo o problema formulado como:

$$\mathcal{X}^* = \{x^* \in \mathcal{F}_x \mid x^* \arg \min \bar{f}(x)\}. \quad (3.5)$$

De acordo com Takahashi (2007), qualquer mecanismo de otimização que fosse capaz de resolver cada problema mono-objetivo individualmente será capaz de resolver essa formulação. Em particular, deve-se observar que as novas restrições do problema correspondem às restrições do problema original, algumas propriedades das funções objetivo também são mantidas e a propriedade de diferenciabilidade deve ser preservada, desde que esteja inicialmente presente.

Caso o problema seja convexo, é possível gerar todo o conjunto de soluções eficientes do problema variando o vetor λ , ao se adotar $\lambda_i > 0$ para $i = 1, \dots, m$, toda solução gerada pertence ao conjunto de soluções eficientes (Takahashi, 2007).

3.2.2. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA ESCALAR $P - \epsilon$ restrito:

Uma segunda possibilidade é o método do problema ϵ restrito. Neste caso, é realizada a otimização de uma função objetivo restringindo o valor das demais funções objetivo. O problema pode ser colocado no seguinte formato (Takahashi, 2007):

$$\begin{aligned} x^* &= \arg \min_x f_i(x), \\ \text{sujeito a: } &\begin{cases} g(x) \leq 0 \\ f_j(x) \leq \epsilon_j ; j \neq i \end{cases} \end{aligned} \quad (3.6)$$

sendo $x \in \mathbb{R}^n$ $f(\cdot): \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^m$ e $g(\cdot): \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^p$.

Alguns problemas mono-objetivo possuem região factível pequena e há uma grande chance de que o algoritmo desenvolva parte de sua busca em regiões infactíveis, por isso, o mecanismo de otimização deve ser adequado para realizar parte da busca dentro de regiões infactíveis. As restrições do problema original são modificadas, isso significa que os métodos de otimização deverão ser capazes de lidar com restrições de tipo geral. A maneira de transformar as funções objetivo em restrições define aspectos importantes do problema mono-objetivo resultante, já que pode ocorrer a perda das propriedades de continuidade e diferenciabilidade das funções.

Ao contrário do problema $P - \lambda$, o problema $P - \epsilon$ tende a apresentar características de complexidade que restringem a aplicabilidade dos métodos de otimização (Takahashi, 2007). Em geral a região factível tende a se tornar pequena em relação à região infactível; a quantidade de restrições tende a aumentar e as restrições podem se tornar não lineares, com isso, a complexidade da estrutura de restrições é aumentada.

3.2.3. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA ESCALAR PROPOSTO

Para trabalhar com problemas de otimização multi-objetivo, a estratégia utilizada é transformar o problema original em um problema mono-objetivo, aplicando as técnicas $P - \lambda$ e $P - \epsilon$ de forma conjunta, unindo as vantagens dos dois métodos.

Considerando o problema de otimização multi-objetivo apresentado na Eq. (2.25), a formulação escalar do problema é dada como: dada a estrutura do controlador, o modelo de referência $T_m(s)$, Eq. (2.21), os escalares $\lambda_e \geq 0, \lambda_\infty \geq 0, \lambda_2 \geq 0$ e $\epsilon_e \geq 0, \epsilon_\infty \geq 0, \epsilon_2 \geq 0$, determinam-se os parâmetros do controlador $K^*(s)$, tal que:

$$\begin{aligned} K^*(s) &= \arg \min_{K(s)} \lambda_e \|E_\infty(s, k)\|_\infty + \lambda_\infty \|T_\infty(s, k)\|_\infty + \lambda_2 \|T_2(s, k)\|_2, \\ \text{sujeito a: } &\begin{cases} \|E_\infty(s, k)\|_2 \leq \epsilon_e \\ \|T_\infty(s, k)\|_\infty \leq \epsilon_\infty, \\ \|T_2(s, k)\|_\infty \leq \epsilon_2 \end{cases} \\ &K \in \mathcal{F}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

No problema escalar (3.7), o vetor de pesos, $\lambda = [\lambda_e \lambda_\infty \lambda_2]^T$, e o vetor de restrição, $\epsilon = [\epsilon_e \epsilon_\infty \epsilon_2]^T$, são aplicados para formular o problema de otimização como escalar. Através de uma escolha apropriada do vetor de pesos λ e do vetor de restrições ϵ é possível conseguir diferentes prioridades entre as três funções objetivo. Para solução do problema escalar (3.7), é adotado nesta dissertação o algoritmo Evolução Diferencial, apresentado em detalhes na próxima seção.

3.3. Algoritmo Evolução Diferencial

O algoritmo Evolução Diferencial (DE, do inglês *differential evolution*), introduzido em um relatório técnico de Storn e Price em 1995, é um algoritmo de otimização baseado em populações, estocástico, tipo evolucionário, para resolver funções reais. O algoritmo DE induz operadores computacionais semelhantes aos empregados por algoritmos evolucionários padrões: mutação, cruzamento ou recombinação e seleção.

Seja $\mathcal{U}_{(a,b)}$ um número pseudoaleatório com distribuição uniforme no intervalo (a, b) ; $\mathcal{J}_{(m)}$ um número inteiro pseudoaleatório com distribuição uniforme selecionado no conjunto $\{1, 2, \dots, m\}$; $\chi \in \mathbb{R}^\eta$ o vetor de variáveis de otimização e N o número de indivíduos (soluções candidatas) da população, geralmente escolhido como $5\eta \leq N \leq 10\eta$. Defina a população na k – ésima iteração, $X_k = \{\chi_{k,i}; i = 1, \dots, N\}$, sendo a i – ésima solução:

$$\chi_{k,i} = \begin{bmatrix} \chi_{k,i,1} \\ \vdots \\ \chi_{k,i,\eta} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Os operados do DE são descritos a seguir.

3.3.1. POPULAÇÃO INICIAL

O método DE começa com uma população inicial de soluções candidatas distribuídas uniformemente de forma aleatória, dentro do espaço de busca limitado por limites prescritos de cada variável, $\chi_{1,i,j} \in [\underline{\chi}_i, \bar{\chi}_j]$:

$$\begin{aligned} \chi_{1,i,j} &= \mathcal{U}_{(\underline{\chi}_i, \bar{\chi}_j)}, \\ i &= 1, \dots, N, j = 1, \dots, \eta. \end{aligned} \quad (3.10)$$

3.3.2. MUTAÇÃO DIFERENCIAL

Considere os índices $r_1 \neq r_2 \neq r_3 \neq i$ dados por $r_j = \mathcal{J}_{(N)}$, $j = 1, \dots, 3$. A i – ésima solução mutante é obtida com base na operação de mutação diferencial:

$$v_{k,i} = \chi_{k,r_1} + F_i(\chi_{k,r_2} - \chi_{k,r_3}), \quad (3.11)$$

$i = 1, \dots, N$, onde F_i é um fator de escala aplicado ao vetor diferença. Neste trabalho, $F_i = \mathcal{U}_{(0,1)}$ para cada vetor de diferença. Como pode ser visto pela Eq. (3.11), os índices r_1, r_2 e r_3

são utilizados para selecionar duas soluções aleatórias, cuja diferença, multiplicada por F_i , é somada a uma terceira solução aleatória para o cálculo de uma solução mutante.

3.3.3. RECOMBINAÇÃO OU OPERAÇÃO CROSSOVER

A recombinação entre os indivíduos da k – ésima população, X_k , e a população mutante, V_k , produz a população teste, U_k :

$$u_{k,i,j} = \begin{cases} u_{k,i,j}, & \text{se } \mathcal{U}_{(0,1)} \leq C_r \text{ ou } j = \delta_i \\ \chi_{k,i,j}, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.12)$$

para $j = 1, \dots, \eta$, $i = 1, \dots, N$, sendo $C_r \in [0,1]$ a taxa de cruzamento. Nesta dissertação, adota-se $C_r = 0,5$.

3.3.4. SELEÇÃO

A operação de seleção determina qual solução, se a alvo, $\chi_{k+1,i}$, ou o vetor teste, $u_{k,i}$, sobrevive para a próxima geração:

$$\chi_{k+1,i} = \begin{cases} u_{k,i}, & \text{se } f(u_{k,i}) \leq f(\chi_{k,i}) \\ \chi_{k,i}, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.13)$$

para $i = 1, \dots, N$.

3.3.5. CRITÉRIO DE PARADA

Foi adotado como critério de parada um número máximo de gerações, N_g , ou a convergência da população comparando os valores máximos e mínimos de $f(\chi)$ da k – ésima população, $\max_i f(\chi_{k,i}) - \min_i f(\chi_{k,i}) \leq \epsilon_g$, $\chi_{k,i} \in X_k$, sendo ϵ_g um número pequeno.

3.3.6. TRATAMENTO DE RESTRIÇÕES

O algoritmo DE é desenvolvido para resolver problemas de otimização sem restrições. Para tratar problemas de otimização restritos, é necessário incluir as restrições na função objetivo por meio do método de função de penalidade. Seja $f_0 = \lambda_e \|E(s, K)\|_\infty + \lambda_\infty \|T_\infty(s, K)\|_\infty + \lambda_2 \|T_2(s, K)\|_2$, $f_1 = \max_i \Re(\lambda_i(A_f))$, $\Re(\lambda): \mathbb{C} \mapsto \mathbb{R}$ a parte real de λ e $\lambda_i(A_f)$ o i – ésimo autovalor da matriz A_f , $f_2 = \max\{-T_{i,1}, \dots, -T_{i,m}\}$, $T_{i,j}$ o j – ésimo tempo integral dos controladores PI e $f_3 = \max\{\|E(s, K)\|_\infty - \epsilon_e, \|T_\infty(s, K)\|_\infty - \epsilon_\infty, \|T_2(s, K)\| - \epsilon_2\}$. Considera-se a seguinte função objetivo modificada no algoritmo DE:

$$f(K) = \begin{cases} 10^{14} + f_1, & \text{se } f_1 \geq 0 \\ 10^{10} + f_2, & \text{se } f_1 \leq 0, f_2 > 0 \\ 10^6 + f_3, & \text{se } f_1 < 0, f_2 \leq 0, f_3 > 0 \\ f_0, & \text{se } f_1 < 0, f_2 \leq 0, f_3 \leq 0 \end{cases}. \quad (3.14)$$

Como a formulação (3.14), ao comparar as soluções alvo e teste, é imposta a seguinte ordem de preferência. A melhor solução é aquela que resulta em um sistema estável em malha fechada, que atende a todas as restrições ϵ e possui todos os tempos integrais positivos nos

controladores PI. A segunda prioridade é a solução que resulta em um sistema estável, que atende a todas as restrições ϵ mas possui tempos integrais negativos. A terceira prioridade é a solução que resulta em um sistema estável, que não atende a todas as restrições ϵ e possui tempos integrais negativos. A última prioridade é a solução que resulta em um sistema instável em malha fechada. Ao comparar duas soluções que violam as mesmas restrições, a solução mais próxima da região factível é a melhor.

Não é adotada nenhuma restrição com relação à faixa de variação das variáveis de otimização, que podem assumir qualquer valor, independentemente dos valores mínimos e máximos adotados na criação da população inicial.

3.4. Conclusão

O projeto dos controladores PI com desacoplador é formulado como um problema de otimização multi-objetivo, Eq. (2.25), transformado em um problema mono-objetivo, Eq. (3.7), aplicando os métodos $P - \lambda$ ponderado e $P - \epsilon$ restrito associados. O algoritmo Evolução Diferencial é implementado para resolver o problema de otimização proposto, e a função objetivo é modificada, Eq. (3.14), para incluir as restrições do mesmo.

Após a formulação e a definição do problema de síntese dos controladores PI com desacoplador, da apresentação do algoritmo Evolução Diferencial para solução do problema, o capítulo 4 será direcionado para avaliar e comprovar a eficácia do método dissertado através de três exemplos existentes na literatura. Serão realizadas comparações dos resultados obtidos pelo procedimento de sintonia a ser implementado com outros resultados da literatura, considerando os objetivos de controle mencionados.

CAPÍTULO 4 - EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

4.1. Problema padrão Shell

4.1.1. INTRODUÇÃO

Segundo Vlachos *et al.* (2002), o problema de controle padrão Shell foi publicado pela empresa em 1986 na primeira oficina de controle de processos Shell, com a intenção de fornecer uma gama de testes padrão e realistas para a avaliação de novas teorias e tecnologias de controle. A descrição e o modelo do processo podem ser encontrados em Vlachos *et al.* (2002). O processo é um sistema multivariável não quadrado, que possui, inicialmente, cinco entradas e sete saídas, sendo as saídas de três a sete dadas como auxiliares e serão desconsideradas neste trabalho. Este processo apresenta interações muito fortes entre as malhas de controle e múltiplos tempos de atraso.

O processo é modelado de forma linear e é representado por matriz função de transferência de primeira ordem, com múltiplos atrasos de tempo. De acordo com a Fig. 4.1, as entradas u_1, u_2 e u_3 podem ser utilizadas como variáveis manipuladas com intuito de controlar o processo, mas estão sujeitas às saturações de limite e taxa de variação. As entradas d_1 e d_2 são os distúrbios não medidos, mas limitados, que entram no processo.

O objetivo principal é manter as saídas do processo, c_1 e c_2 , na especificação de estado estacionário e a minimização do esforço de controle da entrada u_3 . Além disso, a saída c_1 deve ser mantida dentro da faixa de valores estipulados durante todo o tempo e os distúrbios não medidos devem ser rejeitados.

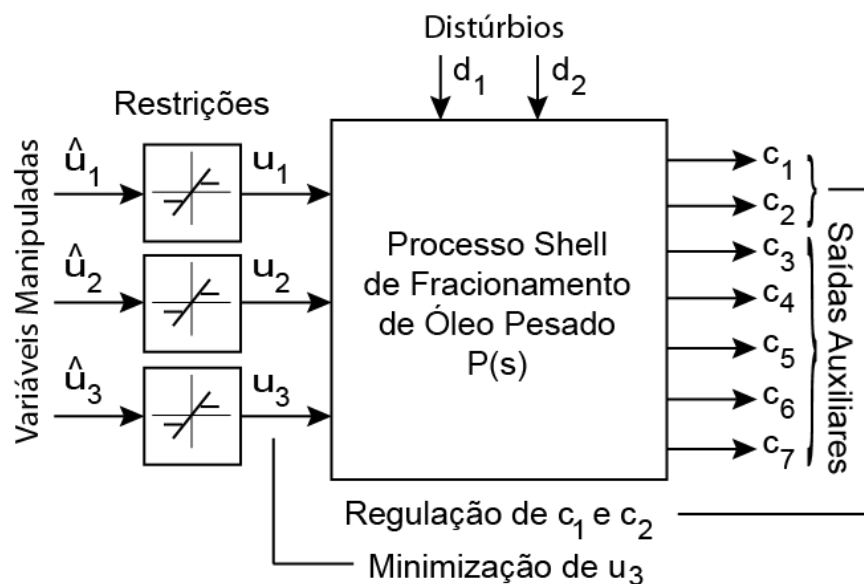


Figura 4.1. Processo de controle padrão Shell.

Neste exemplo, os controladores PI são projetados com desacopladores e empregados como os principais elementos da solução proposta, o método apresentado nesta dissertação é comparado aos métodos propostos por Shen *et al.* (2014) e Jin *et al.* (2014).

4.1.2. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Não considerando as saídas auxiliares, c_3 a c_7 , este sistema pode ser linearmente modelado por uma matriz de função de transferência 2×3 em relação às variáveis manipuladas e por uma matriz de função de transferência 2×2 em relação às perturbações:

$$C(s) = \begin{bmatrix} \frac{4,05e^{-27s}}{50s+1} & \frac{1,77e^{-28s}}{60s+1} & \frac{5,88e^{-27s}}{50s+1} \\ \frac{5,39e^{-27s}}{50s+1} & \frac{5,72e^{-14s}}{60s+1} & \frac{6,9e^{-15s}}{40s+1} \end{bmatrix} U(s) + \begin{bmatrix} \frac{1,2e^{-27s}}{45s+1} & \frac{1,44e^{-27s}}{40s+1} \\ \frac{1,52e^{-15s}}{25s+1} & \frac{1,83e^{-15s}}{20s+1} \end{bmatrix} D(s). \quad (4.1)$$

As constantes de tempo e os tempos de atraso estão em minutos. A representação do sistema é através do modelo em espaço de estados de ordem 40, que aproxima os atrasos em tempo contínuo por funções de transferência racionais baseadas na aproximação de Padé de terceira ordem:

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1 - \frac{\tau}{2}s + \frac{\tau^2}{10}s^2 - \frac{\tau^3}{120}s^3}{1 + \frac{\tau}{2}s + \frac{\tau^2}{10}s^2 + \frac{\tau^3}{120}s^3}. \quad (4.2)$$

As variáveis manipuladas são limitadas a saturação (± 0.5) e limite de taxa de variação (± 0.05 por minuto). A entrada u_3 tem de ser minimizada. As perturbações d_1 e d_2 não são medidas e são limitadas, com $|d_1| \leq 0.5$ e $|d_2| \leq 0.5$. Além disso, c_1 deve ser sempre mantido na faixa $-0.5 \leq c_1 \leq 0.5$, enquanto não há nenhuma exigência transitória para c_2 .

O vetor de entradas exógenas é definido como $w(t) = [r_1(t) \ r_2(t) \ d_1(t) \ d_2(t)]^T$. As variáveis de desempenho são definidas como $z(t) = [c_1(t) \ c_2(t) \ u_1(t) \ u_2(t) \ 10u_3(t)]^T$, onde o peso 10 é aplicado a $u_3(t)$ para impor sua minimização em relação às outras duas variáveis manipuladas. O vetor de sinais de medição é definido como os erros de rastreamento: $y(t) = [r_1(t) - c_1(t) \ r_2(t) - c_2(t)]^T$. Para este sistema, no problema da Eq. (2.20), foi adotado $T_\infty(s, K) = T_{cd}(s, K)$ e $T_2(s, K) = T_{ud}(s, K)$.

4.1.3. SÍNTESE DE CONTROLADORES PI DESCENTRALIZADOS

O modelo de referência, $T_m(s)$, é definido como uma matriz de transferência diagonal:

$$T_m(s) = \begin{bmatrix} T_{m,1}(s) & 0 \\ 0 & T_{m,2}(s) \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Com funções de transferência de segunda ordem com um zero e atraso:

$$T_{m,i}(s) = \frac{\omega_{n,i}^2 (T_{z,i}s + 1) e^{-\tau_i s}}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{n,i} s + \omega_{n,i}^2}, \quad i = 1, 2. \quad (4.4)$$

Foi considerada a realização de espaço de estados da matriz de transferência do modelo de referência com aproximações de Padé de terceira ordem dos atrasos. Definimos $\tau_1 =$

27, $\omega_{n,1} = 0,05$, $\zeta_1 = 0,8$ e $T_{z,1} = 10$; $\tau_2 = 14$, $\omega_{n,2} = 0,06$, $\zeta_2 = 0,7$ e $T_{z,2} = 12$ para conseguir um bom compromisso entre a resposta de rastreamento de comando, desacoplamento entre malhas e esforço de controle. O bloco de controle PI descentralizado em termos dos parâmetros de otimização é representado como:

$$C(s) \triangleq \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & 0 & \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \theta_2 \\ \theta_3 & 0 & \theta_3 & 0 \\ 0 & \theta_4 & 0 & \theta_4 \end{array} \right], \quad (4.5)$$

onde $\theta_j = \frac{-1}{T_{i,j}}$, $\theta_{4+j} = k_{p,j}$, $j = 1, \dots, 2$.

Foi escolhido um desacoplador de segunda ordem que pode ser representado em termos dos parâmetros de otimização como:

$$D(s) = \left[\begin{array}{cccc|cccc|cc} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \theta_5 & \theta_6 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_7 & \theta_8 & & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ & \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & \theta_{13} & \theta_{14} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \theta_{15} & \theta_{16} & 0 \\ \hline \theta_{17} & \theta_{18} & \theta_{19} & \theta_{20} & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_{29} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_{31} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \theta_{25} & \theta_{26} & \theta_{27} & \theta_{28} & \theta_{33} \\ & & & & & & & & & \theta_{34} \end{array} \right]. \quad (4.6)$$

Foi considerado, primeiramente, a síntese de um controlador para garantir a resposta de rastreamento e o desacoplamento entre as duas malhas de controle, minimizando o erro de aproximação, $E(s)$. No problema (3.7), para $\lambda = [1 \ 0 \ 0]^T$ e $\epsilon = [\infty \ \infty \ \infty]^T$, foi obtido $\|E(s, K^*)\|_\infty = 0,0635$. Para minimizar o esforço de controle, em especial o sinal de controle $u_3(t)$, um segundo controlador foi calculado para obter um compromisso entre esforço de controle e rejeição de perturbações garantindo um limite máximo para o erro de aproximação. Considerando $\lambda = [0 \ 1 \ 5]^T$ e $\epsilon = [0,1 \ \infty \ \infty]^T$ foi obtido o seguinte controlador:

$$C^*(s) = \left[\begin{array}{cc} \frac{-0,0791(s+0,0198)}{s} & 0 \\ 0 & \frac{-0,08387(s+0,01414)}{s} \end{array} \right], \quad (4.7)$$

$$D^*(s) = \left[\begin{array}{cc} \frac{-0,8936(s^2 + 1,436s + 0,5809)}{s^2 + 0,2678s + 0,09802} & \frac{0,84991(s^2 - 0,8297s + 0,2582)}{s^2 + 0,5096s + 0,102} \\ \frac{-0,16657(s - 3,993)(s + 0,6301)}{s^2 + 0,2053s + 0,07262} & \frac{-2,1436(s + 0,2613)(s + 0,8367)}{(s + 0,1307)(s + 0,4902)} \\ \frac{0,3404(s + 0,01238)(s - 2,729)}{s^2 + 0,4079s + 0,1898} & \frac{-0,22214(s - 0,1256)(s + 2,195)}{s^2 + 0,5541s + 0,3834} \end{array} \right], \quad (4.8)$$

que resultou em $\|E(s, K^*)\|_\infty = 0,009999$, $\|T_\infty(s, K^*)\|_\infty = 2,4188$ e $\|T_2(s, K^*)\|_\infty = 0,2228$, sendo $K^*(s) = C^*(s)D^*(s)$.

4.1.4. ANÁLISE DE RESULTADOS

O controlador proposto, $K^*(s)$, será comparado com o controlador PI descentralizado com desacoplador apresentado em Jin *et al.* (2014) e o seguinte controlador PI centralizado calculado pela metodologia proposta em Shen *et al.* (2014) para $k_{p,1} = 0,02$ e $k_{p,2} = 0,04$:

$$K_0(s) = \begin{bmatrix} \frac{0,25985(s + 0,00609)}{s} & \frac{-0,2041(s + 0,000618)}{s} \\ \frac{-0,56254(s + 0,01194)}{s} & \frac{0,78878(s + 0,01395)}{s} \\ \frac{0,1588(s + 0,0273)}{s} & \frac{-0,06409(s + 0,05032)}{s} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Este controlador apresenta melhor desempenho do que o controlador apresentado em Shen *et al.* (2014), devido às escolhas de $k_{p,1}$ e $k_{p,2}$ que são mais adequadas para os tempos de atraso do modelo de processo considerados neste trabalho, Eq. (4.1), que correspondem ao modelo original do processo (Vlachos, 2002).

Foi considerado a integral do erro ao quadrado como índice de desempenho para comparar os diferentes controladores:

$$ISE_i \triangleq \int_0^{\infty} [r_i(t) - c_i(t)]^2 dt, \quad (4.10)$$

$$ISE_t \triangleq \sum_{i=1}^m ISE_i. \quad (4.11)$$

Os três sistemas foram simulados em malha fechada, para cada um dos três controladores, para avaliar o desempenho para mudanças nos sinais de referência e de perturbação. Os sistemas de controle são simulados no Simulink® para MATLAB®, considerando as restrições das variáveis manipuladas e os blocos de atraso de tempo em vez de aproximações de Padé. Seja $\mathbf{1}(t - \tau)$ um sinal degrau unitário no tempo τ , que é nulo para $t < \tau$ e igual a 1 para $t \geq \tau$. Na primeira simulação, consideramos os sinais de referência como $r_1(t) = 0,5 \times \mathbf{1}(t)$ e $r_2(t) = 0,5 \times \mathbf{1}(t - 1200)$. As respostas transitórias são apresentadas nas Figs. 4.2 e 4.3.

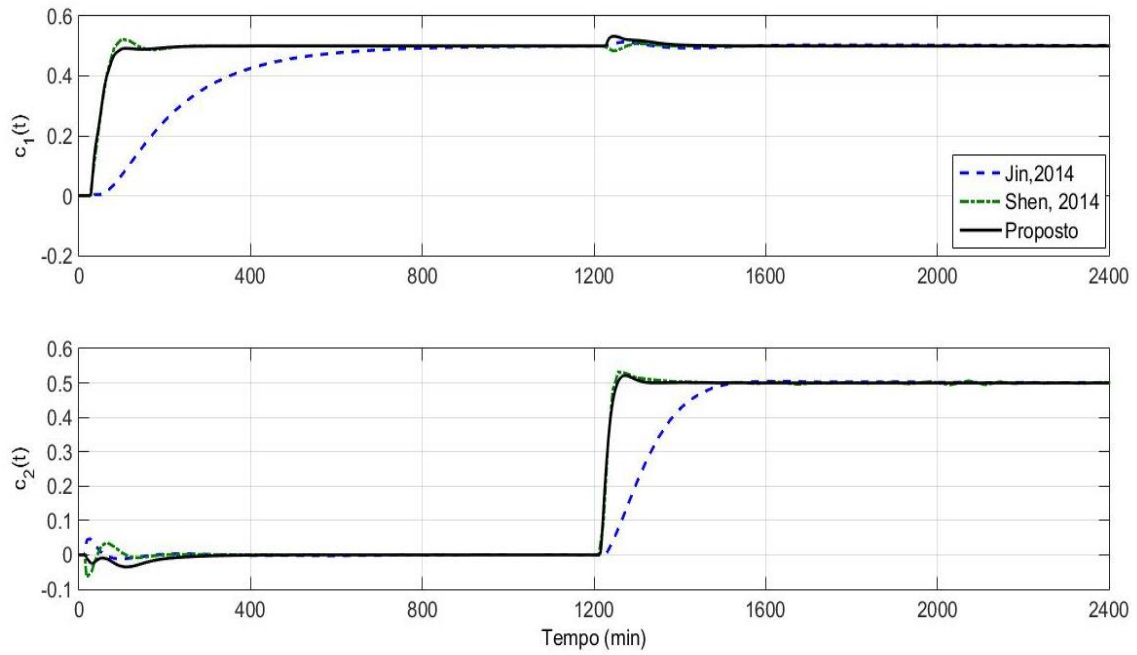


Figura 4.2. Respostas transitórias das saídas controladas do processo Shell para variações dos sinais de referência.

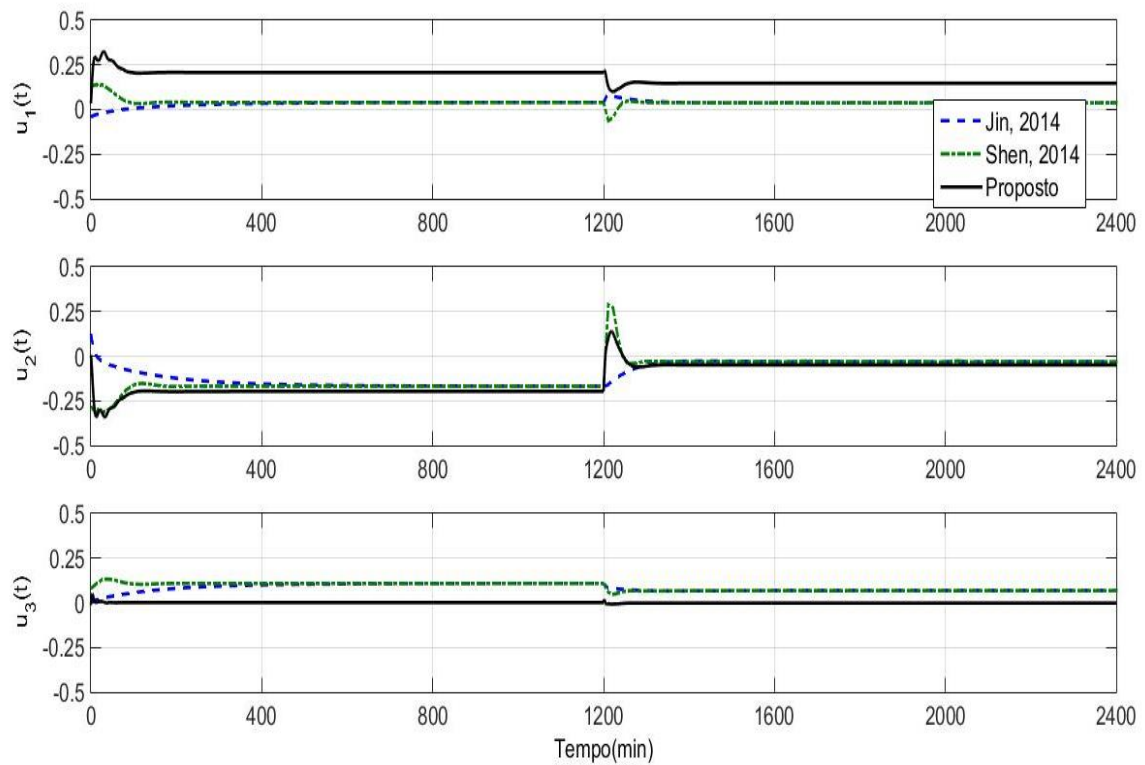


Figura 4.3. Respostas transitórias das variáveis manipuladas do processo Shell para variações dos sinais de referência.

O controlador proposto apresenta desempenho da resposta de rastreamento similar em relação a $K_0(s)$, ambos com respostas transitórias mais rápidas do que o controlador apresentado em Jin (2014). Uma vez que na simulação desenvolvida o sinal de referência para a

saída 1 foi igualado ao limite máximo da variável, é aceitável que $c_1(t)$ possa violar a restrição de $c_1(t) \leq 0,5$ por um curto período de tempo nas variações dos sinais de referência. O controlador proposto é o único que minimiza o uso da entrada $u_3(t)$, também um objetivo do problema. Nos outros trabalhos, em que não é realizada a minimização, as entradas $u_3(t)$ oscilam em torno de 0,125. Com todos os controladores analisados, as entradas de controle não atingiram os valores limites, não ocorrendo a saturação das mesmas.

As integrais do erro ao quadrado para as mudanças nos sinais de referência são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Desempenho do controle de processo Shell para variações dos sinais de referência.

	Jin (2014)	Shen (2014)	Proposto
ISE_1	40,2633	10,3966	10,2963
ISE_2	22,1534	6,2072	6,2127
ISE_t	62,4167	16,6038	16,5090

De acordo com a integral do erro ao quadrado, para a saída $c_1(t)$ o controlador proposto obteve ISE_1 , substancialmente menor que o apresentado por Jin (2014) e ligeiramente menor que o proposto por Shen (2014). Já em relação à saída $c_2(t)$, o projeto proposto foi levemente superior ao Shen (2014) e inferior ao apresentado por Jin (2014). Porém, o ISE_t do controlador apresentado, que representa o erro quadrático total, continua sendo inferior aos demais controladores, o que mostra a eficácia do método utilizado. Portanto, apesar do controlador exposto por Shen (2014) apresentar resultados próximos ao controlador proposto, não atinge o objetivo de minimizar a entrada $u_3(t)$.

Na segunda simulação, consideramos os sinais de perturbação como $d_1(t) = 0.5 \times \mathbf{1}(t - 100) - 0.5 \times \mathbf{1}(t - 500)$ e $d_2(t) = 0.5 \times \mathbf{1}(t - 1300) - 0.5 \times \mathbf{1}(t - 1700)$. As respostas transitórias são apresentadas nas Figs. 4.4 e 4.5 e os erros integrais quadráticos são apresentados na Tabela 4.2.

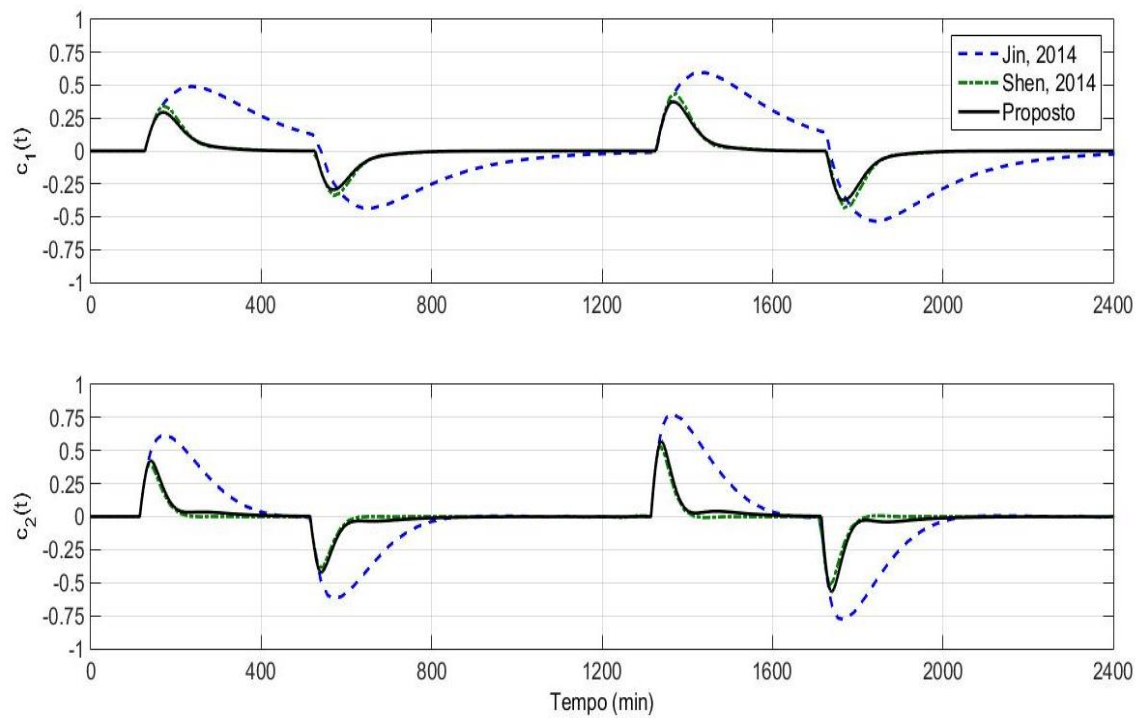


Figura 4.4. Resposta transitória aos distúrbios das variáveis controlados do processo Shell.

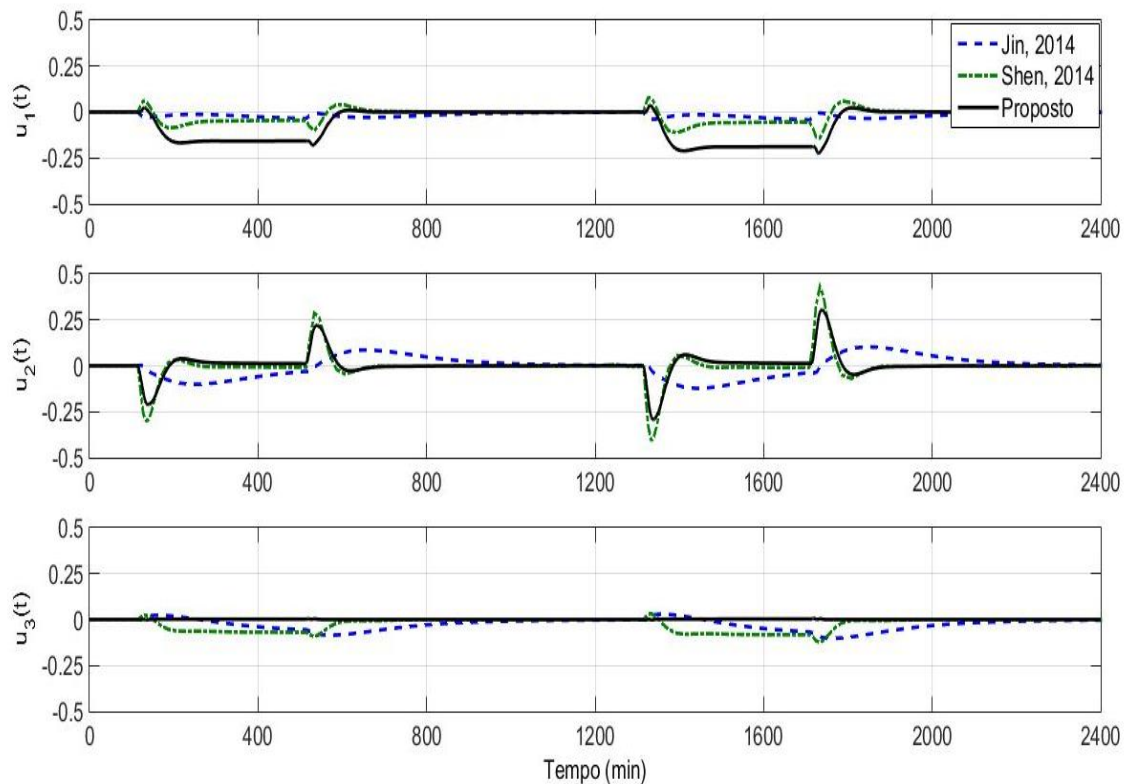


Figura 4.5. Respostas transitórias aos distúrbios das variáveis manipuladas do processo Shell.

O controlador proposto apresenta resultados mais rápidos ou semelhantes em relação à velocidade de resposta, sem alcançar a saturação das variáveis manipuladas. Novamente, nota-se que o controlador apresentado alcança seu objetivo de minimização da entrada $u_3(t)$ com êxito, praticamente zerando-a.

Tabela 4.2. Desempenho para distúrbios do controle de processos Shell.

	Jin (2014)	Shen (2014)	Proposto
ISE_1	207,4046	34,6741	27,1970
ISE_2	210,8506	27,4214	34,5486
ISE_t	418,2552	62,0955	61,7457

Conforme Tabela 4.3, considerando os erros devido aos distúrbios, para a saída $c_1(t)$ o controlador apresentado obteve ISE_1 substancialmente menor que o proposto por Jin (2014) e menor que o proposto por Shen (2014). Já em relação à saída $c_2(t)$, o projeto proposto tem desempenho pior do que o Shen (2014) e melhor do que o apresentado por Jin (2014). O ISE_t do controlador apresentado se mantém mais baixo que os demais controladores, o que mostra a eficácia do método utilizado.

4.1.5. CONCLUSÃO

O processo padrão Shell é um sistema multivariável não quadrado com três entradas e duas saídas, com múltiplos atrasos de tempo e interações fortes entre as malhas. O objetivo principal de controle é manter as saídas do processo dentro das especificações de estado estacionário e minimizar o esforço de controle da terceira entrada, sujeito às restrições da primeira saída ser mantida em uma faixa de valores durante todo o tempo e que os distúrbios sejam rejeitados.

Foi escolhido um desacoplador de segunda ordem, com zeros, e o modelo com funções de transferência de segunda ordem com um zero e atraso, sendo considerado a síntese do controlador para garantir a resposta de rastreamento e o desacoplamento entre as duas malhas de controle, minimizando a variável manipulada especificada e rejeitando as perturbações e minimização do esforço de controle da terceira entrada. O sistema foi simulado em malha fechada com os controladores propostos nesta dissertação, por Shen *et al.* (2014) e Jin *et al.* (2014), para avaliar o desempenho do processo devido às mudanças nos sinais de referência e aplicação de perturbações, sujeitos as restrições das variáveis manipuladas.

Como resultado, na primeira simulação, o controlador proposto possui resposta transitória das saídas controladas satisfatória, pois atende as restrições de saturação. Apresenta respostas transitórias mais rápidas do que o controlador proposto por Jin *et al.* (2014), mas bastante similares em relação ao Shen *et al.* (2014), além de ser o único a minimizar o uso da terceira entrada. Em relação à integral do erro quadrático, o controlador exposto por Shen *et al.* (2014) apresenta resultados próximos ao controlador apresentado, mas apresenta o maior esforço de controle da entrada $u_3(t)$. Na segunda simulação, analisando a resposta aos distúrbios, vê-se que os controladores propostos neste trabalho e por Shen *et al.* (2014) atuam de forma semelhante e são notavelmente mais rápidos, com melhor atenuação às perturbações,

que o proposto por Jin *et al.* (2014). Manteve-se o menor valor da integral do erro quadrático e menor esforço de controle da terceira entrada.

De forma geral, o controlador proposto desacoplou as malhas de controle, minimizou o erro de rastreamento e o esforço de controle da variável manipulada adicional, além de conseguir rejeição às perturbações.

4.2. Problema de controle de flotação em coluna

4.2.1. INTRODUÇÃO

O beneficiamento de minérios por flotação é uma operação importante na economia. Devido à importância do processo, as máquinas de flotação têm apresentado um constante aprimoramento (Persechini, 2001). As primeiras colunas de flotação industriais entraram em operação na década de 80 e, a partir de então, apresentam crescimento de utilização e novas técnicas de operações (Guimarães e Peres, 1995). A flotação em coluna é um processo multivariável instável em malha aberta, com três entradas e duas saídas, cujo principal objetivo de controle é garantir o rendimento metalúrgico estabelecido para a operação do processo.

De acordo com Persechini (2001), para a coluna operando em condições estáveis, observa-se o material em três fases: polpa, ou flotado, interface polpa/espuma e espuma estabilizada. A polpa ocupa aproximadamente dois terços da altura total da coluna, o ar introduzido em sua base tem o efeito de gerar bolhas ascendentes e reunir as partículas hidrofóbicas, levando-as para a espuma. Este processo forma uma espuma mineralizada que transborda no topo da coluna. A água de lavagem é adicionada para estabilizar a espuma e substituir a água de processo na fração flotada. O material não flotado é retirado pelo fundo da coluna, enquanto as partículas do mineral útil são retiradas no flotado. A coluna piloto de flotação utilizada nas simulações aqui realizadas é apresentada na Fig. 4.6.

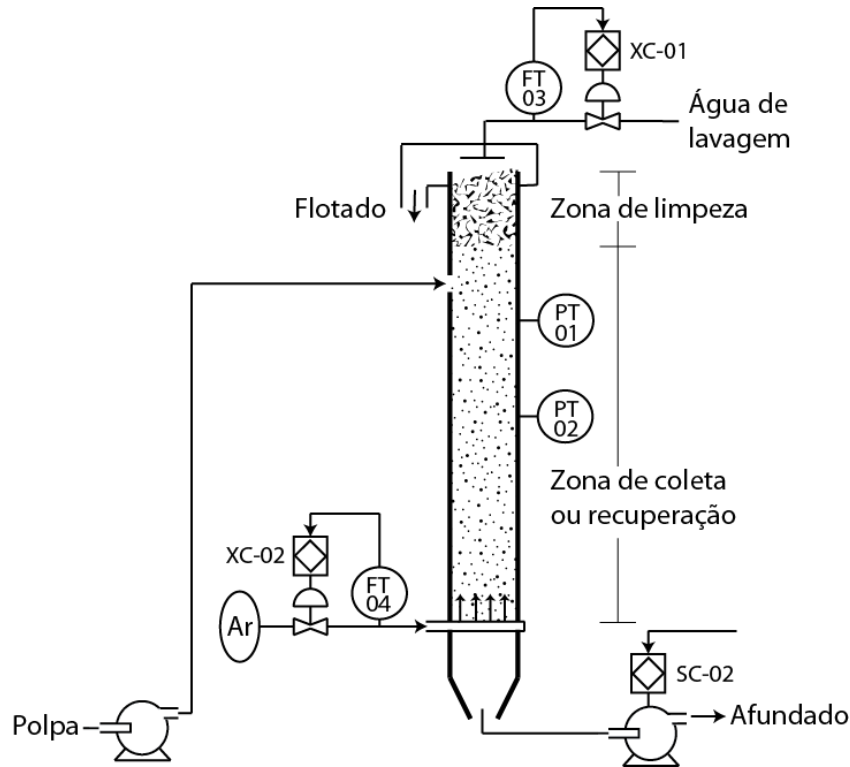


Figura 4.6. Diagrama esquemático da coluna piloto de flotação e instrumentação associada.

As variáveis manipuladas relacionadas com o processo são as vazões da água de lavagem, da remoção do afundado e da alimentação de ar. As variáveis controladas são a recuperação e o teor do mineral útil no concentrado. O objetivo principal de controle é estabilizar a coluna em valores pré-estabelecidos da altura da camada de espuma, do *holdup* de ar na zona de coleta e do *bias*. O *bias* é definido como a vazão de água fluindo através da camada de espuma (Finch e Dobby, 1990) e o *holdup* como a fração volumétrica de ar em determinada zona da coluna (Persechini, 2001). O rendimento metalúrgico que se deseja obter da coluna depende do controle adequado destes valores.

4.2.2. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O problema de controle definido para o processo de flotação é manter a altura da camada de espuma, h , e o *holdup* de ar na zona de coleta, ε_{gcz} , em seus valores de referência. As variáveis manipuladas são o sinal de controle U_w , associado à vazão de água de lavagem, Q_w ; o sinal de controle U_g , relacionado com a vazão de ar, Q_g ; e sinal de controle U_T , associado à vazão de material não flotado, Q_T . Os sinais de controle variam na faixa de 0 – 100%. Nesta dissertação, são consideradas como variáveis manipuladas os sinais de controle, $u(t) = [U_w(t) \ U_g(t) \ U_T(t)]^T$, e como saídas do processo a altura da camada de espuma e o *holdup* de ar na zona de coleta, $c(s) = [h(t) \ \varepsilon_{gcz}(t)]^T$. Para modelagem deste processo, adotou-se a matriz de transferência não quadrada em malha aberta (Persechini, 2001):

$$P(s) = \begin{bmatrix} \frac{-0,034e^{-10s}}{s} & \frac{(-3598,8s^2 - 4,098s - 0,015)e^{-60s}}{s(80,68s+1)(486,46s+1)} & \frac{0,16}{s} \\ \frac{0,18e^{-20s}}{94,91s+1} & \frac{0,37e^{-60s}}{48,26s+1} & \frac{0,016}{38,11s+1} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

As constantes de tempo e os tempos de atraso estão em minutos. Uma das razões para inclusão deste exemplo é o fato do modelo apresentar funções de transferência instáveis em malha aberta, dificuldade adicional que limita o leque de metodologias de síntese que podem tratar este problema. Para aplicação do método de síntese proposto, o sistema é representado através de um modelo em espaço de estados de ordem 23, que aproxima os atrasos em tempo contínuo por funções de transferência racionais baseadas na aproximação de Padé de terceira ordem, Eq. (4.2).

O vetor de entradas exógenas é definido como os sinais de referência e ruídos de medição, $w(t) = [r_1(t) \ r_2(t) \ n_1(t) \ n_2(t)]^T$. As variáveis de desempenho são definidas como as variáveis de saída e variáveis manipuladas, $z(t) = [h(t) \ \varepsilon_{gcz}(t) \ U_W(t) \ U_g(t) \ U_T(t)]^T$. O vetor das variáveis de medição são as saídas controladas considerando ruído de medição, $y(t) = [h(t) + n_1(t) \ \varepsilon_{gcz}(t) + n_2(t)]^T$.

O objetivo de controle é obter um controlador que minimize o erro de rastreamento e o acoplamento entre as duas malhas de controle, evite a saturação das variáveis manipuladas e atenuar o efeito de ruídos de medição sobre as variáveis manipuladas.

4.2.3. SÍNTESE DE CONTROLADORES PI DESCENTRALIZADOS

Assim como o exemplo anterior, o modelo de referência, $T_m(s)$, é definido como uma matriz de transferência diagonal:

$$T_m(s) = \begin{bmatrix} T_{m,1}(s) & 0 \\ 0 & T_{m,2}(s) \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Com funções de transferência de terceira ordem, com zero e atraso:

$$T_{m,i}(s) = \frac{\omega_{n,i}^2 (T_{z,i}s+1)e^{-\tau_i s}}{(T_{p,i}s+1)(s^2+2\zeta_i\omega_{n,i}s+\omega_{n,i}^2)}, i = 1,2. \quad (4.14)$$

Foi considerada a realização de espaço de estados da matriz de transferência do modelo de referência com aproximações de Padé de terceira ordem dos atrasos de tempo contínuos para aproximar estes atrasos em funções lineares no tempo. Definiu-se $\tau_1 = 0$, $\omega_{n,1} = 0,08$, $\zeta_1 = 0,8$, e $T_{z,1} = 35$; $T_{p,1} = 20$; $\tau_2 = 20$, $\omega_{n,2} = 0,0012$, $\zeta_2 = 0,8$; $T_{z,2} = 25$ e $T_{p,2} = 10$ para conseguir um bom compromisso entre a resposta de rastreamento de comando, desacoplamento entre malhas e esforço de controle.

O bloco de controle PI descentralizado em termos de parâmetros de otimização é representado como na Eq. (4.5) e foi escolhido um desacoplador de primeira ordem que pode ser representado em termos dos parâmetros de otimização como:

$$D(s) = \left[\begin{array}{cccccc|cc} \theta_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \theta_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \theta_7 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \theta_8 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_9 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_{10} & 0 & 1 \\ \hline \theta_{11} & \theta_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_{13} & \theta_{14} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_{15} & \theta_{16} & 0 & 0 \end{array} \right]. \quad (4.15)$$

Foi considerado, primeiramente, a síntese de um controlador para garantir a resposta de rastreamento e o desacoplamento entre as duas malhas de controle, minimizando o erro de aproximação, $E(s)$. Para $\lambda = [1 \ 0 \ 0]^T$ e $\epsilon = [\infty \ \infty \ \infty]^T$, foi obtido $\|E(s, K_1^*)\|_\infty = 0,1089$, $K_1^*(s) = C_1^*(s)D_1^*(s)$,

$$C_1^*(s) = \left[\begin{array}{cc} \frac{3,272s+0,07257}{s} & 0 \\ 0 & \frac{-0,06731s-0,003191}{s} \end{array} \right], \quad (4.16)$$

$$D_1^*(s) = \left[\begin{array}{cc} \frac{-1,444}{s+4,243} & \frac{0,02451}{s+8,884} \\ \frac{-3,814}{s+0,5622} & \frac{-0,5493}{s+1,723} \end{array} \right]. \quad (4.17)$$

Em Persechini (2004), é apresentado um controle descentralizado PI e a análise transitória é desenvolvida considerando o ponto de operação alcançado para $r(t) = [90 \ 19,2]^T$. Com base nos resultados da simulação, este controlador requer que as variáveis manipuladas sejam iguais a $u_0 = [57,94 \ 0,3511 \ 123,4]^T$ para atingir o mesmo ponto de operação. Apesar de atender o primeiro objetivo de minimizar o erro de aproximação, foi verificado pela simulação que este controlador não é adequado, já que ocorre saturação do sinal de controle U_T , sendo $U_T = 123,4 > 100\%$ em estado estacionário.

Um segundo controlador foi calculado definindo $T_\infty(s) = U_T(s)/R(s)$, $\lambda = [0 \ 1 \ 0]^T$ e $\epsilon = [0,3 \ \infty \ \infty]^T$ para garantir um erro de aproximação aceitável e minimizar o esforço de controle $U_T(t)$. O controlador obtido, $K_2^*(s) = C_2^*(s)D_2^*(s)$, é dado por:

$$C_2^*(s) = \left[\begin{array}{cc} \frac{2,5s+0,06266}{s} & 0 \\ 0 & \frac{(0,2593s+0,01517)}{s} \end{array} \right], \quad (4.18)$$

$$D_2^*(s) = \left[\begin{array}{cc} \frac{-1,051}{s+5,545} & \frac{0,02311}{s+4,318} \\ \frac{2,866}{s+6,64} & \frac{0,2581}{s+0,6393} \end{array} \right]. \quad (4.19)$$

Este controlador resulta em $\|E(s, K_2^*)\|_\infty = 0,30$ e $\|T_\infty(s, K_2^*)\|_\infty = 4,25$. Com este controlador o ponto de operação é alcançado com $u_0 = [28,26 \ 22,76 \ 81,32]^T$, não sendo verificado na simulação a saturação dos sinais de controle.

Calculou-se um terceiro controlador considerando $T_\infty(s)R(s) = U_T(s)$, $T_2(s)N(s) = U(s)$, $\lambda = [0 \ 0 \ 1]^T$ e $\epsilon = [0,35 \ 4,50 \ \infty]^T$ para garantir um erro de aproximação

aceitável, a minimização de $U_T(t)$, além de otimizar a atenuação dos ruídos de medição. O controlador obtido, $K_3^*(s) = C_3^*(s)D_3^*(s)$, é dado por:

$$C_3^*(s) = \begin{bmatrix} \frac{0,2494(s+0,02166)}{s} & 0 \\ 0 & \frac{0,0790334(s+0,08151)}{s} \end{bmatrix}, \quad (4.20)$$

$$D_3^*(s) = \begin{bmatrix} \frac{-1,3237}{s+0,6472} & \frac{0,5116}{s+0,5249} \\ \frac{-0,0213}{s+0,1725} & \frac{1,7671}{s+1,727} \\ \frac{4,6078}{s+0,3442} & \frac{4,0886}{s+1,003} \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Este controlador resultou em $\|E(s, K_3^*)\|_\infty = 0,35$, $\|T_\infty(s, K_3^*)\|_\infty = 1,58$ e $\|T_2(s, K^*)\|_\infty = 1,58$.

4.2.4. ANÁLISE DE RESULTADOS

Partindo do ponto de operação, o processo foi simulado para aplicações de degraus nos sinais de referência, de forma análoga aos experimentos descritos em Persechini (2004). O valor de referência da altura da camada de espuma foi alterado de 90 para 80 cm no tempo 0 s e o valor de referência do *holdup* de ar na zona de coleta foi mudado de 19,2 para 18,2 cm no tempo 800 s. Adiciona-se ruído branco limitado às duas variáveis de saída, $y_i(t) = c_i(t) + n_i(t)$, $i = 1, 2$, com potência de ruído igual a 0,05.

As Figs. 4.7 e 4.8 apresentam as respostas transitórias das saídas controladas e variáveis manipuladas, respectivamente, para o controlador K_2^* , ao passo que as Figs. 4.9 e 4.10 para o controlador K_3^* . Também são apresentadas as respostas obtidas para o controlador apresentado em Persechini (2004), mas vale ressaltar que se trata de um controlador PI descentralizados, que fixa manualmente a terceira variável manipulada em $U_T(t) = 66\%$, e que é projetado para um modelo simplificado diferente do adotado nas simulações desenvolvidas nesta dissertação.

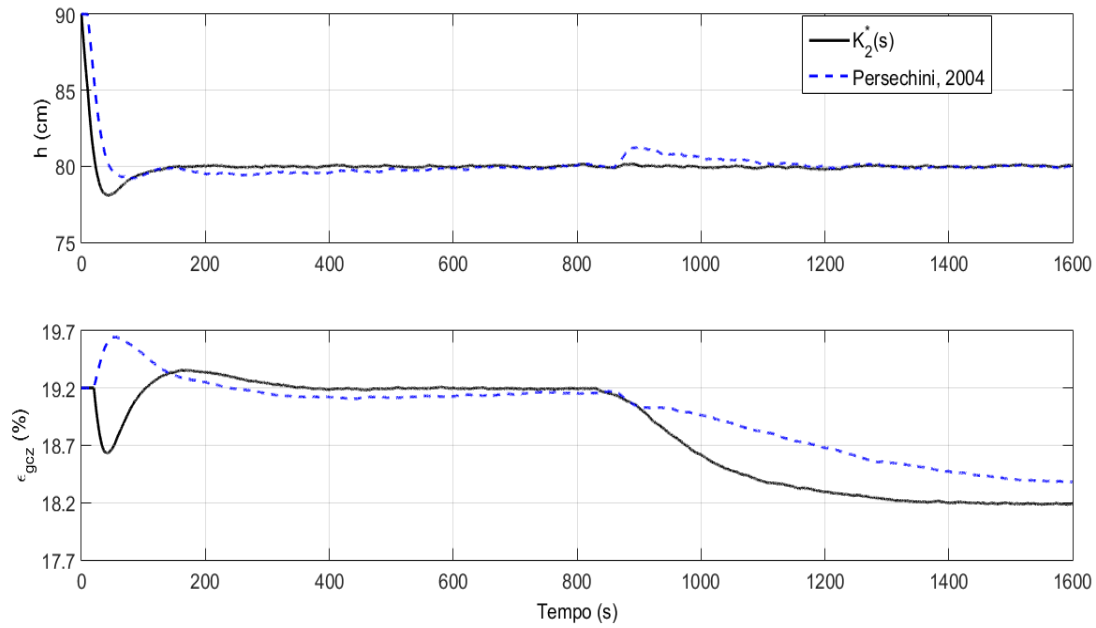


Figura 4.7. Resposta transitória das saídas controladas do processo de flotação em coluna com K_2^* .

Ao alterar o valor de referência da altura da camada de espuma de 90 para 80 *cm*, o controlador proposto atinge a nova referência de altura mais rapidamente, assentando em 80 *cm* com tempo menor que 200 *s*. Nota-se, também, o bom desacoplamento de h em relação à variação da referência de ϵ_{gcz} em $t = 800$ *s*. Optou-se por obter um controlador com resposta mais lenta para a alteração da referência do *holdup*, em relação ao controle de h , com intuito de resultar um melhor desacoplamento em relação à variação do sinal de referência da altura da camada de espuma. O controlador K_2^* conseguiu atender os parâmetros de desempenho de forma satisfatória, obteve resposta transitória das saídas controladas mais rápidas, além de conseguir o desacoplamento entre as malhas de controle.

De acordo com a Fig. 4.8, ao contrário de K_1^* , ao incluir o segundo objetivo de minimizar a variável manipulada U_T no problema de controle, K_2^* apresenta todas as variáveis manipuladas na faixa de 0 – 100%, evitando saturação. É verificado que os ruídos de medição afetam as variáveis manipuladas e deste modo foi realizado o terceiro projeto para verificar a possibilidade de atenuação deste efeito.

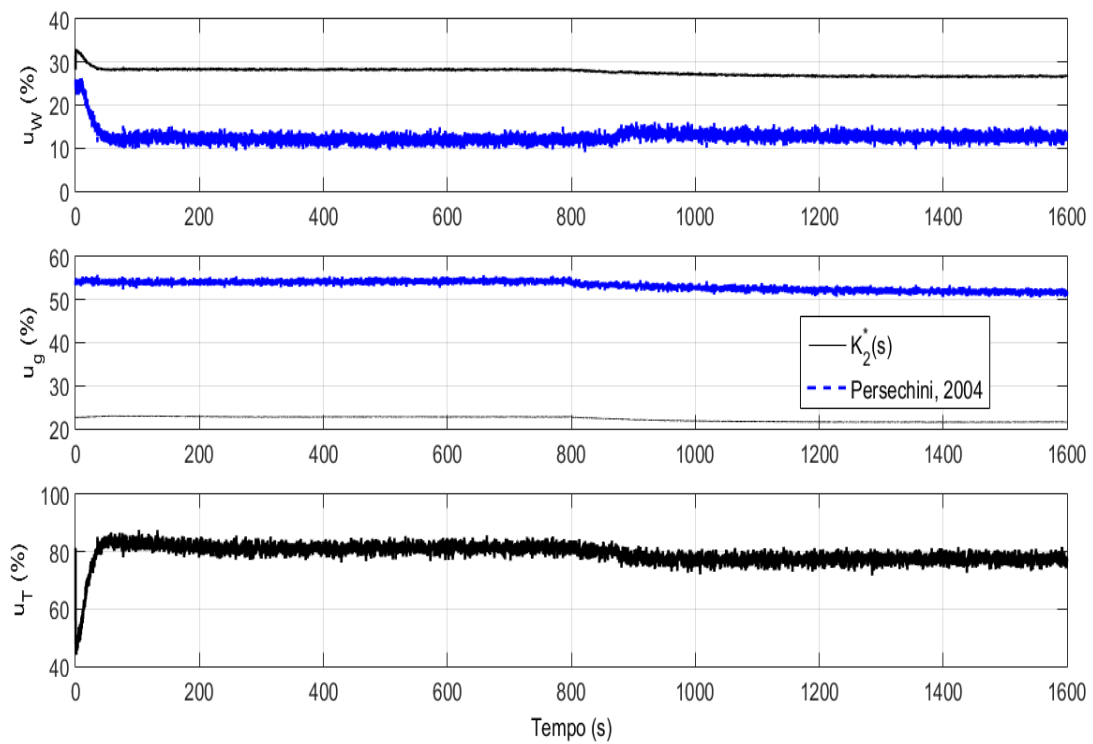


Figura 4.8. Resposta transitória das variáveis manipuladas do processo de flotação em coluna com K_2^* .

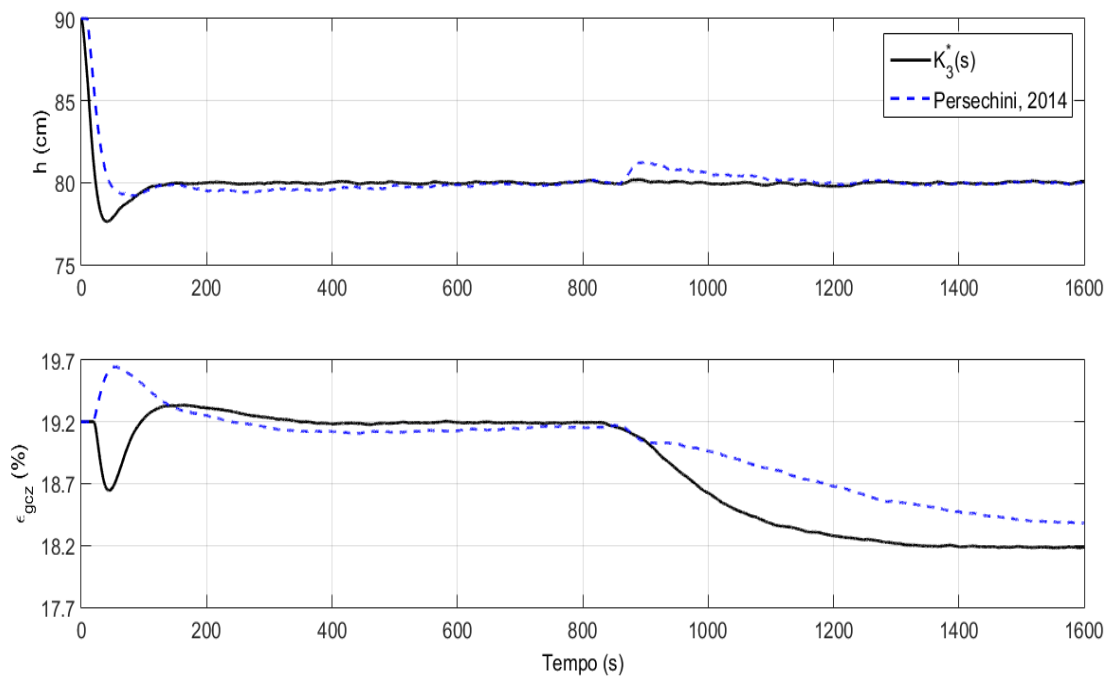


Figura 4.9. Resposta transitória das saídas controladas do processo de flotação em coluna com K_3^* .

As respostas transitórias das saídas controladas por K_3^* , apresentadas na Fig. 4.9, possuem praticamente as mesmas características gráficas em relação à K_2^* , mostradas na Fig. 4.7. O controlador K_3^* conseguiu atender os parâmetros de desempenho de forma satisfatória, obtendo resultados semelhantes ao anterior. A resposta se mantém mais rápida em todas as

variações, além do bom desacoplamento entre as malhas de controle. Portanto, ao adicionar a minimização dos efeitos dos ruídos de medição como terceiro objetivo de controle, as características da resposta transitória das saídas controladas pelo terceiro controlador permaneceram satisfatórias.

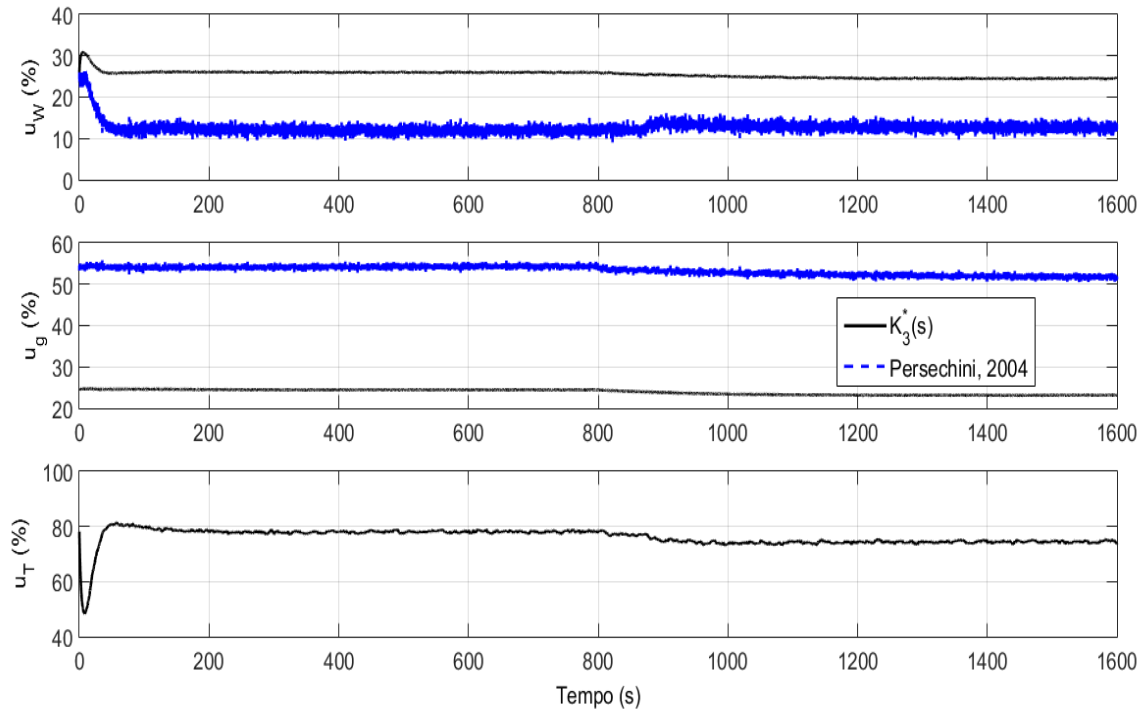


Figura 4.10. Resposta transitória das variáveis manipuladas do processo de flotação em coluna com K_3^* .

Assim como com K_2^* , ao incluir o segundo objetivo, K_3^* também apresenta todas as variáveis manipuladas na faixa de 0 – 100%. Ao acrescentar o terceiro objetivo de minimizar os efeitos dos ruídos, as respostas transitórias das variáveis manipuladas com o controlador K_3^* , apresentadas na Fig. 4.10, apresentam menor sensibilidade aos efeitos ruidosos quando comparado à K_2^* e à Persechini (2004).

Tabela 4.3. Desempenho do processo de flotação em coluna para alterações nos valores de referência.

	<i>Persechini, 2004</i>	$K_2^*(s)$	$K_3^*(s)$
ISE_1	2.060,5	803,45	1.078,3
ISE_2	283,27	151,46	1.52,15
ISE_t	2.343,7	954,91	1.230,4

As integrais dos erros quadráticos referentes às variações em degrau nos valores de referência são apresentadas na Tabela 4.3. De acordo com a Tabela 4.3, o controlador K_2^* possui menor integral do erro quadrático em todas as comparações. Para melhorar a atenuação dos ruídos de medição, o controlador K_3^* resulta em integrais de erro quadrático mais elevadas, quando comparadas ao segundo controlador proposto e apresenta ISE_t 28,5% maior que o

erro total obtido por K_2^* devido à adição do objetivo da minimização dos efeitos dos ruídos de medição.

4.2.5. CONCLUSÃO

A flotação em coluna é um processo multivariável, não quadrado, com três entradas e duas saídas, e múltiplos atrasos de tempo. O sistema é instável em malha aberta e possui forte interação entre as malhas. Seu principal objetivo de controle é garantir o rendimento metalúrgico estabelecido para a operação do processo. O problema de controle definido para o processo de flotação é manter a altura da camada de espuma e o *holdup* de ar em seus valores de referência, o objetivo é obter um controlador que minimize o erro de rastreamento e o acoplamento entre as duas malhas de controle, evite a saturação das variáveis manipuladas e atenuar o efeito de ruídos de medição sobre as variáveis manipuladas.

O controlador projetado é de primeira ordem e p modelo possui funções de transferência de segunda ordem com zero, polo e atraso. A síntese do controlador para garantir a resposta de rastreamento e o desacoplamento entre as duas malhas de controle, minimizando o erro de aproximação, obteve o erro de rastreamento satisfatório, porém saturou o sinal de controle da vazão de flotado. Para garantir uma aproximação de erro aceitável e minimizar o esforço de controle $U_T(t)$, um segundo controlador foi calculado, o que resultou em um bom erro de aproximação e minimização do esforço de controle da vazão de flotado. Com isso, o segundo controlador atendeu os parâmetros de desempenho de forma satisfatória. Obteve, também, a resposta mais rápida em todas as variações e desacoplamento semelhante entre as malhas de controle. Para minimizar o efeito dos ruídos de medição, a resposta do controlador K_3^* se manteve mais rápida e o desacoplamento entre as malhas de controle foi satisfatória. Portanto, ao adicionar a minimização do ruído como objetivo de controle, as características da resposta transitória das saídas controladas pelo terceiro controlador permaneceram aproximadamente as mesmas, e a atenuação do ruído de medição foi efetiva.

Ao analisar a integral do erro quadrático, o segundo controlador possui o menor valor em todas as comparações. O controlador $K_3^*(s)$ resulta em um melhor compromisso entre o desempenho de rastreamento, mensurado pela integral do erro quadrático, e a atenuação do efeito dos ruídos de medição.

Através dos múltiplos objetivos considerados na formulação do problema de controle, é possível obter um controlador que otimize o desempenho de rastreamento, desacople as malhas de controle, minimize o esforço de controle da variável manipulada adicional e, ainda, atenuar o ruído de medição, o que não é possível com a maioria dos métodos existentes na literatura, em especial métodos analíticos que não envolvem otimização.

4.3. Problema de controle da destilaria de petróleo bruto

4.3.1. INTRODUÇÃO

Este exemplo descreve o controle de qualidade dos produtos retirados de uma unidade de destilaria de petróleo bruto, cujo diagrama de fluxo é apresentado na Figura 4.11 (Muske, 1991). A unidade de destilaria executa a destilação inicial do petróleo bruto em várias frações para se tornar matéria prima para outras unidades de processamento ou parte de misturas de produtos (Muske, 1991). O objetivo geral de controle é manter a qualidade constante, apesar das variações na matéria prima e das condições de funcionamento da destilaria.

Segundo Muske (1991), na unidade Sakai Cosmo, o petróleo é bombeado de tanques de armazenamento e, após o processo de dessalinização, é pré-aquecido. O petróleo é então parcialmente vaporizado em dois aquecedores paralelos alimentados por gases de combustíveis. O vapor e o líquido dos aquecedores entram na *flash zone* na parte inferior da coluna. Esta unidade é operada para separar o petróleo em seis frações: gás combustível, nafta, querosene (KERO), gasóleo leve (LGO), gasóleo pesado (HGO) e óleo residual (RESID). O gás combustível e a nafta saem da coluna como correntes de vapor e de líquido, respectivamente. KERO, LGO e HGO são removidos para um sistema a parte. O óleo residual sai como o produto de fundo. KERO, LGO, HGO são filtrados a vapor para remover as extremidades leves. O óleo residual é filtrado pelo vapor de água que é injetado diretamente na parte inferior da coluna.

A torre de petróleo bruto é equipada com três sistemas de remoção: o sistema de condensação, o bombeamento circular nafta pesada e a bombeamento circular de LGO. Os sistemas de bombeamento circulares são projetados para nivelar o fluxo de líquidos e vapores na coluna e para maximizar a recuperação de calor. A temperatura máxima da torre é regulada pela manipulação do fluxo externo.

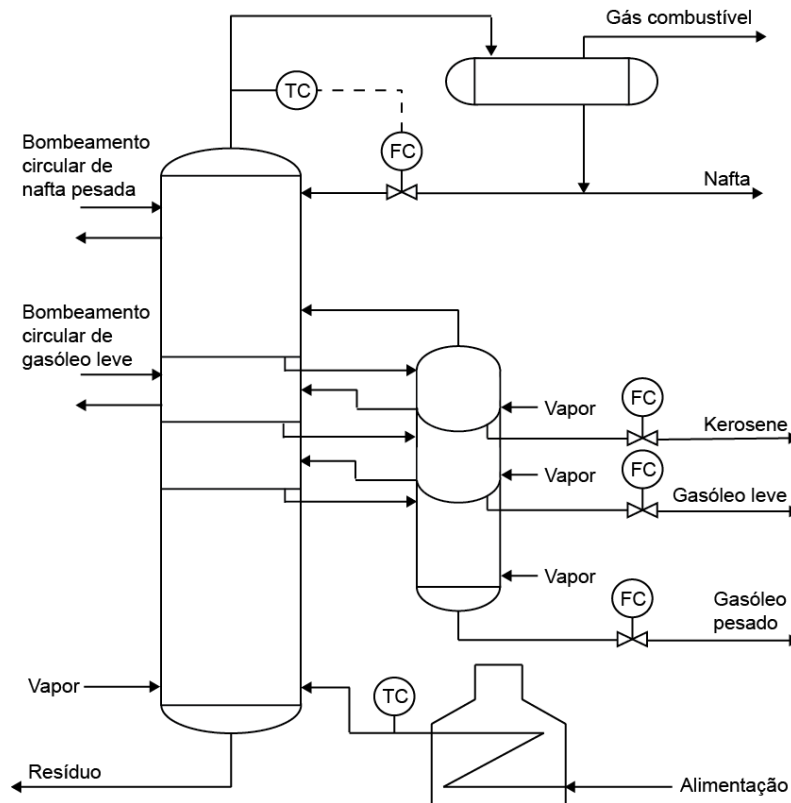


Figura 4.11. Diagrama de fluxo da unidade de destilação de petróleo bruto.

As cinco variáveis manipuladas são: temperatura no topo, u_1 , vazão de querosene, u_2 , vazão de gasóleo leve, u_3 , vazão de gasóleo pesado, u_4 , e temperatura de saída do aquecedor, u_5 . As duas últimas variáveis manipuladas são mantidas em valores de repouso ideais. As três primeiras variáveis de saída do processo são as temperaturas de ponto de corte: NAFTA / KERO, y_1 , KERO / LGO, y_2 , e LGO / HGO, y_3 . A quarta saída do processo é o refluxo interno de vapor (do inglês, *overflow*), que pode variar dentro de uma zona especificada pelo usuário. As variáveis manipuladas u_4 e u_5 podem ser utilizadas para manter o valor da variável controlada y_4 dentro de seus valores limites.

O método apresentado nesta dissertação é comparado aos métodos propostos por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014).

4.3.2. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Os modelos de processo foram derivados para três tipos diferentes de matéria prima em Muske (1991). Por razões de comparação com Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) é considerado o segundo modelo do processo, “Bruto No. 2”, com cinco entradas e quatro saídas (Muske, 1991):

$$P(s) = \begin{bmatrix} \frac{3,8(16s+1)}{140s^2+14s+1} & \frac{2,9e^{-6s}}{10s+1} & 0 & 0 & \frac{-0,73(-16s+1)e^{-4s}}{150s^2+20s+1} \\ \frac{3,9(4,5s+1)}{96s^2+17s+1} & \frac{6,3}{20s+1} & 0 & 0 & \frac{16se^{-2s}}{(5s+1)(14s+1)} \\ \frac{3,8(4,5s+1)}{23s^2+13s+1} & \frac{6,1(12s+1)e^{-s}}{37s^2+34s+1} & \frac{3,4e^{-2s}}{6,9s+1} & 0 & \frac{22se^{-2s}}{(5s+1)(10s+1)} \\ \frac{-1,62(5,3s+1)e^{-s}}{13s^2+13s+1} & \frac{-1,5(3,1s+1)}{5,1s^2+7,1s+1} & \frac{-1,3(7,6s+1)}{4,7s^2+7,1s+1} & \frac{-0,6e^{-s}}{2s+1} & \frac{0,32(-9,1s+1)e^{-s}}{12s^2+15s+1} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Para aplicação do método de síntese proposto, o sistema é representado através de um modelo em espaço de estados de ordem 53, que aproxima os atrasos em tempo contínuo por funções de transferência racionais baseadas na aproximação de Padé de terceira ordem, dada pela Eq. (4.2).

O vetor de entradas exógenas é definido como $w(t) = [r_1(t) \ r_2(t) \ r_3(t) \ r_4(t)]^T$. As variáveis de desempenho são definidas como $z(t) = [c_1(t) \ c_2(t) \ c_3(t) \ c_4(t)]^T$. O vetor de sinal de medição é definido como os erros de rastreamento, $y(t) = [r_1(t) - c_1(t) \ r_2(t) - c_2(t) \ r_3(t) - c_3(t) \ r_4(t) - c_4(t)]^T$. Para este sistema, consideramos $T_2(s, K) = T_{u_{5r}}(s, K)$, $U_5(s) = T_{u_{5r}}(s, K)R(s)$, para possibilitar a minimização da variável manipulada adicional.

4.3.3. SÍNTESE DE CONTROLADORES PI DESCENTRALIZADOS

Assim como o exemplo anterior, o modelo de referência, $T_m(s)$, é definido como uma matriz de transferência diagonal:

$$T_m(s) = \begin{bmatrix} T_{m,1}(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{m,2}(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_{m,3}(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_{m,4}(s) \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

com funções de transferência de segunda ordem, zero e atraso:

$$T_{m,i}(s) = \frac{\omega_{n,i}^2 (T_{z,i}s+1)e^{-\tau_i s}}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{n,i}s + \omega_{n,i}^2}, i = 1, \dots, 4. \quad (4.24)$$

Foi considerada a realização de espaço de estados da matriz de transferência do modelo de referência com aproximações de Padé de terceira ordem dos atrasos. Definiu-se $\tau_1 = 0$, $\omega_{n,1} = 0,35$, $\zeta_1 = 0,5$ e $T_{z,1} = 1,5$, $\tau_2 = 0$, $\omega_{n,2} = 0,12$, $\zeta_2 = 0,5$ e $T_{z,2} = 5$, $\tau_3 = 2$, $\omega_{n,3} = 0,16$, $\zeta_3 = 0,8$ e $T_{z,3} = 5$, $\tau_4 = 1$, $\omega_{n,4} = 0,10$, $\zeta_4 = 1,7$ e $T_{z,4} = 30$ para conseguir uma boa compensação entre a resposta de rastreamento de comando e desacoplamento entre as malhas controle.

O bloco de controle PI descentralizado em termos de parâmetros de otimização é representado como:

(4.25)

Foi escolhido um desacoplador de primeira ordem, com polos e zeros, que pode ser representado em termos dos parâmetros de otimização como:

(4.26)

$$0,3823, K_1^*(s) = C_1^*(s)D_1^*(s),$$

(4.27)

(4.28)

Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014), com $u_5 \in [-1,9667; 0,0748]$.

$$C_2^*(s) = \begin{bmatrix} \frac{0,01674s+0,004682}{s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{0,0368s+0,002824}{s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{0,005872s+0,001381}{s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{0,0069s+0,000385}{s} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$
$$D_2^*(s) = \left[\begin{array}{cccc} \frac{23,08s + 238,8}{s + 9,019} & \frac{7,686s + 1,28}{s + 1,122} & \frac{12,46s + 881}{s + 104,7} & \frac{-3,278s - 215,22}{s + 76,55} \\ \frac{-5,841s - 3,86}{s + 0,2104} & \frac{2,196s + 1,84}{s + 0,1611} & \frac{3,576s + 432,4}{s + 97,83} & \frac{0,05895s + 0,2187}{s + 0,6448} \\ \frac{-3,629s - 117,9}{s + 34,35} & \frac{-9,602s - 282,2}{s + 30,81} & \frac{20,12s + 513,7}{s + 20,35} & \frac{-11,83s - 490,7}{s + 42,41} \\ \frac{-11,52s - 143,1}{s + 4,474} & \frac{10,41s - 3,102}{s + 0,05061} & \frac{-23,45s - 1526}{s + 36,98} & \frac{-120,7s - 54,04}{s + 0,06888} \\ \frac{0,000502s - 0,06825}{s + 67,38} & \frac{-0,001373s + 0,02967}{s + 50,42} & \frac{-0,0005771s + 0,00402}{s + 1,851} & \frac{0,004587s + 0,003596}{s + 1,084} \end{array} \right]. \quad (4.30)$$

Devido à flexibilidade do método proposto de construir o controlador com qualquer estrutura a partir das variáveis de otimização, para se obter uma melhor atenuação dos ruídos de medição, foi escolhido um desacoplador de primeira ordem estritamente próprio que pode ser representado em termos dos parâmetros de otimização como:

$$D(s) = \left[\begin{array}{cccc|cccc} \theta_9 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \theta_{10} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_{11} & 0 & \dots & & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \theta_{12} & & & & 1 \\ & \vdots & & & \ddots & & & \\ & & & \theta_{17} & 0 & 0 & 0 & \\ & & 0 & 0 & \theta_{18} & 0 & 0 & \\ & & & 0 & 0 & \theta_{19} & 0 & \\ & & & 0 & 0 & 0 & \theta_{20} & \\ \hline \theta_{21} & \theta_{22} & \theta_{23} & \theta_{24} & \dots & 0 & & \\ & \vdots & & & \ddots & \vdots & & \\ & & 0 & & \dots & \theta_{37} & \theta_{38} & \theta_{39} & \theta_{40} \end{array} \right] \quad (4.31)$$

Para analisar a sensibilidade à ruídos de medição, um terceiro controlador foi projetado, baseado no modelo de referência anterior, alterando $\zeta_3 = 0,8$ para $\zeta_3 = 0,6$. Definiu-se $\lambda = [0 \ 0 \ 1]^T$ e $\epsilon = [0,5 \ \infty \ \infty]^T$ para garantir um erro de aproximação aceitável e minimizar o esforço de controle $u_5(t)$, considerando $T_2(s) = T_{u_5r}(s)$. O controlador $K_3^*(s) = C_3^*(s)D_3^*(s)$ é dado por:

$$C_3^*(s) = \begin{bmatrix} \frac{-1,371s - 0,2742}{s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-0,2265s - 0,01979}{s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{0,1913s + 0,05512}{s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{0,06491s + 0,02004}{s} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

e

$$D_3^*(s) = \begin{bmatrix} \frac{-0,8416}{s + 1,973} & \frac{-2,302}{s + 8,806} & \frac{5,472}{s + 42,96} & \frac{2,455}{s + 3,574} \\ \frac{0,06767}{s + 0,2141} & \frac{-0,3581}{s + 0,2169} & \frac{9,354}{s + 108,4} & \frac{-24,79}{s + 32,12} \\ \frac{1,471}{s + 42,95} & \frac{2,662}{s + 1,989} & \frac{4,558}{s + 5,345} & \frac{-19,69}{s + 30,62} \\ \frac{1,76}{s + 2,562} & \frac{0,6154}{s + 0,02446} & \frac{-16,76}{s + 8,806} & \frac{-125,9}{s + 7,247} \\ \frac{-3,763e-05}{s + 148,4} & \frac{6,507e-05}{s + 16,9} & \frac{1,301e-05}{s + 0,8909} & \frac{0,0001293}{s + 90,2} \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

Foi obtido $\|E(s, K_3^*)\|_\infty = 0,4992$ e $\|T_2(s, K_3^*)\|_2 = 4,8495 \times 10^{-6}$, considerando $T_2(s) = T_{u_5r}(s)$.

4.3.4. ANÁLISE DE RESULTADOS

As Figs. 4.12 e 4.13 apresentam as respostas transitórias das saídas controladas para o controlador $K_1^*(s)$ que foi projetado para garantir a resposta de rastreamento e desacoplamento entre as quatro malhas de controle. O controlador proposto apresenta desempenho da resposta de rastreamento satisfatório para as três primeiras saídas. Possui velocidade de resposta intermediária quando comparado aos controladores propostos por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) e consegue desacoplar as malhas de controle com eficiência, com ênfase na saída controlada $y_3(t)$. Como a saída $y_4(t)$ deve ser mantida em uma faixa fixa, o controlador apresentado exibe desacoplamento notório e atinge o objetivo com a menor variação do sinal de saída ao se aplicar entrada degrau unitário nas entradas de referências das três primeiras variáveis de saída do sistema, em relação aos outros dois controladores da literatura.

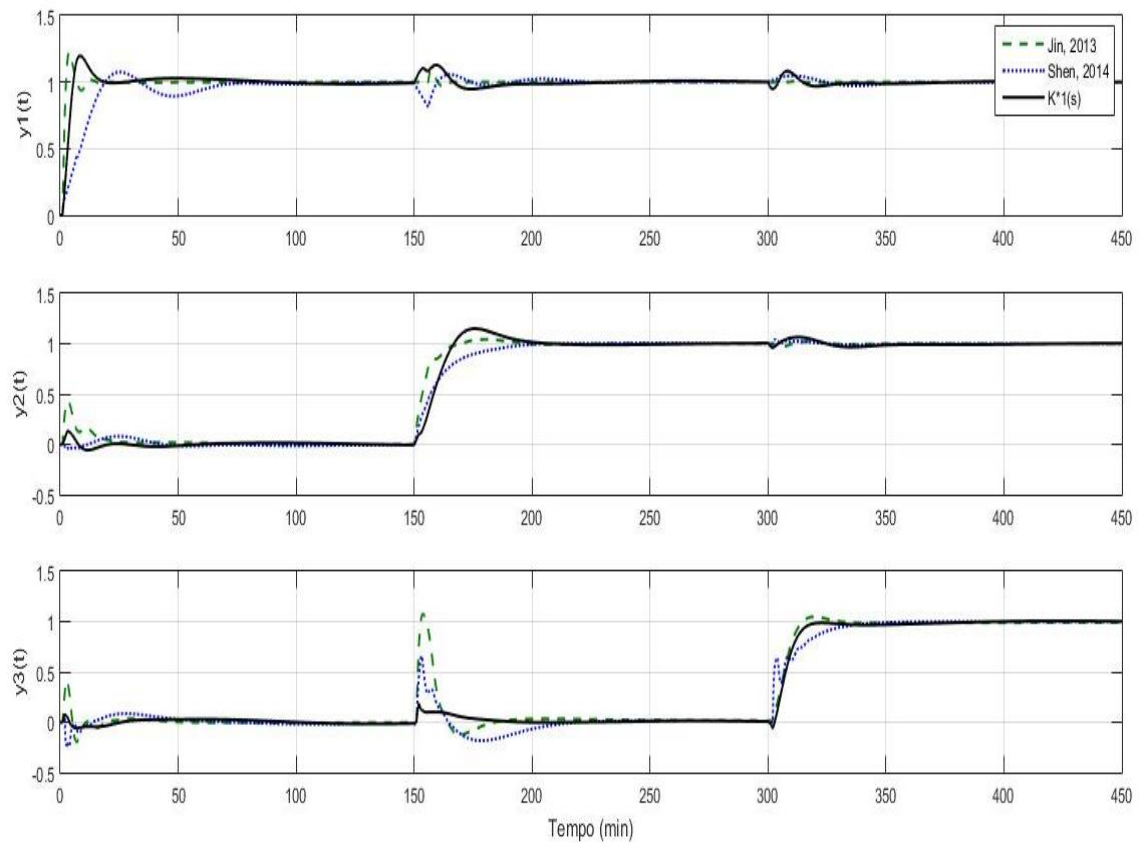


Figura 4.12. Respostas transitórias das saídas controladas, $y_1(t)$, $y_2(t)$ e $y_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_1^* .

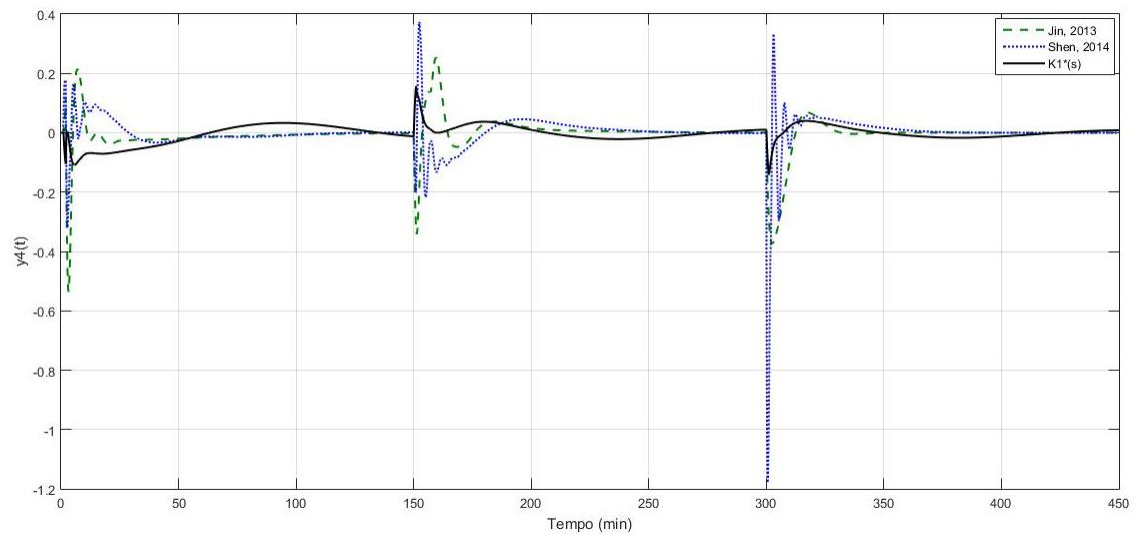


Figura 4.13. Resposta transitória da saída controlada, $y_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_1^* .

As Figs. 4.14 e 4.15 apresentam as respostas transitórias das variáveis manipuladas para o controlador $K_1^*(s)$. A resposta do controlador K_1^* se assemelha ao apresentado por Jin *et al.* (2014) e as três respostas transitórias se mantêm em torno de zero. O controlador proposto está pertinente ao problema de controle e aos resultados obtidos pelos controladores projetados por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014). Analisando as respostas das duas últimas variáveis manipuladas, u_4 e u_5 , que a princípio deveriam ser mantidas em valores de repouso, a variável

u_4 apresentou uma variação elevada de esforço de controle, assim como a resposta de Shen *et al.* (2014), em relação à resposta de Jin *et al.* (2013). Ao analisar a variável manipulada u_5 , esta variação se torna mais relevante e evidente, por isso, este controlador, apesar de minimizar o erro de aproximação e desacoplar as malhas de controle, requer um esforço de controle elevado da quinta variável quando comparado à Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014).

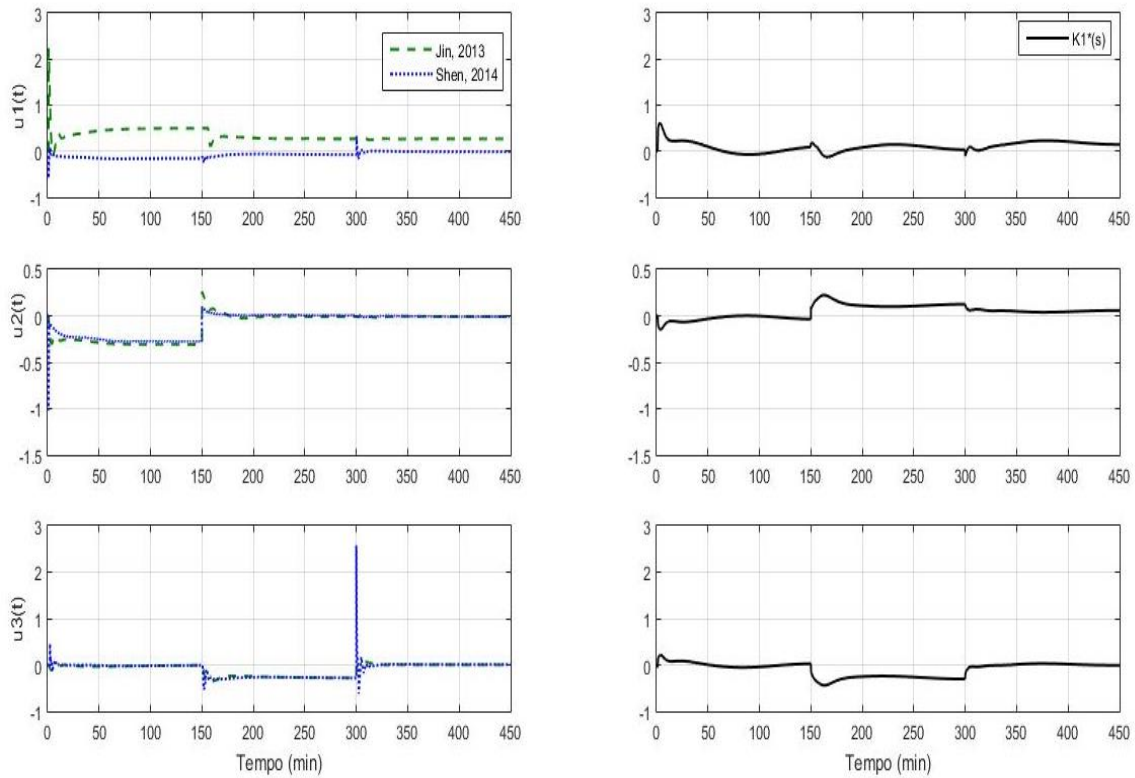


Figura 4.14. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_1^* .

Como dito anteriormente, um segundo controlador foi projetado, com o mesmo modelo de referência, para minimizar o uso da variável manipulada u_5 . As Figs. 4.16 e 4.17 apresentam as respostas transitórias das saídas controladas para o controlador $K_2^*(s)$. Com a inclusão do objetivo adicional de minimizar a quinta variável manipulada, o controlador K_2^* mantém o desempenho da resposta de rastreamento satisfatório e velocidade de resposta intermediária quando comparado aos controladores projetados por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014). Consegue, assim como o controlador K_1^* , desacoplar as malhas de controle com eficácia. Em relação à saída y_4 , o segundo controlador apresenta bom desacoplamento e apesar de ter um ligeiro aumento na variação da resposta comparada ao controlador K_1^* , alcança o objetivo apresentado.

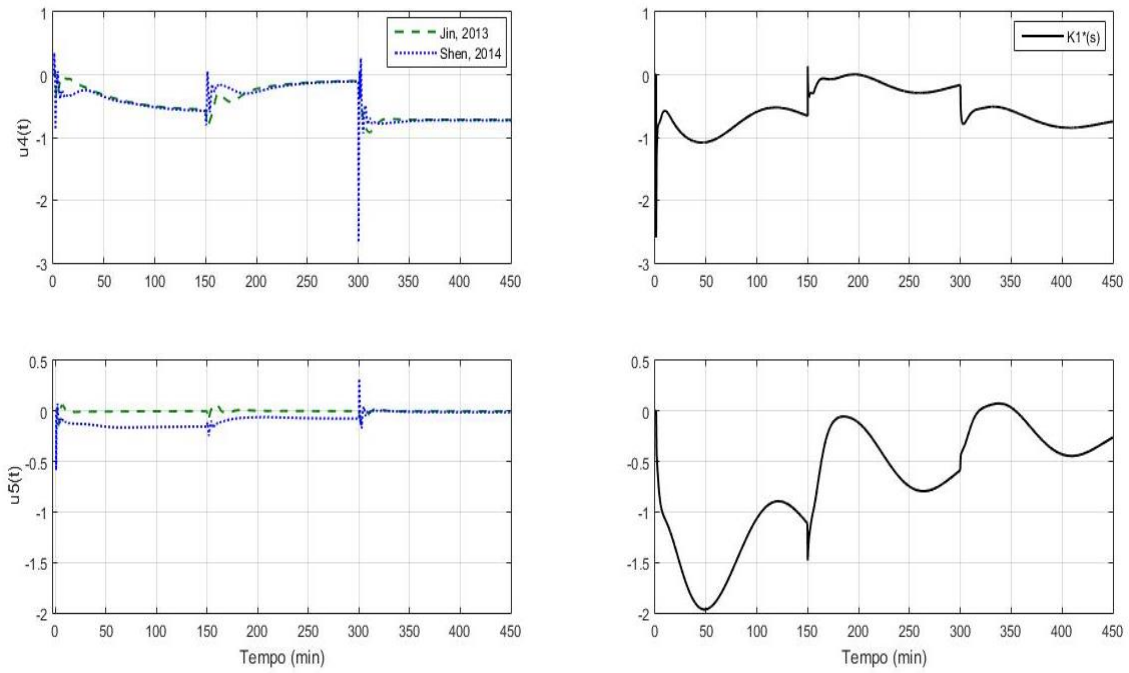


Figura 4.15. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_4(t)$ e $u_5(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_1 .

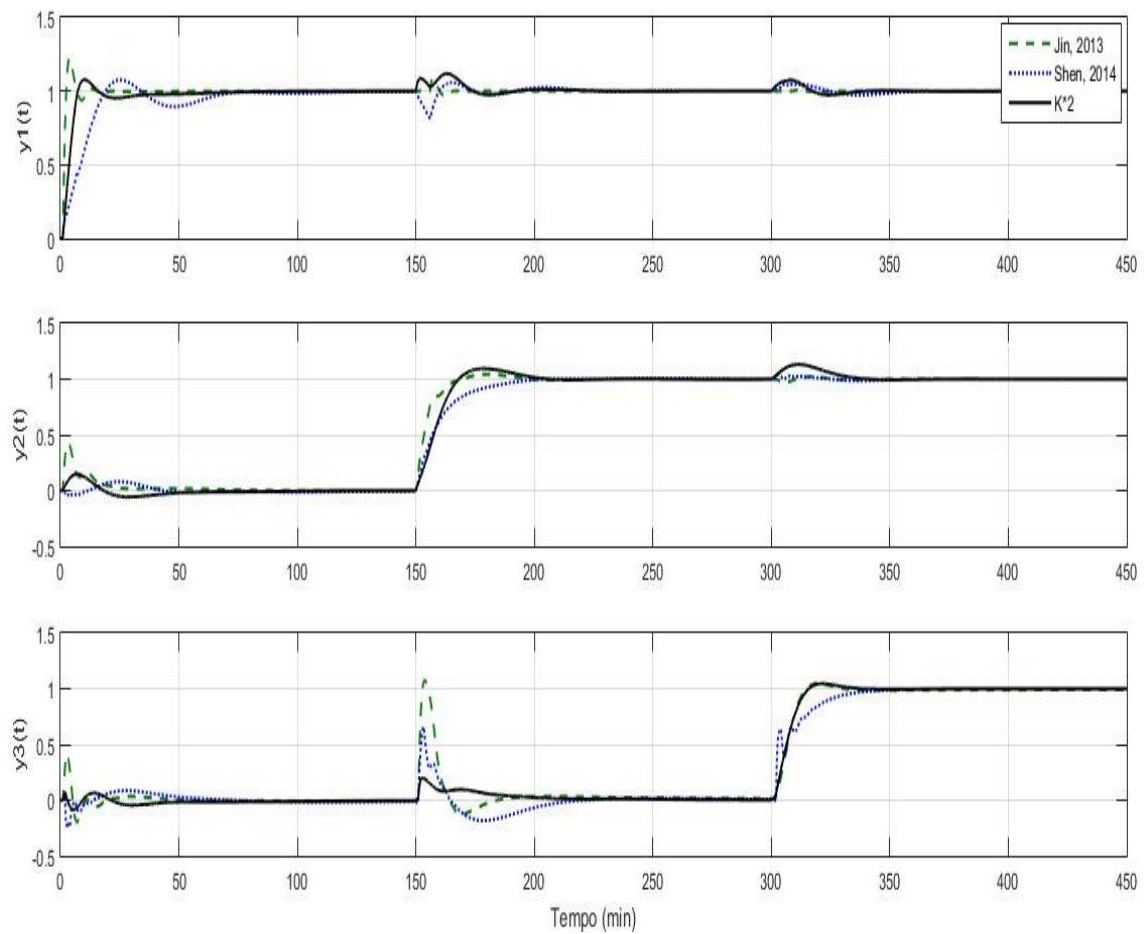


Figura 4.16. Respostas transitórias das saídas controladas, $y_1(t)$, $y_2(t)$ e $y_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_2 .

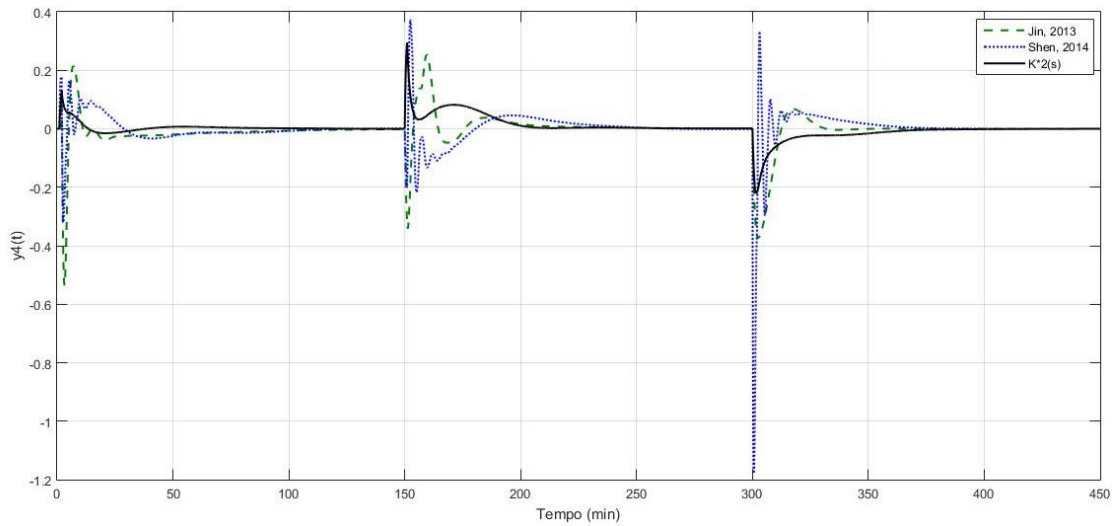


Figura 4.17. Resposta transitória da saída controlada, $y_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* .

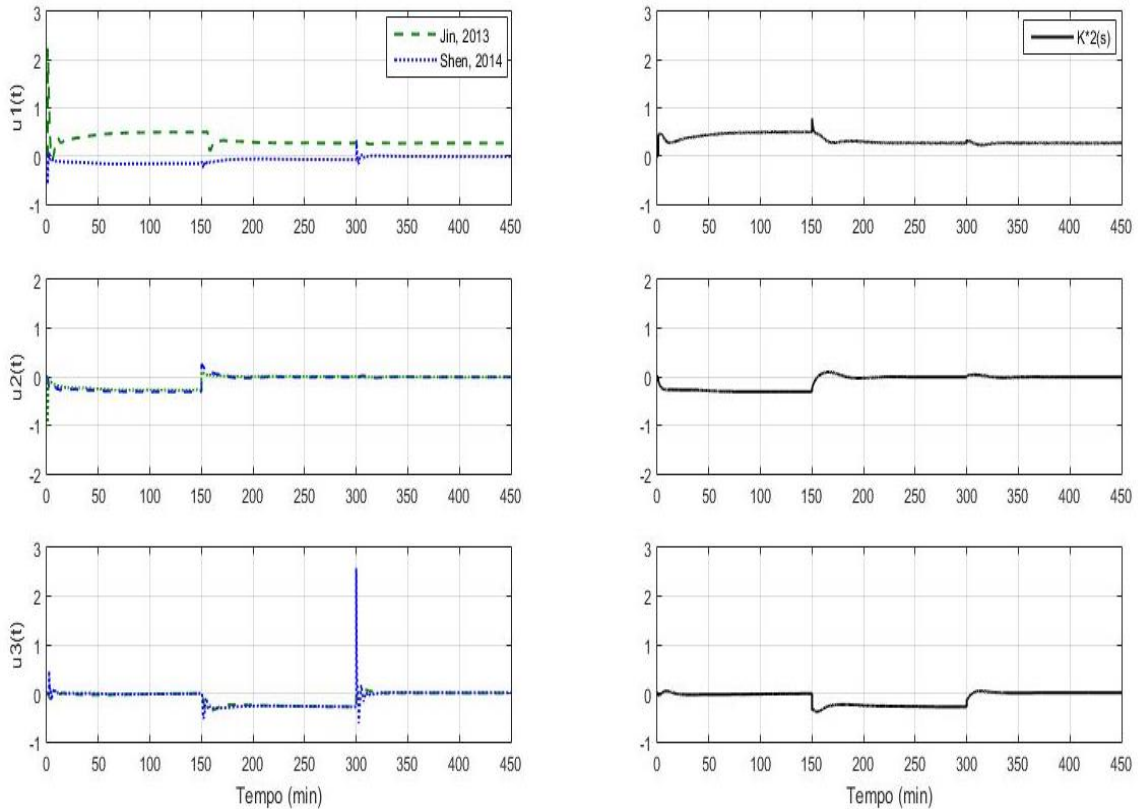


Figura 4.18. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* .

A Fig. 4.18 apresenta as respostas transitórias das variáveis manipuladas $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$ para o controlador K_2^* . As respostas do controlador K_2^* são semelhantes ao obtido por K_1^* . Como respostas transitórias das variáveis manipuladas $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$ não possuem restrições e as três respostas transitórias se mantêm em torno de zero, a resposta do segundo controlador também está compatível aos outros dois controladores apresentados.

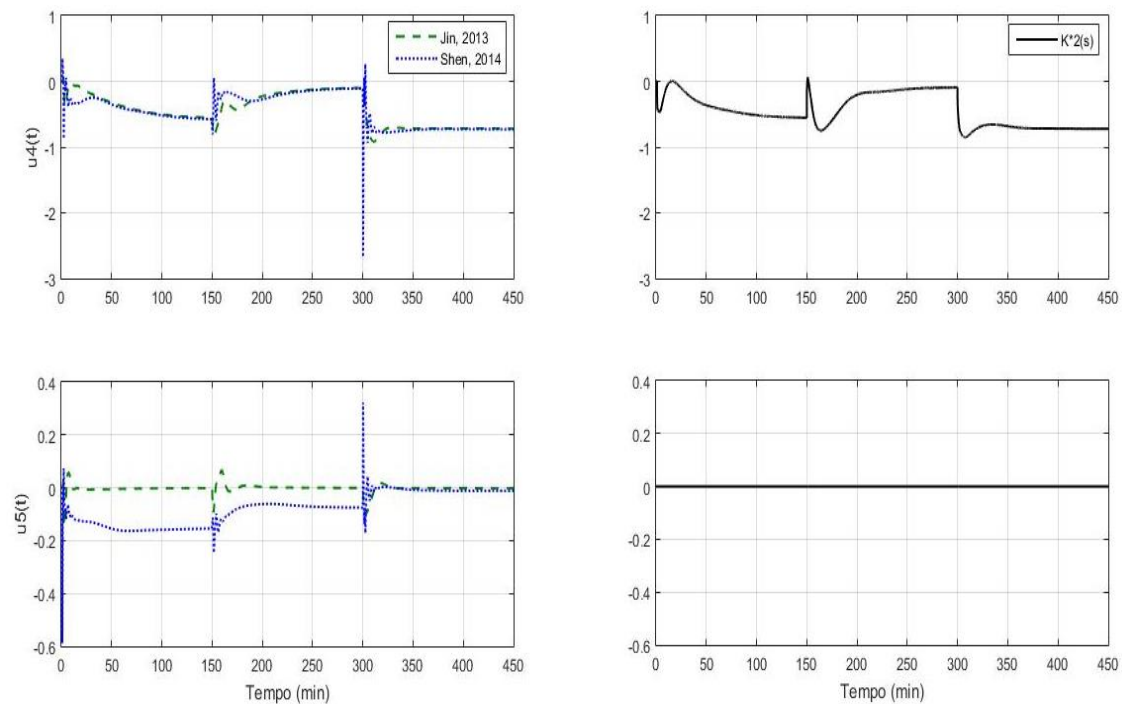


Figura 4.19. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_4(t)$ e $u_5(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_2^* .

Ao analisar a Fig. 4.19, adicionando o objetivo de minimizar a quinta variável manipulada, a resposta transitória de u_4 obtida com o segundo controlador apresentou menor variação da exibida por K_1^* e é similar à variação obtida por Jin *et al.* (2014), com isso não é necessária a minimização desta variável manipulada. A variação da variável u_5 é praticamente nula após a sua minimização, atingindo o objetivo de mantê-la em valores de repouso. O segundo controlador minimiza o erro de aproximação, desacopla as malhas e minimiza o esforço de controle da variável adicional. É importante ressaltar que não seria possível atingir o objetivo principal de desacoplamento entre as malhas de controles se fosse tentado manter ambas as variáveis manipuladas u_4 e u_5 no ponto de operação.

Os desempenhos do processo de destilaria para os dois controladores propostos e os controladores propostos por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) são avaliados pelo valor da integral do erro quadrático, Eqs. (4.10) e (4.11), e seus valores são apresentados na tabela 4.4.

Tabela 4.4. Desempenho do processo de destilaria sem ruído de medição.

	Jin (2013)	Shen (2014)	$K_1^*(s)$	$K_2^*(s)$
ISE_1	0,5152	5,0401	1,9146	2,0639
ISE_2	3,2193	5,2534	6,3649	5,7928
ISE_3	11,7154	6,9625	6,5591	5,2746
ISE_4	1,8491	2,4393	0,3884	0,5147
ISE_t	17,2990	19,6953	15,2271	13,6460

De acordo com a tabela 4.4, o controlador apresentado em Shen *et al.* (2014), possui pior desempenho que os demais para todos os valores de ISE. O controlador projetado por Jin *et al.* (2013) apresenta menores valores de ISE_1 e ISE_2 , em relação aos demais controladores. Porém, o controlador $K_2^*(s)$ possui menor ISE_3 e o controlador K_1^* apresenta menor ISE_4 , entre todas as comparações, não existindo um controlador melhor que todos em todas as variáveis. Ao avaliar o ISE_t , os controladores propostos possuem os menores valores de erro totais, com $ISE_t \cong 15,2$ para K_1^* e $ISE_t \cong 13,2$ para K_2^* . Ao incluir o objetivo de minimizar a quinta variável manipulada, a integral do erro quadrático teve uma queda de 13,8%, quando comparado ao primeiro controlador, pois o erro relativo às saídas y_2 e y_3 para K_2^* foram consideravelmente menores.

Para analisar a sensibilidade do projeto em relação aos efeitos de ruídos de medição, foi incluído nas simulações sinais de ruído com potência igual a 0,001. A Fig. 4.20 e Fig. 4.21 apresentam as variáveis manipuladas com o uso do controlador K_2^* na presença de ruídos de medição. Pode ser observado que as variáveis manipuladas u_1 , u_3 e u_4 geradas por K_2^* são mais influenciadas pelos ruídos de medição em relação aos outros dois controladores da literatura. Apesar de alcançar os objetivos principais de garantir a resposta de rastreamento e o desacoplamento entre as malhas para os dois controladores propostos, foi considerado a necessidade de se projetar um terceiro controlador, K_3^* , que fosse menos sensível aos ruídos de medição. A estratégia inicial para minimizar o efeito dos ruídos de medição foi considerar um desacoplador próprio, eliminando o zero das funções de transferências de primeira ordem, para zerar o ganho de transmissão direta, $D_c = 0$. Este controlador foi avaliado para verificar a necessidade de incluir atenuação do efeito de ruídos ao problema de otimização.

As Figs. 4.22 e 4.23 apresentam as respostas transitórias das saídas controladas para o controlador $K_3^*(s)$, na presença de ruídos de medição. Análogo às respostas transitórias das três primeiras variáveis de saídas controladas de K_1^* e K_2^* , o terceiro controlador continua apresentando desempenho da resposta de rastreamento satisfatório e velocidade de resposta intermediária. Entretanto, o controlador K_3^* possui menor sensibilidade aos ruídos quando comparado aos controladores propostos por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) e o controlador K_2^* e consegue desacoplar as malhas de controle com eficiência. O controlador K_3^* apresenta bom desacoplamento em $y_4(t)$, mantém aproximadamente a mesma variação de amplitude de resposta quando comparada à variação obtida pelo controlador K_2^* e cumpre o objetivo exposto.

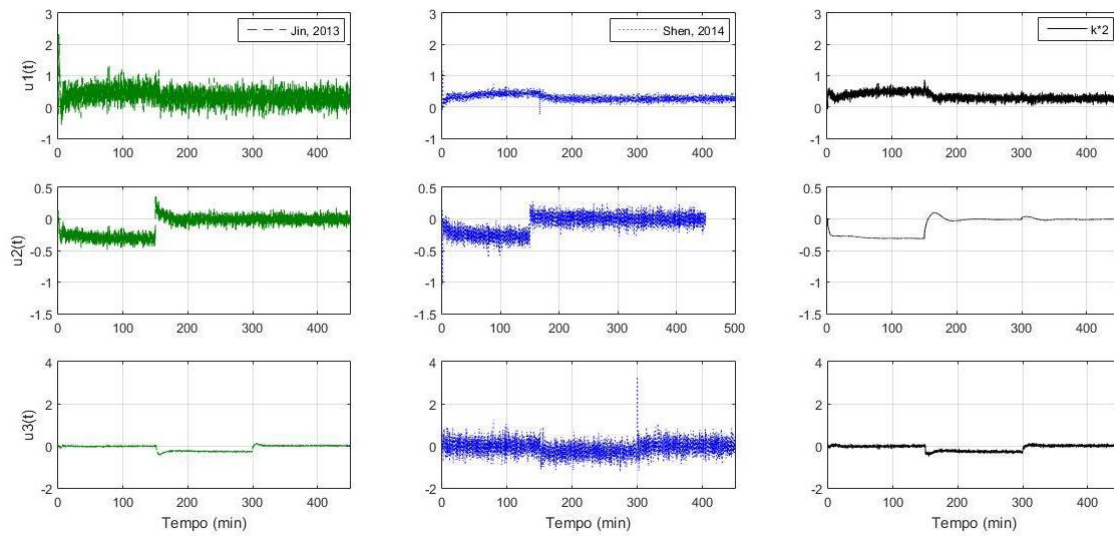


Figura 4.20. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_2 com ruídos de medição.

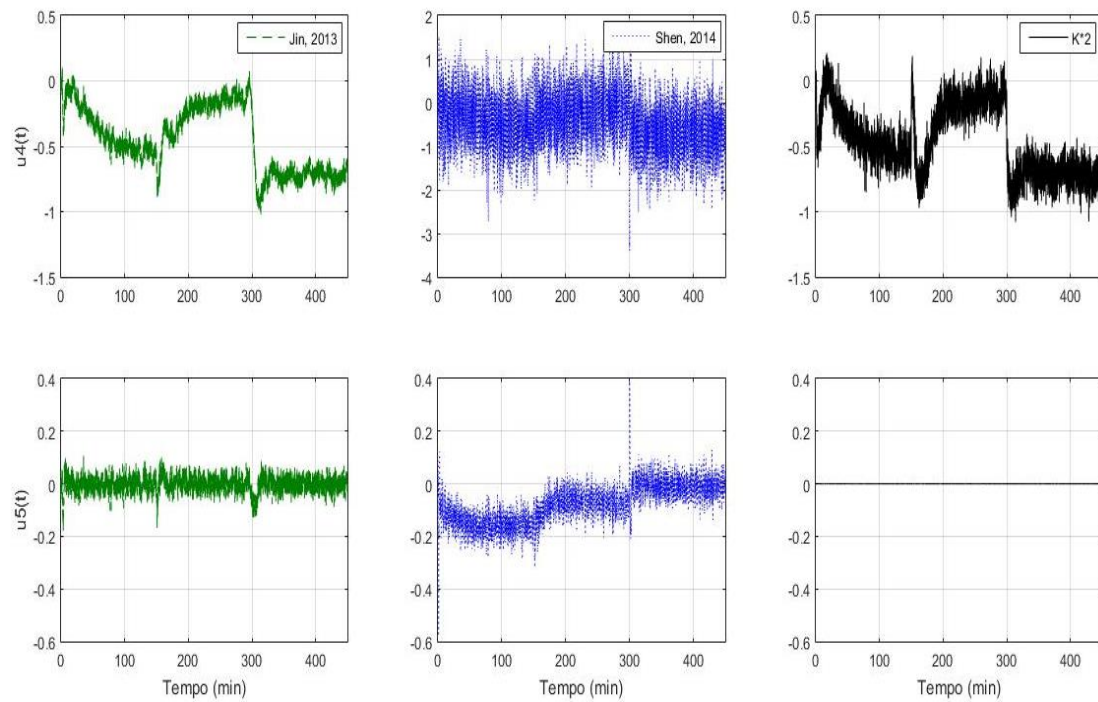


Figura 4.21. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_3(t)$ e $u_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_2 com ruídos de medição.

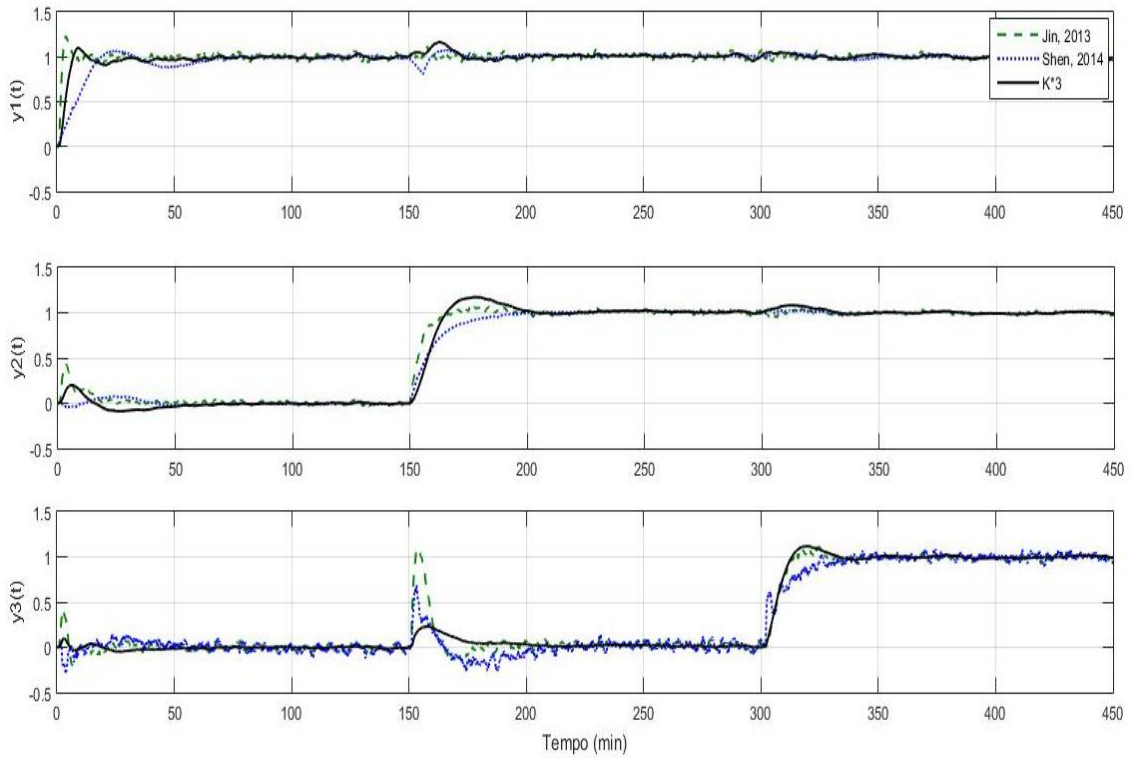


Figura 4.22. Respostas transitórias das saídas controladas, $y_1(t)$, $y_2(t)$ e $y_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_3^* .

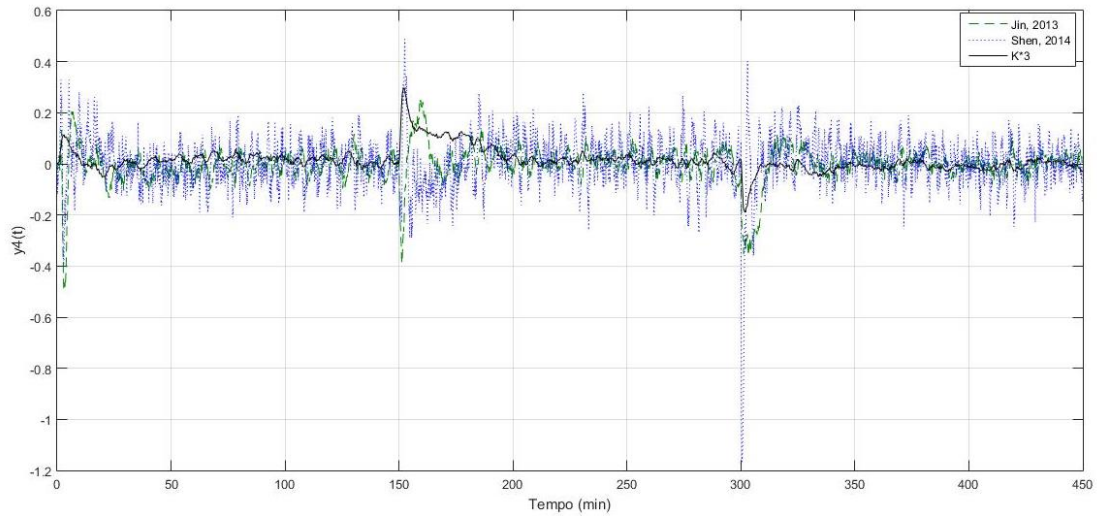


Figura 4.23. Resposta transitória da saída controlada, $y_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K_3^* .

As Figs. 4.24 e 4.25 apresentam as respostas transitórias das variáveis manipuladas para o controlador $K_3^*(s)$ na presença de ruídos de medição. Como ocorre para os controladores K_1^* e K_2^* , as variáveis manipuladas $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$ se mantêm em torno de zero, mas as respostas do terceiro controlador apresentado são muito menos sensíveis aos efeitos ruidosos. Ao alterar a estrutura do desacoplador e adequar o modelo de referência, o controlador K_3^* obtido apresenta apenas a variável u_4 com mais sensibilidade ao ruído em relação ao controladores apresentados em Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) e o controlador K_2^* . Com isso, K_3^* minimiza o erro de aproximação, desacopla as malhas e minimiza o esforço de controle

da quinta variável como objetivos de otimização e a própria estrutura do controlador atenua os efeitos dos ruídos de medição.

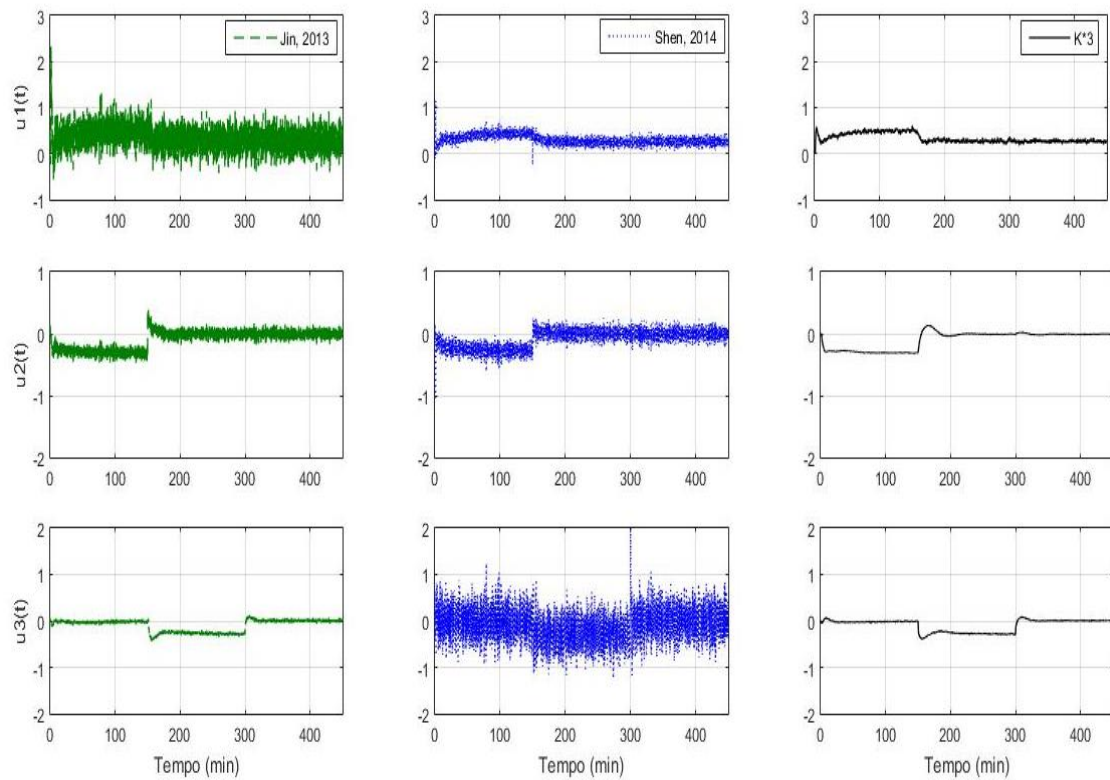


Figura 4.24. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_1(t)$, $u_2(t)$ e $u_3(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_3 .

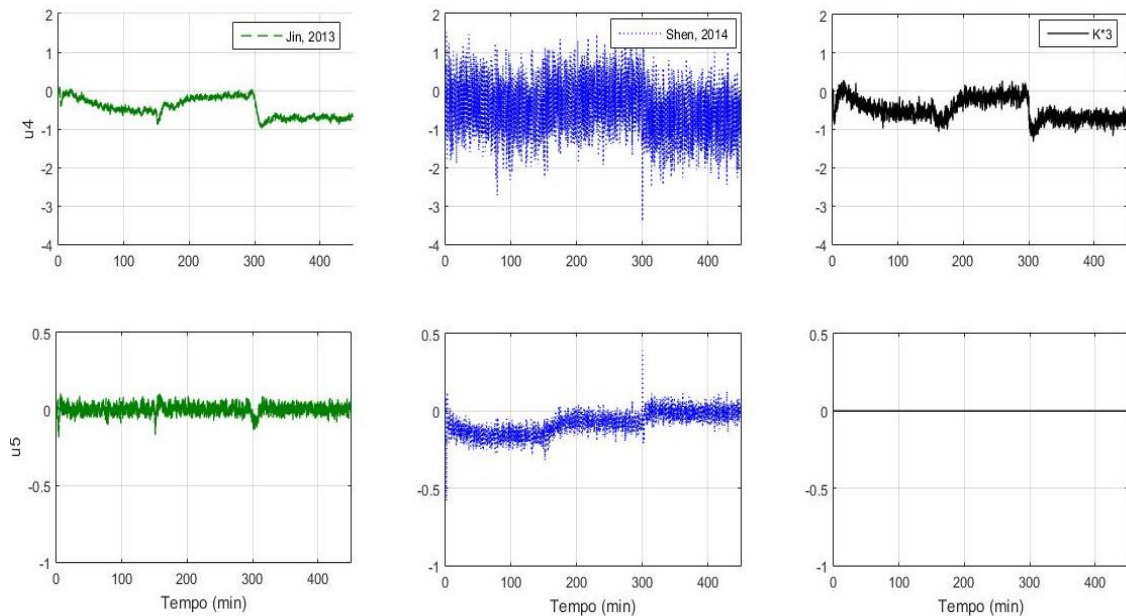


Figura 4.25. Respostas transitórias das variáveis manipuladas, $u_3(t)$ e $u_4(t)$, do processo de destilaria para o controlador K^*_3 .

Os desempenhos do processo controlado, sob efeito dos ruídos de medição, são avaliados pelo valor da integral do erro quadrático, dado pelas equações (4.10) e (4.11), e seus valores são apresentados na tabela 4.4.

Tabela 4.5. Desempenho do processo de destilaria com ruído de medição.

	Jin (2013)	Shen (2014)	$K_3^*(s)$
ISE_1	0,7962	5,0588	2,2707
ISE_2	3,2739	5,1901	6,4942
ISE_3	12,1362	7,3128	6,0155
ISE_3	2,3193	4,7482	0,9980
ISE_t	18,5256	22,3098	15,7783

O controlador projetado por Jin *et al.* (2013) mantém os menores valores de erro relacionados às saídas y_1 e y_2 , porém, o controlador K_3^* possui ISE_3 e ISE_4 , inferiores entre todas as comparações, o que faz com que o terceiro controlador proposto apresente o menor valor de erro total. Ao se considerar os ruídos de medição na simulação, os controladores projetados por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) apresentaram aumento do erro quadrático de aproximadamente 6,93% e 13,20%, respectivamente, ao passo que o controlador K_3^* apresentou aumento de apenas 3,79%, mostrando a menor sensibilidade deste controlador em relação aos efeitos dos ruídos.

Pela análise dos resultados foi verificado que, para o controlador descentralizados sem ação derivativa e desacoplador com funções de transferência estritamente próprias, o sistema apresenta menor sensibilidade aos ruídos de medição quando comparado aos outros dois controladores disponíveis na literatura. Deste modo, não é necessário incluir na formulação do problema de síntese o objetivo de minimização dos ruídos de medição.

4.3.5. CONCLUSÃO

O processo de destilaria de petróleo bruto é um sistema multivariável não quadrado com cinco entradas e quatro saídas, com zeros, múltiplos atrasos de tempo e interações fortes entre as malhas. O objetivo geral de controle é manter a qualidade constante, apesar das variações na matéria prima e das condições de funcionamento da destilaria. Das cinco variáveis manipuladas, u_4 e u_5 devem ser mantidas em valores de repouso e quarta saída do processo, y_4 , pode variar dentro de uma faixa específica.

As funções de transferência do modelo de referência adotado são de segunda ordem com zero e atraso. Foi escolhido, inicialmente, um desacoplador de primeira ordem, com polos e zeros, para garantir a resposta de rastreamento e o desacoplamento entre as malhas de controle. Utilizando o mesmo modelo e a mesma configuração do desacoplador, o objetivo de

minimização da quinta variável foi adicionado. Em seguida, um desacoplador de primeira ordem estritamente próprio, sem zeros, foi projetado para reduzir a sensibilidade do sistema aos ruídos de medição e analisar a necessidade de otimização desses ruídos. O sistema foi simulado em malha fechada com os controladores apresentados por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014) e os três controladores propostos para avaliar o desempenho do processo devido a variações do tipo degrau unitário nos sinais de referência e aos ruídos de medição, sujeitos as restrições das variáveis manipuladas, u_4 e u_5 , e da saída controlada y_4 .

Como resultado, na primeira simulação, as respostas transitórias das saídas controladas pelo controlador proposto é satisfatória, com velocidade de resposta intermediária e a quarta saída dentro da faixa de amplitude considerada pelos controladores propostos para comparação, além do erro entre o modelo de referência e o sistema em malha fechada de 0,38. Em relação à integral do erro quadrático, o controlador exposto por Jin *et al.* (2013) apresenta resultados melhores do que o controlador apresentado nos dois primeiros valores, mas o controlador proposto consegue o menor erro total entre todas as comparações.

Na segunda simulação, analisando a minimização da quinta variável manipulada, vê-se que as respostas transitórias das saídas controladas atuam de forma semelhante, a velocidade de resposta se mantém intermediária, a quarta saída continua dentro da faixa de amplitude considerada pelos controladores propostos para comparação e o controlador proposto praticamente anulou esforço de controle de u_5 . O segundo controlador apresentou integral do erro quadrático ainda menor que a primeira simulação e que os resultados obtidos pelos controladores projetados por Jin *et al.* (2013) e Shen *et al.* (2014).

O terceiro controlador obteve respostas transitórias das variáveis de saídas controladas análogas à K_1^* e K_2^* , apresentou desempenho da resposta de rastreamento satisfatório, velocidade de resposta intermediária e manteve a quarta saída dentro da faixa de variação e conseguiu desacoplar as malhas de controle com eficiência. O sistema com o terceiro controlador apresentou exibiu menor sensibilidade aos ruídos de medição quando comparado aos controladores projetados por Jin *et al.* (2013), Shen *et al.* (2014) e ao segundo controlador ao serem adicionados ruídos de medição na simulação. Portanto, não é necessário incluir o objetivo de minimização dos ruídos de medição na formulação do problema de síntese.

Em suma, o terceiro controlador proposto minimizou o erro entre o modelo de referência e o sistema em malha fechada, desacoplou as malhas de controle com eficácia e praticamente anulou o esforço de controle da quinta variável manipulada, além de ser um controlador menos sensível aos ruídos de medição.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES FINAIS

A metodologia de síntese de controladores PI com desacoplador proposta nesta dissertação pode ser aplicada a sistemas lineares contínuos invariantes no tempo, multivariáveis quadrados ou não quadrados com múltiplos atrasos, com funções de transferência estáveis ou instáveis, assegurando o desempenho da resposta de rastreamento de cada malha, o desacoplamento entre as malhas de controle, a rejeição de distúrbios, a atenuação dos ruídos de medição e a minimização do esforço de controle.

O projeto dos controladores PI com desacoplador é formulado como um problema de otimização vetorial, transformado em otimização escalar, em que a aproximação de modelo de referência em malha fechada é aplicada para garantir o desempenho da resposta de rastreamento de cada malha e o desacoplamento entre as malhas de controle, sendo possível a inclusão de objetivos de controle adicionais baseados em normas $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$. Para aplicar o algoritmo Evolução Diferencial para solução do problema de otimização vetorial restrito, é necessário transformá-lo em um problema escalar, aplicando os métodos $P - \lambda$ ponderado e $P - \epsilon$ restrito associados. Além disso, é utilizado um método de penalidades para incluir as restrições na função objetivo escalar de modo a transformar o problema restrito em irrestrito.

Foi comprovada a eficácia do método dissertado através de três exemplos ilustrativos: o problema de controle padrão da Shell, o problema de Flotação de Coluna e o problema de Destilaria de Petróleo Bruto. No problema de controle padrão da Shell, o controlador proposto atende as restrições de saturação, apresenta respostas transitórias rápidas, tanto para variações dos sinais de referência como para distúrbios, além de ser o único a minimizar o uso da terceira entrada. Em relação à integral do erro quadrático, apresentou menor valor e menor esforço de controle da terceira entrada para os dois testes realizados. Com isso, o controlador apresentado desacoplou as malhas de controle, minimizou o erro de rastreamento e o esforço de controle da variável manipulada adicional, além de conseguir rejeição às perturbações. No problema de Flotação de Coluna, a síntese do controlador obteve o erro de rastreamento satisfatório, atendendo os parâmetros de desempenho de forma efetiva, além de bom desacoplamento entre as malhas de controle e a atenuação dos ruídos de medição. No problema de Destilaria de Petróleo Bruto, o controlador final obtido apresenta resposta de rastreamento melhor em relação aos outros dois projetos disponíveis na literatura, verificado pelo índice de desempenho, além do objetivo adicional de minimização da quinta variável de entrada. Quando os ruídos de medição foram incluídos nas simulações, o controlador obtido apresentou menor sensibilidade que os outros dois controladores considerados na comparação.

Com isso, através dos múltiplos objetivos considerados na formulação do problema de controle, é possível obter um controlador que otimize o desempenho da resposta de rastreamento, desacople as malhas de controle, minimize o esforço de controle da variável manipulada adicional, rejeite os distúrbios e, ainda, atenua o ruído de medição, o que não é possível com a maioria dos métodos existentes na literatura, em especial métodos analíticos que não envolvem otimização. Quando comparados aos procedimentos analíticos, a formulação de síntese de controle proposta, baseada em otimização, tem a desvantagem do custo computacional mais alto. Por outro lado, a metodologia proposta tem uma grande vantagem da possibilidade de otimizar diferentes objetivos de controle para chegar a uma compensação entre eles. Duas vantagens adicionais da metodologia proposta é que não há restrições na matriz de transferência do processo e na estrutura do controlador.

6.1. Perspectivas futuras

O próximo passo para avaliação do método proposto de síntese de controladores PI com desacoplador para controle de sistemas multivariáveis não quadrados é considerar a incerteza sobre o modelo do processo. Se for verificado que as variações dos parâmetros do modelo do processo podem afetar o desempenho dos sistemas de controle, deverá ser adotado método de controle robusto.

A grande dificuldade da aplicação do procedimento proposto é a escolha do modelo de referência. É interessante o desenvolvimento de uma metodologia para determinação do modelo de referência mais adequado para cada caso, que não dependesse de um procedimento de tentativa e erro. Pode-se, por exemplo, incluir no problema de otimização, a definição dos parâmetros do modelo de referência.

6.2. Trabalhos publicados em eventos científicos

1. Marcos, D. M., Silva, J. S., Gonçalves, E. N., 2016. Síntese de Controladores Robustos pelo método Evolução Diferencial. *Congresso Brasileiro de Automática*, 3 a 7 Outubro, Vitória, ES.

REFERÊNCIAS

- Acioli, G. J. e Barros, P. R., 2015. Estudo comparativo de técnicas de projeto de desacoplador para sistemas multivariáveis. *Divulgação Científica e Tecnológica do IFPB*, 28.
- Astrom, K., Johansson K.H. e Wang, Q.-G., 2002. Design of decoupled PI controllers for two-by-two. *IEE Proceedings on Control Theory and Applications*, 149(1), p. 74–81.
- Bachur, W. E. G., Gonçalves, E. N., Leite, V. J. e Palhares, R. M., 2011. Multiobjective robust discrete dynamic output-feedback control synthesis based on closed-loop reference model. Denver, CO, USA, IEEE, p. 632–637.
- Bachur, W. E. G., Gonçalves, E. N., Palhares, R. M. e Takahashi, R. H. C., 2010. Multiobjective robust dynamic output-feedback control synthesis based on reference model. Atlanta, GA, USA, IEEE.
- Boyd, S., El Ghaoui, L., Feron, E. e Balakrishnan, V., 1994. *Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory*. Philadelphia, PA., SIAM.
- Bristol, E., 1966. On a new measure of inter-action for multivariable process control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 11(1), pp. 133-134.
- Bruno M. Gonçalves, Eduardo N. Gonçalves, Reinaldo M. Palhares, Ricardo H. C., 2012. Síntese de controladores robustos pi multi-malhas. *Congresso Brasileiro de Automática, CBA*.
- Cai, W. J., Ni, W., He, M. J. e Ni, C. Y., 2008. Normalized Decoupling sA New Approach for MIMO Process Control System. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Volume 47, pp. 7347-7356.
- Campestrini, L., Filho, L. C. S. e Bazanella, A.S., 2009. Tuning of multivariable decentralized controllers through the ultimate point method. *IEEE Transactions Control System Technologic*, 17(6), pp. 1270-1281.
- Carsten Scherer, Pascal Gahinet and Mahmoud Chilali, 1997. Multiobjective Output-Feedback Control via LMI Optimization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 42(7).
- Chen, D. e Seborg, D.E., 2003. Design of decentralized PI control systems based on Nyquist stability analysis. *Journal Process Control*, 13(1), pp. 27-39.
- Chilali, M. & Gahinet, P., 1996. H1 design with pole placement constraints: An LMI approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(3), p. 358–367.
- Chiu, M. S. e Arkun, Y., 1990. Decentralilzed control structure selection based on integrity. *Industrial & Engineering Chemistry Research. Res*, Volume 29, pp. 369-373.
- Das, S. and Suganthan, P. N., 2011. Differential Evolution: A survey of the state-of-the-art. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 15(1), pp. 4-31.
- Davisson, E. J., 1976. Multivariable tuning regulators: The feed forward and robust control of a general servomechanism problem. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Volume 21, pp. 35-47.

- Davisson, E. J., 1983. Some proprieties of minimum phase systems and square-down systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 28(2), pp. 221-222.
- Dittmar, R., Gill, S., Singh, H. e Darby, M., 2012. Robust optimization-based multi-loop PID controller. Control Engineering Practice, 20(4), p. 355-370.
- Doyle, J. C., Glover, K., Khargonekar, P. P. & Francis, B. A., 1989. State-space solutions to standard H₂ and H₁ control problems. IEEE Transactions in Automatic Control , 34(8), p. 831-847.
- Doyle, J. C., 1978. Guaranteed margins for LQG regulators. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-23(4), p. 756-757.
- Finch, J. A. e Dobby, G. S., 1990. Column flotation. s.l.:Pergamon Press.
- Gagnon, E., Pomerleau, A. e Desbiens A., 1998. Simplified, ideal or inverted decoupling?. ISA Transactions, Volume 37, pp. 265-276.
- Gahinet, P., Nemirovski, A., Laub, A. J. & Chilali, M., 1995. LMI Control Toolbox: For Use with MATLAB, Natick: The MATH WORKS Inc..
- García, C. E., & Morshedi, A. M., 1986. Quadratic programming solution of dynamic matrix control (QDMC).. Chemical Engineering Communications, Volume 46, p. 73-87.
- García, C. E., Prett, D. M., Morari, M., 1989. Model predictive control: Theory and practice - A survey. Automatica, 25(3), p. 335-348.
- García, C. E., Prett, D. M., Morari, M., 1989. Model predictive control: Theory and practice - A survey. Automatica, 25(3), pp. 335-348.
- George Acioli Júnior, Péricles Rezende Barros, 2015. Estudo comparativo de técnicas de projeto de desacoplador para sistemas multivariáveis. 28.
- Gilbert, E. G., Pivnichny, J. H., 1969. A computer program for the synthesis of decoupling multivariable feedback systems. IEE Transactions on Automatic Control, 14(6), pp. 652-659.
- Goncalves, B. M. ; Gonçalves, E. N. ; Palhares, R. M. ; Takahashi, R. H. C. . Robust decoupling PI controllers for multi-loop control. In: IEEE 51st Annual Conference on Decision and Control - CDC 2012, 2012, Wailea, Maui, Hawaii, USA. IEEE 51st Annual Conference on Decision and Control, 2012. p. 1540-1535.
- Goncalves, Palhares & Takahashi, 2008. A novel approach for H₂/H₁ robust PID synthesis for uncertain systems. Journal of Process Control, p. 18(1): 19-26.
- Guimarães, R. C. e Peres, A. E. C., 1995. Máquinas de flotação. São Paulo: Boletim Técnico BT/PMI/046, Escola Politécnica DEM-USP.
- Halevi, Y. Palmor, Z. J., Efrati, T., 1997. Automatic tuning of decentralized PID controllers for MIMO process. Journal of Process Control, 7(2), pp. 119-128.
- He, M. J., Cai, W. J. e Xie, L. H., 2009. RGA based control system configuration for multivariable process. Journal of Process Control, Volume 16, pp. 1036-1042.

- He, M. J., Cai, W. J., Wu, B.F. e He, M., 2005. Simple decentralized PID controller design method on dynamic relative interaction analysis. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Volume 44, pp. 8334-8344.
- Ho, W., Lee, T. e Gan, O., 1996. Tuning of multiloop PID controllers based on gain and phase margins specifications. San Francisco, In: IFAC World Congress.
- Hovd, M. e Skogestad, S., 1994. Sequential design of decentralized controllers. *Automatica*, 30(10), pp. 1601-1607.
- Hovd, M.e Skogestad,S., 1993. Improved independent design of robust decentralized controllers. *Journal Process Control*, 3(1), pp. 43-51.
- Huang, H.-P., Jeng, J.C., Chiang, C.-H. e Pan,W., 2003. A direct method for multiloop PI/PID controller design. *Journal Process Control*, Volume 13, pp. 769-786.
- Jin, Q. B. e Liu, Q., 2014. Decoupling Proportional–Integral–Derivative Controller Design for Multivariable Processes with Time Delays. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Volume 53, p. 765–777.
- Jin, Q. B., Hao, F. e Wang, Q., 2013. A multivariable IMC-PID method for non-square large time delay systems using NPSO algorithm. *Journal of Process Control*, Volume 23, pp. 649-663.
- Jin, Q., Jiang, B., Wang, Q. e Shan, G., 2014. Decoupling internal model control for non-square processes based on equivalent transfer function. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Vol. 36(8), p. 1114–1131.
- Jin,Q., Du, X., Wang, e Liu, L., 2016. Analytical design 2 DOF IMC control based on inverted decoupling for non-square systems with time delay. *The Canadian journal of chemical engineering*, 94(7), p. 1354–1367.
- Juan Chen, Ze-Fang He, Xin Qi, 2011. A new control method for MIMO first order time delay non-square systems. *Journal of Process Control*, 21 January, p. 538–546.
- Lee, J. e Edgar, T.F, 2006. Multiloop PI/PID control system improvement via adjusting the dominant pole or the peak amplitude ratio. *Industrial & Engineering Chemistry Science*, Volume 61, pp. 1658-1666.
- Liu, J., Chen, N., Yu, X. e Tan, S., 2014. Modified Internal Model Control for Non-square Systems Based on Smith Delay Compensator Control. *Sensors & Transducers*, 165(2), pp. 96-101.
- Luan, X., Chen, Q. e Liu, F., 2015. Equivalent Transfer Function based Multi-loop PI Control for High Dimensional Multivariable Systems. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 13(2), pp. 346-352.
- Luyben, W., 1986. A simple method for tuning SISOcontrollers in multivariable systems. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, Volume 25, p. 654.
- Luyben, W. L., 1970. Distillation decoup. *AIChE Journal*, 16(2), pp. 198-203.

- Luyben, W. L., 1990. Process Modeling, Simulation, and Control for Chemical Engineers. New York, McGraw-Hill Book.
- Magni, L., Scattolini, R., 2007. Tracking of non-square nonlinear continuous time systems. *Journal of Process Control*, Volume 17, p. 631–640..
- Marcos, D. M., Silva, J. S., Gonçalves, E. N., 2016. Síntese de Controladores Robustos pelo método de Evolução Diferencial. Congresso Brasileiro de Automática, 3 a 7 Outubro.
- McKee, D. J., 1991. Automatic flotation control - a review of 20 years of effort. *Minerals Engineering*, 4(7-11), pp. 653-666.
- Monica, T.J., Yu, C.-C., e Luyben, W.L., 1988. Improved multiloop single-input, single-output (SISO) controllers for multivariable processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Volume 27, pp. 969-973.
- Morgan, B. S., 1964. The synthesis of linear multivariable systems by state feedback. Stanford, In: Joint Automatic Control Conference, pp. 468-472.
- Muske K., Young, J., Grosdidier, P. e Tani S., 1991. Brutode Unit Product Quality Control. *Computers Chemistry Engineering*, 15(9), pp. 629-638.
- Niederlinsk, A., 1971. A heuristic approach to the design of linear multivariable interacting control systems. *Automatica*, 7(6), pp. 691-701.
- Peaucelle, D., Henrion, D., Labit, Y. & Taitz, K., 2002. User's guide for sedumi interface 1.04. Version 1.04. s.l.: acessível em <http://www.laas.fr/henrion/papers/sdmguide.pdf>.
- Pegel, S., Engell, S., 2001. Multivariable PID controller design via approximation of the attainable desempenho. *Proceedings of the IEEE IECON'01*, pp. 724-730.
- Persechini, M. A., Peres, A. E. e Jota, F. G., 2004. Control strategy for a column flotation process. *Control Engineering Practice*, Volume 12, pp. 963-976.
- Persechini, M. A. M., 2001. Estratégias de Controle para o Processo de Flotação em Coluna. Belo Horizonte: Tese de Doutorado UFMG.
- Schaper, C; D., Kailath, T. e Lee, Y. J., 1999. Decentralized control of water temperature for multizone rapid thermal processing systems. *IEEE Transactions Semiconductor Manufacturing*, Volume 12, pp. 193-199.
- Seshagiri R, A., Chidambaram, M., 2006. Smith delay compensator for multivariable non-square systems with multiple time delays. *Computers and Chemical Engineering*, 12 May, p. 1243–1255.
- Seshagiri, R.A., Chidambaram M., 2006. Smith delay compensator for multivariable. *Computers & Chemical Engineering*, 30(8), p. 1243–1255.
- Shen Y., Sun Y. e Xu W, 2014. Centralized PI/PID controller design for multivariable processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 53(25), pp. 10439-10447.

- Shen, Y., Cai, W.-J. & Li, S., 2010. Multivariable process control: Decentralized, decoupling, or sparse?. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 49(2), p. 761–771.
- Shinskey, F. G., 1996. *Process control systems: application and tuning*. New York, McGraw-Hill.
- Siqueira, M. A. S., Silva, L. F. G., Gonçalves E. N., Palhares R. M. e Takahashi, R. H. C., 2014. Robust decoupling control synthesis. Portland, Oregon, USA, American Control Conference, pp. 4-6.
- Skelton, R. E., Iwasaki, T. & Grigoriadis, K., 1998. *Unified Algebraic Approach to Linear Control Design*. Em: *System and Control Book Series*. London.: Taylor & Francis.
- Skogestad, S. & Postlethwaite, I., 1996. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. West Sussex, England: John Wiley & Sons.
- Sourlas, D.D. e Manousiouthakis, V., 1995. Best achievable decentralized desempenho. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40(11), pp. 1858-1871.
- Storn, R. and Price, K., 1997. Differential Evolution - a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. *Journal of Global Optimization*, 11(4), pp. 341-359.
- Sturm, J., 1999. Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones. *Optimization Methods and Software*, 11(12), p. 625–653.
- Takahashi, R. H. C., 2007. *Otimização Escalar e Vetorial - Vol. 3. Otimização Vetorial*. Belo Horizonte: acessível em <http://www.mat.ufmg.br/~taka/Download/OTEV-Vol3.pdf>
- Trierweiler, J. O., Muller, R. e Engell, S., 2000. Multivariable low order structured-controller design by frequency response approximation. *Braz. J. Chem. Eng.*, 17(4-7), pp. 793-807.
- Vargas, D. E. C., Lemonge, A. C. C., Barbosa, H. J. C., Bernardino, H. S., 2016. Um algoritmo baseado em Evolução Diferencial para problemas de otimização estrutural multi objetivo com restrições. *Revista Internacional de Métodos Numéricos para Cálculo y Diseño en Ingeniería*, 32(2), pp. 91-99.
- Vendenbergue, L. & Boyd, S., 1996. Semidefinite programming. *SIAM Review*, 20(8), p. 49–95.
- Vlachos C., Williams D., Gomm J.B., 2002. Solution to the Shell standard control problem using genetically tuned PID controllers. *Control Engineering Practice*, 1998 November, p. 151–163.
- Vlachos, C., Williams, D. e Gomm J.B., 2002. Solution to the Shell standard control problem using genetically tuned PID controllers. *Control Engineering Practice*, Volume 10, p. 151–163.
- Vu, T. N. L., Lee, M., 2010. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes. *Journal of Process Control*, Volume 20, pp. 922-933.
- Waller, M., Waller, J. B., Waller, K. V., 2003. Decoupling revisited. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 42(20), pp. 4575-4582.
- Waller, K. V. T., 1974. Decoupling in distillation. *AIChE Journal*, 20(3), pp. 592-594.
- Wang, Q. G., Fung, H. W., Zhang, Y., 2000. Independent design for multi-loop controllers considering multivariable interactions. *Journal of Chemical Engineering of Japan*, 33(3), pp. 427-439.

- Wang, Z. Q; Luan, X. L. e Liu F., 2015. Analytical Scheme of Centralized PI Controller for Non-square Processes with Time-delays. IFAC-PapersOnLine, 48(8), p. 501–506.
- Weischedel K. e McAvoy T.J., 1980. Feasibility of decoupling in conventionally controlled distillation columns. industrial & Engineering Chemistry Fundamentals, 19(4), pp. 379-384.
- Wonham, W. M., Morse, A. S., 1970. Decoupling and pole assignment in linear multivariable systems. Siam Journal on Control, 8(1), pp. 1-18.
- Yaghoub, Z. e Shahmansoorian, A., 2011. Inverted decoupler and PID controller design for. Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering, 2(6).
- Yu, C., 2007. Autotuning of PID controllers — A relay feedback approach.. London, Springer.
- Yuling Shen, Youxian Sun, and Wei Xu, 2014. Centralized PI/PID Controller Design for Multivariable Processes. ACS Publications, 27 May, p. 10439–10447.
- Zames, G., 1981. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-26(2), p. 301–320.
- Zhang, Y., Wangt, Q. G., Astrom, K. J., 2000. Dominant pole placement for multi-loop control systems. Chicago, USA: IEEE.
- Zhou, K. e Doyle, J. C., 1998. Essentials of Robust Control. New Jersey, Prentice-Hall. Inc..
- Zhuang, M., Atherton, D., 1994. PID controller design for a TITO system.. IEE Proceedings - Control Theory and Applications, 141(2), pp. 111-120.