



Rui Manuel Carrilho Barrocas

Licenciado em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores

Metodologias de Projeto de Controladores IMC

Dissertação para Obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Luís Filipe Figueira Brito Palma,
Professor Auxiliar, Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Doutor Luís Filipe dos Santos Gomes, FCT/UNL

Vogais: Doutor Paulo José Carrilho de Sousa Gil, FCT/UNL (Arguente)

Doutor Luís Filipe Figueira Brito Palma, FCT/UNL (Orientador)



Setembro de 2016

Metodologias de Projeto de Controladores IMC

Copyright © Rui Manuel Carrilho Barrocas, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Professor Doutor Luís Brito Palma pela sua orientação nesta Dissertação de Mestrado.

Ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa e a todos os seus docentes, fundamentais na minha formação académica, gostaria de prestar o meu agradecimento.

Agradeço a todos os meus colegas de curso e amigos pelo companheirismo, apoio e ajuda que me deram ao longo de todo o curso.

Por fim, quero agradecer à minha família, em especial aos meus pais, o apoio, a paciência e principalmente os esforços despendidos que tornaram esta etapa possível.

Resumo

Nesta dissertação foram estudadas e implementadas metodologias de projeto de controladores IMC (controlo com base em modelo interno).

Foi inicialmente realizada uma revisão bibliográfica sobre as metodologias utilizadas de forma a suportar teoricamente o trabalho prático realizado. Seguidamente procedeu-se à aplicação prática das metodologias estudadas. Para o processo em configuração SISO (Sistema de uma entrada – uma saída) foi implementado um controlador IMC, seguidamente implementou-se um controlador PID cujos ganhos foram sintonizados através da estrutura IMC. Depois implementou-se um controlador IMC adaptativo para a mesma configuração de sistema. Seguidamente utilizou-se o processo em configuração MIMO (Sistema de múltiplas entradas – múltiplas saídas), para o qual foi implementado um controlador IMC. Tendo numa fase posterior sido utilizado um controlador PI em conjunto com o controlador IMC com o objetivo de corrigir o erro de controlo. Por último foi realizada, apenas para o processo em configuração SISO, uma otimização do tipo PSO (otimização por enxame de partículas) para o controlador IMC de modo a que este cumprisse uma especificação exigida.

Para representar a instalação a controlar foram utilizados modelos ARX lineares. Os algoritmos de controlo necessários para a realização das simulações foram elaborados no programa MATLAB R2014 b.

De forma a avaliar as metodologias estudadas foram realizados testes experimentais num processo de referência de três tanques (AMIRA DTS 200), cujo objetivo passou por controlar em primeira instância o nível de líquido em um dos tanques e depois o nível de líquido em dois dos tanques em simultâneo. O equipamento utilizado encontra-se localizado no laboratório 2.6 do Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa (FCT/UNL).

Este estudo permitiu aprofundar os conhecimentos sobre controladores IMC e perceber quais as dificuldades e particularidades associadas à implementação deste tipo de controladores.

Palavras-chave:

Controlador IMC, Controlador PID, Controlo Adaptativo, Modelo ARX, Processos SISO, Processos MIMO

Abstract

In this master's thesis were studied and implemented IMC (internal model control) controller design methodologies.

It was initially performed a literature review of the methodologies we use in order to theoretically support the practical work. Then were applied the studied methodologies. For the system in SISO (Single Input-Single Output) configuration was implemented an IMC controller and it was shown how to tune the gains of a PID controller from the IMC structure. Then was implemented an adaptive IMC controller for the same system configuration. Afterwards was implemented an IMC controller for the system in MIMO (Multiple Input-Multiple Output) configuration, at a later stage was used a PI controller together with the IMC controller to correct the control error. Finally it was performed, only for the system SISO configuration, a PSO (Particle Swarm Optimization) optimization for the IMC controller to satisfy a required specification.

To represent the installation to control were used linear ARX models. The control algorithms necessary for the simulations were developed in MATLAB R2014 b.

In order to evaluate the methodologies studied were realized experimental tests on a reference system of three tanks (AMIRA DTS 200). Initially it was decided to control the liquid level in a tank and then the liquid level in two tanks simultaneously. The system is located in the 2.6 Laboratory Department of Electrical Engineering of the FCT-UNL.

This study allowed us to increase knowledge about IMC controllers and understand what difficulties and particularities are associated to the implementation of this type of controllers.

Keywords:

IMC controller, PID controller, Adaptive control, ARX model, SISO system, MIMO system

Simbologia e Notações

Simbologia

t	Variável de tempo no domínio do tempo contínuo
k	Variável de tempo no domínio do tempo discreto
T_s	Intervalo de amostragem [s]
K_P	Ganho proporcional do controlador PID
K_I	Ganho integral do controlador PID
K_D	Ganho derivativo do controlador PID
T_I	Tempo integral do controlador PID
T_D	Tempo derivativo do controlador PID
$a_1 \dots a_n \quad b_1 \dots b_n$	Parâmetros do modelo ARX
$r/R/Y_R$	Sinal de referência
$P(z)$	Função de transferência em tempo discreto da instalação
$M(z)$	Função de transferência em tempo discreto do modelo da instalação
$F(z)$	Função de transferência em tempo discreto do filtro do controlador IMC
$Q(z)$	Função de transferência em tempo discreto do controlador IMC
$G(q)$	Função de transferência de $u(k)$ para $y(k)$
$H(q)$	Função de transferência de $e(k)$ para $y(k)$

Notações

ARX	Modelo Auto Regressivo Linear com entrada exógena (Auto Regressive Linear Model with exXogenous input)
PCA	Análise de Componentes Principais (Principal Component Analysis)
PCR	Regressão de Componentes Principais (Principal Components Regression)
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PI	Proporcional-Integral
SISO	Sistemas de Uma entrada – Uma saída (Single Input-Single Output)
MIMO	Sistemas de Múltiplas entradas – Múltiplas saídas (Multiple Input-Multiple Output)
SVD	Decomposição em Valores Singulares (Singular Value Decomposition)
PSO	Otimização por enxame de partículas (Particle Swarm Optimization)

Índice Geral

AGRADECIMENTOS	III
RESUMO	V
ABSTRACT	VII
SIMBOLOGIA E NOTAÇÕES	IX
ÍNDICE GERAL	XI
ÍNDICE DE TABELAS	XIII
ÍNDICE DE FIGURAS	XV
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS	1
1.2 MOTIVAÇÕES.....	2
1.3 CONTRIBUIÇÕES	2
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	3
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
2.1 SISTEMAS E CONTROLO.....	5
2.1.1 <i>Sistema</i>	5
2.1.2 <i>Simulação de sistemas</i>	6
2.1.3 <i>Controlo</i>	6
2.2 EQUAÇÕES ÀS DIFERENÇAS E MODELO ARX	7
2.3 CONTROLO IMC.....	9
2.3.1 <i>Estrutura do controlador IMC</i>	9
2.3.2 <i>Estabilidade interna</i>	11
2.3.3 <i>Comportamento assintótico do anel fechado</i>	11
2.3.4 <i>Requisitos do controlador IMC</i>	11
2.3.5 <i>Procedimento de projeto do IMC</i>	12
2.3.6 <i>Robustez do IMC</i>	12
2.3.7 <i>IMC para sistemas com atraso (tempo-morto)</i>	13
2.3.8 <i>IMC para sistemas instáveis</i>	15
2.4 SINTONIZAÇÃO DE UM CONTROLADOR PID	16
2.5 SISTEMAS MIMO	19

2.5.1	<i>Matriz de transferência</i>	19
2.5.2	<i>Pólos e Zeros de processos MIMO</i>	21
2.5.3	<i>Interação e desacoplamento</i>	22
2.6	OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS (PSO).....	23
2.7	PUBLICAÇÕES COM APLICAÇÃO DE CONTROLADORES IMC	25
3	PROJETO DE CONTROLADORES IMC	29
3.1	CONTROLADOR IMC PARA UM PROCESSO SISO	29
3.2	CONTROLADOR PID-IMC PARA UM PROCESSO SISO	31
3.3	CONTROLADOR IMC ADAPTATIVO.....	33
3.4	CONTROLADOR IMC PARA UM PROCESSO MIMO	36
4	SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	41
4.1	PROCESSO A CONTROLAR	42
4.2	OBTENÇÃO DOS MODELOS.....	43
4.3	CONTROLADOR IMC PARA PROCESSO SISO	45
4.4	CONTROLADOR PID-IMC PARA PROCESSO SISO	49
4.5	CONTROLADOR IMC ADAPTATIVO PARA PROCESSO SISO	53
4.6	CONTROLADOR IMC PARA PROCESSO MIMO	58
4.6.1	<i>Controlador IMC</i>	59
4.6.2	<i>Controlador IMC + controlador PI</i>	62
4.7	OTIMIZAÇÃO POR PSO.....	67
5	CONCLUSÕES	71
5.1	CONCLUSÕES GERAIS	71
5.2	TRABALHO FUTURO.....	72
	REFERÊNCIAS	73
	ANEXO A	77

Índice de Tabelas

TABELA 2:1 PARÂMETROS OBTIDOS COM BASE NO MÉTODO DA RESPOSTA AO DEGRAU (<i>KNOSPE, 2006</i>)	18
TABELA 2:2 PARÂMETROS OBTIDOS COM BASE NO MÉTODO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA (<i>KNOSPE, 2006</i>).....	18
TABELA 4:1- TABELA DE REGRAS DE ZIEGLER-NICHOLS – MÉTODO DA SENSIBILIDADE ÚLTIMA (<i>SILVA, 2008</i>).....	54
TABELA 4:2-VALORES INICIAIS DO MODELO DO PROCESSO E VALORES ESTIMADOS POR PCR.....	57
TABELA 4:3- VALORES INICIAIS DO MODELO DO PROCESSO E VALORES ESTIMADOS POR PCR EM PROCESSO REAL....	58
TABELA 4:4 – EXPERIÊNCIAS REALIZADAS NA OTIMIZAÇÃO PSO, COM VARIAÇÃO DOS PESOS DAS COMPONENTES DA FUNÇÃO DE CUSTO.....	70

Índice de Figuras

FIGURA 1.1- ESTRUTURA DE CONTROLO IMC.....	1
FIGURA 2.1- SISTEMA COM PERTURBAÇÕES ADAPTADA DE (LJUNG, 1987)	5
FIGURA 2.2-ESTRUTURA DE CONTROLO CLÁSSICA, ADAPTADA DE (SILVA, 2008).....	7
FIGURA 2.3 - ESTRUTURA DO MODELO ARX ADAPTADA DE (LJUNG, 1987)	8
FIGURA 2.4 - ESTRUTURA DO IMC ADAPTADA DE (HOU, ZHAO, ZHANG, & TIAN, 2009).....	9
FIGURA 2.5- ESTRUTURA DO IMC EQUIVALENTE À ESTRUTURA DE CONTROLO CLÁSSICA ADAPTADA DE (HOU ET AL., 2009).....	10
FIGURA 2.6 - ESTRUTURA DO PREDITOR DE SMITH ADAPTADA DE (ABE & YAMANAKA, 2003).....	13
FIGURA 2.7- INSTALAÇÃO PRÁTICA DO PREDITOR DE SMITH ADAPTADA DE (ABE & YAMANAKA, 2003)	14
FIGURA 2.8- ESQUEMA EQUIVALENTE DO PREDITOR DE SMITH ADAPTADA DE (ABE & YAMANAKA, 2003)	15
FIGURA 2.9 - ESTRUTURA MODIFICADA DO IMC PARA SISTEMAS INSTÁVEIS, ADAPTADA DE (ISSA, 2011)	15
FIGURA 2.10- ESTRUTURA DO CONTROLADOR PID EM ANEL FECHADO (SILVA, 2008)	17
FIGURA 2.11- ESTRUTURA DO CONTROLADOR PID COM KP EM EVIDÊNCIA (SILVA, 2008).....	17
FIGURA 2.12-EXEMPLO DE UM PROCESSO MIMO COM DUAS ENTRADAS E DUAS SAÍDAS ADAPTADA DE (INTERACTIONS, VARIABLES, & STRATEGIES, N.D.)	19
FIGURA 2.13-DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA UTILIZANDO O PAR DE CONTROLO 1-1/2-2 ADAPTADA DE (INTERACTIONS ET AL., N.D.)	21
FIGURA 2.14- ESQUEMA DE CONTROLO DESACOPLADO PARA SISTEMA 2X2 ADAPTADO DE (SENTHILKUMAR & LINCON, 2012).....	22
FIGURA 2.15- ESTRUTURA DO IMC CONSTITUÍDA POR REDES NEURONAIS MULTIMODELO (ZHAO & LIU, 2008).....	25
FIGURA 2.16- DIAGRAMA DE BLOCOS DO IMC-PID (ZHAO & LIU, 2008)	26
FIGURA 2.17- ESTRUTURA DE CONTROLO CONSTITUÍDA PELO IMC-PID E REDES NEURONAIS	27
FIGURA 3.1- ESTRUTURA BASE DO CONTROLADOR IMC.....	29
FIGURA 3.2-RELAÇÃO ENTRE A ESTRUTURA DO CONTROLADOR IMC E A ESTRUTURA DO CONTROLADOR PID	31
FIGURA 3.3-DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA PARA CONTROLADOR IMC EM PROCESSO MIMO	37
FIGURA 3.4-DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROCESSO MIMO COM DESACOPLAMENTO	38
FIGURA 3.5-RESPOSTA DO SISTEMA, COM DESACOPLAMENTO, A DUAS REFERÊNCIAS DE AMPLITUDE 0.3 E 0.2.....	39
FIGURA 4.1- AMIRA DTS 200	42
FIGURA 4.2- ESQUEMA DO PROCESSO (“LABORATORY SETUP THREE - TANK - SYSTEM ©,” 2009).....	43
FIGURA 4.3- GUI (INTERFACE GRÁFICA DO UTILIZADOR)	44
FIGURA 4.4- MODELO OUTPUT DO PROCESSO.....	44
FIGURA 4.5- COEFICIENTES DE A E B DO MODELO ARX	45
FIGURA 4.6- RESPOSTA DO SISTEMA A UM SINAL DE REFERÊNCIA COM AMPLITUDE 0.3	47
FIGURA 4.7- RESPOSTA DO SISTEMA EM PROCESSO REAL COM UM SINAL DE REFERÊNCIA COM AMPLITUDE 0.3.....	48
FIGURA 4.8- RESPOSTA DO SISTEMA A UM SINAL DE REFERÊNCIA COM AMPLITUDE 0.3	51

FIGURA 4.9- RESPOSTA DO SISTEMA EM PROCESSO REAL A UM SINAL DE REFERÊNCIA COM AMPLITUDE 0.3	52
FIGURA 4.10-EXEMPLO DE RESPOSTA DO CONTROLADOR POR RELÉ.....	55
FIGURA 4.11-RESPOSTA DO SISTEMA COM O CONTROLADOR POR RELÉ COM HISTERESE.....	55
FIGURA 4.12- RESPOSTA DO SISTEMA A UMA REFERÊNCIA DE AMPLITUDE ALTERNADA.	56
FIGURA 4.13 - RESPOSTA DO SISTEMA EM PROCESSO REAL A UMA REFERÊNCIA DE AMPLITUDE ALTERNADA.	57
FIGURA 4.14- RESPOSTA DO SISTEMA A DUAS REFERÊNCIAS DE AMPLITUDE 0.3 E 0.1.....	61
FIGURA 4.15- RESPOSTA DO SISTEMA EM PROCESSO REAL A DUAS REFERÊNCIAS DE AMPLITUDE 0.3 E 0.1.....	62
FIGURA 4.16- RESPOSTA DO SISTEMA A DUAS REFERÊNCIAS DE AMPLITUDE ALTERNADA.....	65
FIGURA 4.17- RESPOSTA DO SISTEMA EM PROCESSO REAL A DUAS REFERÊNCIAS DE AMPLITUDE ALTERNADA.....	66
FIGURA 4.18- OTIMIZAÇÃO PSO COM AS COMPONENTES DA FUNÇÃO DE CUSTO A POSSUÍREM TODAS O MESMO PESO	69

1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma introdução ao trabalho desenvolvido na dissertação, nomeadamente a motivação que levou à escolha do tema da dissertação, os objetivos a que se propõe, as maiores contribuições e por fim a forma como está organizada a dissertação.

1.1 Objetivos

Os principais objetivos desta dissertação são descritos seguidamente.

O objetivo principal consistiu em estudar as metodologias de projeto de controladores com base em modelo interno (IMC).

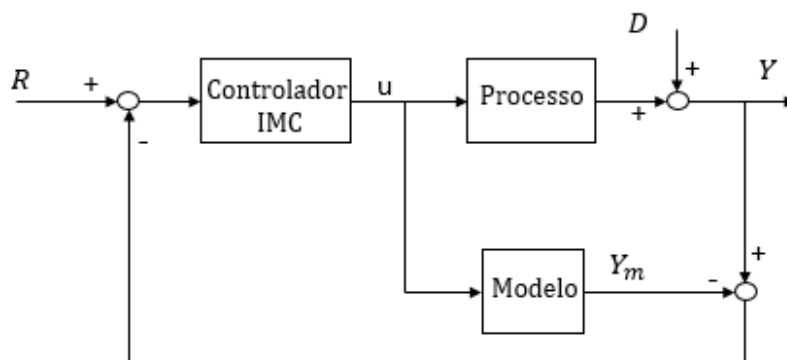


Figura 1.1- Estrutura de controlo IMC

Tendo por base todos os conhecimentos já existentes e trabalhos desenvolvidos sobre esta temática, esta dissertação visa estudar e comprovar os métodos de implementação já existentes em ambiente de simulação e laboratorial.

Perceber quais as particularidades e dificuldades associadas à implementação deste tipo de controladores e quais os procedimentos necessários para ultrapassar essas dificuldades.

Teve-se como objetivo também demonstrar que os controladores IMC podem ter outras aplicações tal como serem utilizados para a sintonização de controladores PID.

1.2 Motivações

Hoje em dia os processos industriais têm centenas de controladores. A maioria desses controladores baseiam-se no algoritmo de controlo PID clássico. O controlador IMC surgiu como uma alternativa às técnicas de controlo PID clássico.

Neste tipo de controlador que liga o modelo do processo e a estrutura do controlador, pois este tem na sua génese uma representação do processo a controlar, a qualidade do controlo depende do quão preciso é o modelo utilizado para representar o processo real.

Nesta dissertação pretendeu-se estudar mais aprofundadamente os controladores IMC, pois são controladores que podem ser utilizados em outro tipo de aplicações para além do controlo de um processo tal como a sintonização de controladores PID.

1.3 Contribuições

A principal contribuição desta dissertação insere-se essencialmente na área didática, pois trata-se de um estudo aprofundado sobre controladores IMC que permite, principalmente, perceber como se deve proceder para implementar um controlador IMC seja num processo SISO ou MIMO, quais os tipos de dificuldades que existem na implementação destes controladores e quais os passos que se devem dar para se poderem ultrapassar essas dificuldades. Permite ainda perceber como aplicar este tipo de controladores na sintonização de controladores PID.

Outra contribuição verificou-se no caso do modelo do processo a controlar ser de fase não-mínima, como se verificou no caso do processo MIMO, em que seria necessário fatorizar o modelo do processo de modo a separar o termos invertíveis dos termos não-invertíveis. Nesta dissertação mostrou-se que se for possível anular os zeros da função de transferência do modelo sem que a dinâmica do sistema seja afetada, consegue-se obter o controlador IMC apenas invertendo o novo modelo do processo, já sem zeros, sem ser necessário realizar a fatorização.

1.4 Organização da dissertação

Esta dissertação de Mestrado encontra-se estruturada em cinco capítulos.

No capítulo 1 é apresentado o objetivo, as motivações e como está organizada a dissertação.

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema principal da dissertação, os controladores IMC.

No capítulo 3 são descritas as metodologias de projeto de controladores IMC abordadas.

No capítulo 4 são apresentados e analisados os resultados experimentais.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas conclusões e objetivos para trabalho futuro.

2 Revisão Bibliográfica

Neste capítulo é apresentado uma revisão bibliográfica sobre o tema da dissertação e sobre outros conceitos que foram utilizados durante o trabalho realizado. Todas as funções de transferência estão descritas em tempo contínuo neste capítulo de modo a manter a coerência com as fontes de informação utilizadas, já nos seguintes capítulos trabalhou-se em tempo discreto.

2.1 Sistemas e controlo

Antes de entrarmos no tema principal desta dissertação é importante contextualizar, nomeadamente perceber o que é um sistema, no que se baseia a simulação de sistemas e como funciona o controlo em si.

2.1.1 Sistema

Um sistema responde a sinais de entrada particulares através da produção de sinais de saída.

Um sistema pode também ser definido como um objeto no qual as variáveis de diferente natureza física interagem e são produzidos sinais observáveis (Ljung, 1987).

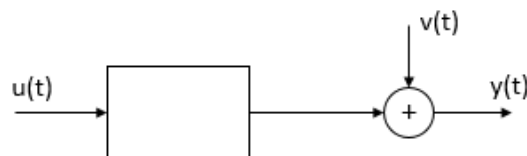


Figura 2.1- Sistema com perturbações adaptada de (Ljung, 1987)

A descrição de um sistema com perturbações pode ser dada pela seguinte forma:

$$y(t) = G(q)u(t) + H(q)e(t) \quad (2.1)$$

2.1.2 Simulação de sistemas

A forma mais básica de utilizar uma descrição de um sistema é simular a resposta desse sistema para vários tipos de entrada. Isto significa que uma sequência de entrada $u^*(t)$, $t=1,2,\dots,N$ escolhida pelo utilizador é aplicada a (2.1) para calcular a saída não perturbada.

$$y^*(t) = G(q)u^*(t), \quad t = 1,2, \dots, N \quad (2.2)$$

Esta é a saída que o sistema produzirá se não houver perturbação de acordo com (2.1).

No caso de existir uma perturbação, a influência desta é avaliada através de um gerador de números aleatórios $e^*(t)$, $t = 1,2, \dots, N$ que pode ser considerado como uma realização de um processo estocástico de ruído branco com variância λ . A perturbação é calculada como,

$$v^*(t) = H(q)e^*(t) \quad (2.3)$$

Com $y^*(t)$ e $v^*(t)$ é possível ter uma ideia de como a resposta do sistema para $\{u^*(t)\}$ pode ser formada.

Esta forma de testar o modelo (2.1), em vez de o processo real, para avaliar o seu comportamento sob várias condições tornou-se amplamente utilizado em engenharia e reflete o uso mais comum de descrições matemáticas (Ljung, 1987).

2.1.3 Controlo

O controlo tem como objetivo fazer com que a saída de um sistema se comporte de uma forma desejada, através de uma seleção adequada da sequência de entrada. De modo a conceber-se adequadamente um mecanismo de controlo será necessária uma descrição do sistema. Assim a descrição (2.1) pode ser usada para alguns problemas de controlo típicos.

A teoria de controlo “clássica” foi desenvolvida em 1940 por Bode, Nyquist e Nichols, entre outros, e baseia-se numa representação gráfica da função de frequência $G(e^{i\omega})$.

Uma aproximação típica é usar uma lei de feedback como,

$$u(t) = F(q)[r(t) - y(t)] \quad (2.4)$$

onde $r(t)$ é o valor de referência para a saída e também o valor desejável para esta. O sistema em anel fechado é dado por,

$$y(t) = \frac{F(q)G(q)}{1 + F(q)G(q)}r(t) \quad (2.5)$$

e a escolha do F é feita de maneira a que a função de frequência compensada,

$$F(e^{i\omega})G(e^{i\omega})$$

tenha as características desejadas, o que normalmente é verificado através da representação gráfica. (Ljung, 1987)

A estrutura de controlo clássica está representada na Figura 2.2,

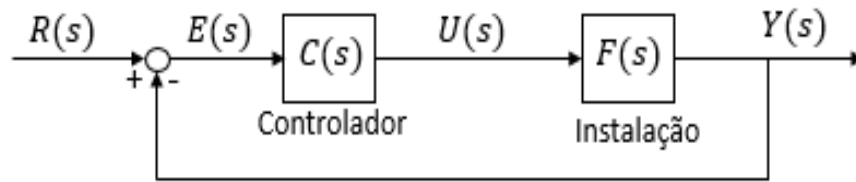


Figura 2.2-Estrutura de controlo clássica, adaptada de (Silva, 2008)

2.2 Equações às diferenças e modelo ARX

Tendo em conta que o trabalho realizado irá incidir sobre processos em tempo discreto é importante referir que as relações entre as várias variáveis do modelo serão descritas com o auxílio de equações às diferenças. Em tempo contínuo estas relações são dadas por equações diferenciais.

Um modelo ARX é um modelo paramétrico do tipo entrada-saída que pode ser descrito por uma equação de diferenças linear (Ljung, 1987).

O modelo é normalmente denominado ARX (n_a, n_b, n_d) , em que n_a diz respeito à ordem do polinómio A, n_b à ordem do polinómio B+1 e n_d aos atrasos de entrada-saída.

O modelo ARX é representado pela seguinte equação:

$$y(k) + a_1y(k - 1) + \dots + a_{n_a}y(k - n_a) = b_1u(k - n_d) + \dots + b_{n_b}u(k - (n_d + n_b - 1)) \quad (2.6)$$

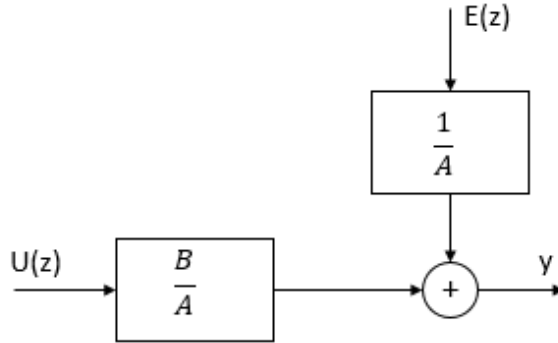


Figura 2.3 - Estrutura do modelo ARX adaptada de (Ljung, 1987)

Através das equações às diferenças e com a transformada Z chega-se facilmente à função de transferência de um processo discreto.

Tendo por exemplo um processo dado por um modelo ARX (2,2,1),

$$y(k) + a_1y(k - 1) + a_2y(k - 2) = b_1u(k - 1) + b_2u(k - 2)$$

obtem-se a função de transferência do processo utilizando a transformada Z, tal que

$$Y(z) + a_1z^{-1}Y(z) + a_2z^{-2}Y(z) = b_1z^{-1}U(z) + b_2z^{-2}U(z)$$

Depois de efetuada a transformada Z é possível chegar à função de transferência $H(Z)$,

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}$$

2.3 Controlo IMC

O IMC surgiu como uma alternativa ao algoritmo de controlo tradicional, que liga o modelo do processo e a estrutura do controlador.

No final de 1950, uma investigação de Newton, Gould e Kaiser (Newton, Gould & Kaiser, 1957) apontou para a transformação da estrutura de anel fechado em uma estrutura de anel aberto quando Smith propôs um preditor para eliminar o tempo morto do ciclo de controlo. Brosilow (Brosilow, 2002), com o seu sistema de controlo inferencial, também abordou a estrutura IMC. No entanto, foram Morari e Garcia quem trouxe a maior contribuição para o avanço da nova estrutura de controlo (Issa, 2011).

Segundo o que Morari e Garcia apresentaram, este novo modelo foi desenvolvido segundo o princípio do modelo interno para combinar o modelo do processo e a dinâmica do sinal externo (Garcia & Morari, 1982).

O controlador IMC é um controlador desenvolvido para ser robusto. No campo da matemática, ser robusto significa que o controlador deve cumprir as especificações, não apenas para um modelo ou conjunto de modelos, mas também para o processo real.

O IMC tem como filosofia um conceito assente no princípio do modelo interno que diz: *o controlo pode ser obtido só se o sistema de controlo incorporar, explícita ou implicitamente, alguma representação do processo a controlar*. Particularmente, pode dizer-se que se o sistema de controlo foi desenvolvido com base num modelo exato do processo então o controlo perfeito é teoricamente possível (Braatz, 1996).

2.3.1 Estrutura do controlador IMC

A estrutura principal do controlador IMC está ilustrada na Figura 2.4.

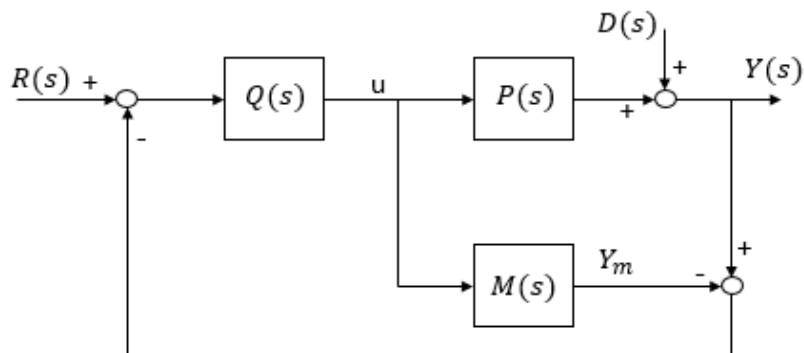


Figura 2.4 - Estrutura do IMC adaptada de (Hou, Zhao, Zhang, & Tian, 2009)

Onde $P(s)$ representa o processo que se quer controlar, $M(s)$ o modelo do processo e $Q(s)$ o controlador IMC. Já u refere-se à ação de controlo, y é a saída do sistema e d representa perturbações que se podem incluir no sistema de controlo.

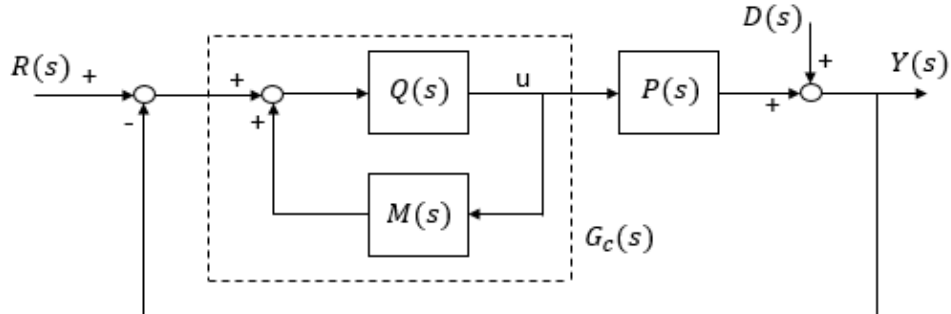


Figura 2.5- Estrutura do IMC equivalente à estrutura de controlo clássica adaptada de (Hou et al., 2009)

A Figura 2.5 é uma derivação da estrutura do IMC representada na Figura 2.4, de forma a ser possível obter apenas um único bloco controlador em série com a instalação tal como na estrutura de controlo clássica.

Da Figura 2.4 podem deduzir-se as seguintes relações.

$$Y(s) = \frac{P(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P(s) - M(s)]} R(s) + \frac{1 - M(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P(s) - M(s)]} D(s) \quad (2.7)$$

E o sinal de *feedback* do sistema traduz-se por:

$$\tilde{D}(s) = [P(s) - M(s)]u(s) + D(s) \quad (2.8)$$

Se $P(s)=M(s)$ e se não existir perturbação externa, $D(s)=0$, então a saída Y_m do modelo é igual à saída Y do processo sendo nesta situação o sinal de *feedback* zero. (Hou et al., 2009)

Na Figura 2.5 é possível ver uma estrutura IMC equivalente à estrutura de controlo clássico em que se tem um bloco controlador descrito por:

$$G_c(s) = \frac{Q(s)}{1 - Q(s)M(s)} \quad (2.9)$$

2.3.2 Estabilidade interna

Relativamente à estabilidade interna do modelo tem-se que:

1. Assumindo um modelo perfeito ($P(s)=M(s)$), o sistema da Figura 2.4 é internamente estável se e só se $P(s)$ e $Q(s)$ são ambos estáveis.
2. Assumindo que $P(s)$ é estável e que $P(s)=M(s)$, então o sistema de feedback clássico com o controlador de acordo com (2.9) é internamente estável se e só se $Q(s)$ é estável (Rivera, 1999).

2.3.3 Comportamento assintótico do anel fechado

É necessário garantir que o sistema de controlo não conduz a nenhum *offset* no ponto de ajuste ou a alterações de perturbação. Para isso são definidos dois tipos de entradas:

- Entradas em degrau – Não se obtém nenhum *offset* ou alterações de perturbação se,

$$\lim_{s \rightarrow 0} M(s)Q(s) = 1 \quad (2.10)$$

- Entradas em rampa – Para não existir nenhum *offset* para entradas em rampa é necessário que,

$$\lim_{s \rightarrow 0} M(s)Q(s) = 1 \quad (2.11)$$

e

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} (M(s)Q(s)) = 0 \quad (2.12)$$

2.3.4 Requisitos do controlador IMC

Para ser possível obter uma resposta fisicamente realizável, o controlador IMC ($Q(s)$) tem de preencher determinados requisitos.

- Estabilidade – O controlador tem de gerar respostas finitas a entradas finitas. Os pólos de $Q(s)$ têm de estar todos localizados no semiplano esquerdo;
- Causalidade – $Q(s)$ tem de ser causal. A função de transferência de $Q(s)$ deve ter denominador de grau superior ou igual ao grau do numerador (Rivera, 1999).

2.3.5 Procedimento de projeto do IMC

O projeto do controlador IMC, que tem como a base a estrutura da Figura 2.4, engloba alguns passos.

1. Obter o modelo, $M(s)$, do processo, $P(s)$.
2. Como o controlador $Q(s)$ tem de ser estável e tem por base o inverso do modelo do processo, é necessário verificar se o modelo é de fase mínima. Assim fatoriza-se o modelo do processo em duas partes:

$$M(s) = M(s)_+ M(s)_-$$

Sendo que $M(s)_+$ inclui todos os elementos de fase não mínima do modelo do processo, isto é todos os zeros que se encontrem no semiplano direito. Já o fator $M(s)_-$ é de fase mínima e invertível. Como os elementos de fase não mínima provocam um controlador instável e não causal, assim assume-se um $\tilde{Q}(s) = M(s)_-^{-1}$, que é estável e causal.

3. Para garantir a causalidade do controlador, isto é, grau do denominador superior ou igual ao numerador, utiliza-se um filtro $f(s)$ em conjunto com $\tilde{Q}(s)$ tendo-se assim o controlador final $Q(s) = f(s) \times \tilde{Q}(s)$ estável e causal.

O filtro escolhido pode ser do tipo $f(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n}$, em que a ordem n do filtro é selecionada de modo a ser o suficientemente alta para garantir que o controlador seja causal (Issa, 2011).

2.3.6 Robustez do IMC

A partir das funções de sensibilidade do IMC e através da comparação destas com o feedback de controlo convencional é possível ver como uma modificação na estrutura de controlo facilita a implementação de controladores robustos.

Tendo-se,

$$\varepsilon(s) = \frac{E(s)}{R(s) - D(s)} = \frac{Y(s)}{D(s)} \quad (2.13)$$

no caso do IMC fica-se com,

$$Y(s) = \frac{Q(s)P(s)R(s) + [1 - Q(s)M(s)]D(s)}{1 + [P(s) - M(s)]Q(s)} \quad (2.14)$$

sendo,

$$\varepsilon(s) = \frac{1 - Q(s)M(s)}{1 + [P(s) - M(s)]Q(s)} \quad (2.15)$$

E assumindo $r(s) = 0$ e $P(s) = M(s)$, pelo princípio da equivalência certa, obtém-se

$$\varepsilon(s) = 1 - Q(s)M(s) \quad (2.16)$$

Comparando com a equação de sensibilidade do esquema de controlo convencional,

$$\varepsilon(s) = \frac{1}{1 + P(s)Q(s)} \quad (2.17)$$

pode-se assim perceber que o controlador IMC é uma melhor estrutura para implementar sistemas de controlo robustos pois na estratégia de IMC o controlador surge linearmente nas funções de sensibilidade (Issa, 2011).

2.3.7 IMC para sistemas com atraso (tempo-morto)

Nos sistemas dinâmicos, com tempo morto, um determinado desfasamento de tempo entre o registo de uma alteração na entrada e o registo dessa alteração na saída, é normalmente denominado de atraso. Muitas vezes este tempo de atraso é uma fonte de instabilidade e é preciso tê-lo em conta tanto teoricamente como na prática (Tan, Marquez, & Chen, 2003).

Preditor de Smith

O preditor de Smith é uma estrutura desenvolvida para compensar o tempo de atraso de um processo mesmo no caso em que este seja longo.

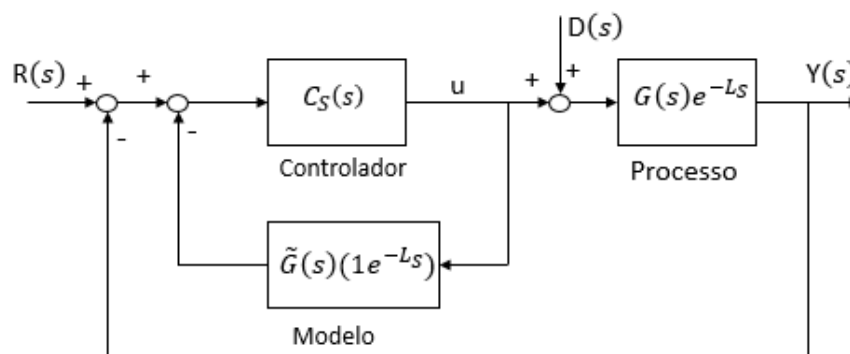


Figura 2.6 - Estrutura do preditor de Smith adaptada de (Abe & Yamanaka, 2003)

Na Figura 2.6 está ilustrada a estrutura do preditor de Smith onde:

- G é uma função proporcional que caracteriza a parte livre do atraso da instalação;
- L é uma posição constante para o tempo de atraso;
- \tilde{G} e \tilde{L} são versões nominais de G e L obtidas através de um processo de modelação;
- e^{-Ls} é um termo representativo do atraso.

Sendo a saída deste sistema dada por,

$$Y(s) = \frac{G(s)C_s(s)}{1 + G(s)C_s(s)} e^{-Ls} r + \frac{G(s)e^{-Ls}}{1 + G(s)C_s(s)} D(s) + \frac{G(s)C_s(s)}{1 + G(s)C_s(s)} G(1 - e^{-Ls})D(s) \quad (2.18)$$

em termos práticos utiliza-se um esquema equivalente para o preditor de Smith,

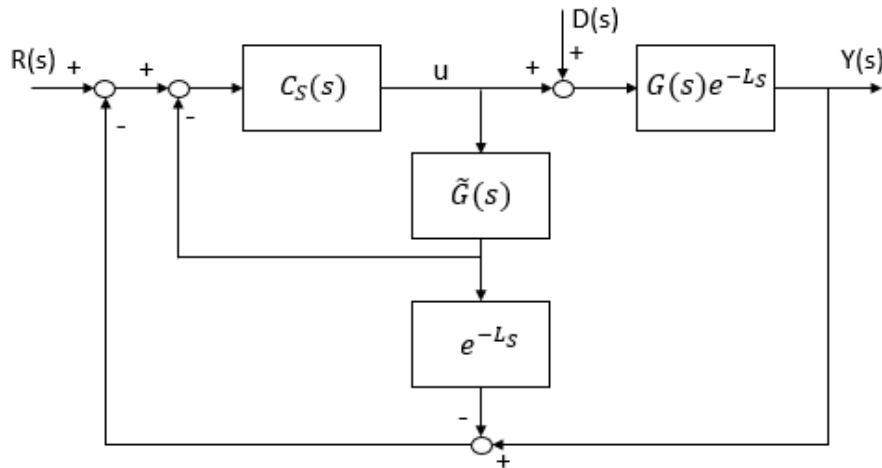


Figura 2.7- Instalação prática do preditor de Smith adaptada de (Abe & Yamanaka, 2003)

O preditor de Smith tem uma estrutura IMC sendo possível obter o C_s através de uma parametrização do controlador IMC tal que,

$$C_s(s) = \frac{C_{IMC}(s)}{1 - C_{IMC}(s)\tilde{G}(s)} \quad (2.19)$$

ficando-se assim com o esquema da Figura 2.8 como equivalente do preditor de Smith

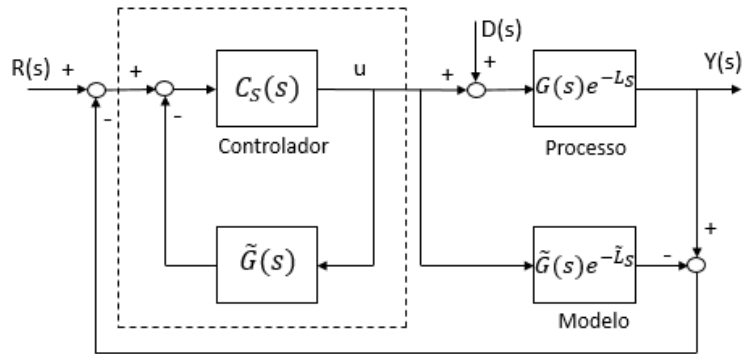


Figura 2.8- Esquema equivalente do preditor de Smith adaptada de (Abe & Yamanaka, 2003)

2.3.8 IMC para sistemas instáveis

O IMC não pode ser utilizado em instalações instáveis, assim é introduzido um IMC modificado que pode esse sim ser aplicado a sistemas instáveis mas sem perder as características do IMC.

Tendo-se uma instalação, $P(s)$, instável é necessário estabilizá-la e para isso utiliza-se um anel de feedback local onde $K(s)$ é um controlador que estabiliza a instalação e fica-se assim com uma nova instalação $G(s)$ estável em que pode ser aplicado o controlador IMC.

$$G(s) = \frac{P(s)}{1 + K(s)P(s)} \quad (2.20)$$

Substituindo-se na estrutura habitual do IMC chega-se assim à estrutura modificada do IMC para sistemas instáveis, que se encontra na Figura 2.9 (Issa, 2011).

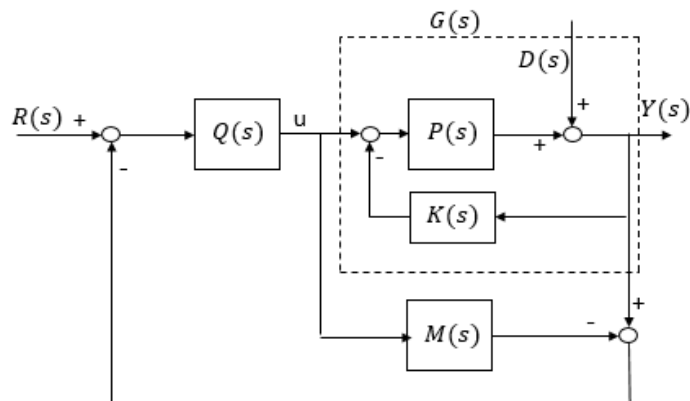


Figura 2.9 - Estrutura modificada do IMC para sistemas instáveis, adaptada de (Issa, 2011)

2.4 Sintonização de um controlador PID

O controlador PID é a forma mais comum de *feedback* e tornou-se uma ferramenta padrão quando surgiu o processo de controle na década de 1940. Na atualidade, no processo de controle, mais de 95% dos anéis de controle são do tipo PID, sendo o PID importante nos sistemas de controle distribuído.

O algoritmo representativo do controlador PID é descrito por:

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.21)$$

Onde u é o sinal de controle, e representa o erro de controle, K é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral e T_d é o tempo derivativo.

As partes integral, proporcional e derivativa podem ser interpretadas como ações de controle baseadas no passado, presente e futuro (Knospe, 2006).

Um controlador PID pode ser considerado como uma forma extrema de um compensador de *lead-lag* de fase com um pólo na origem e o outro em infinito.

A função de transferência do controlador PID é normalmente descrita por:

$$G(s) = K_p + K_I \frac{1}{s} + K_D s \quad (2.22)$$

Onde K_p é o ganho proporcional, K_I é o ganho integral e K_D é o ganho derivativo.

Outra forma de escrever a função de transferência do controlador PID é a seguinte:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2.23)$$

As três componentes (integral, proporcional e derivativa) produzem cada uma o seu efeito:

- Efeito proporcional- a ação de controle é proporcional ao erro no instante de tempo atual;
- Efeito integral- reduz os erros de estado estacionário através de compensação de baixa frequência utilizando um integrador;
- Efeito derivativo- melhora a resposta transitória através da compensação em alta frequência utilizando um diferenciador. (Kiam Heong Ang, Chong, & Yun Li, 2005)

A estrutura que representa o controlador PID é a ilustrada na Figura 2.10 e Figura 2.11.

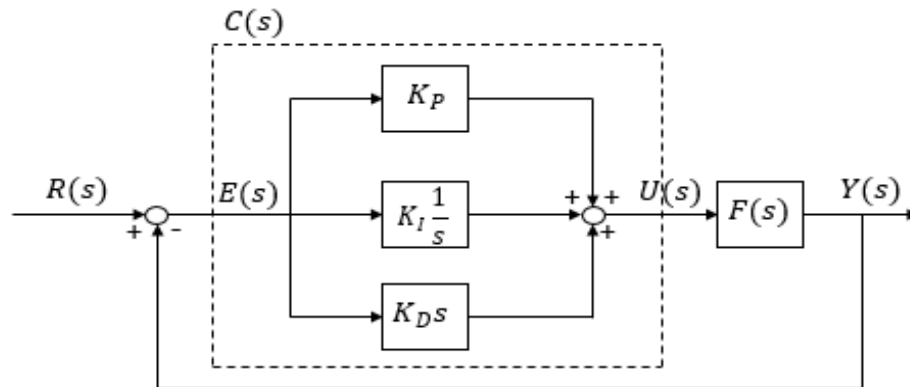


Figura 2.10- Estrutura do controlador PID em anel fechado (Silva, 2008)

Na Figura 2.10 é possível observar a estrutura do controlador PID em anel fechado.

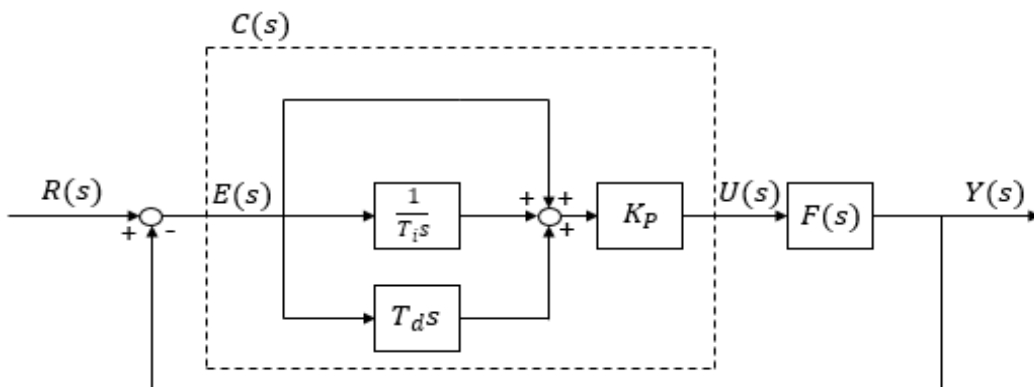


Figura 2.11- Estrutura do controlador PID com Kp em evidência (Silva, 2008)

Já a Figura 2.11 também mostra a estrutura do controlador PID em anel fechado só que com a particularidade de colocar-se o K_p em evidência.

Métodos de sintonização

Em termos de sintonização dos parâmetros do controlador PID existem alguns métodos sendo os mais utilizados as regras de Ziegler-Nichols. (Knospe, 2006)

Ziegler e Nichols desenvolveram no princípio da década de 40 (do século XX) um conjunto de regras de ajuste sistemático de controladores PID reunido em dois métodos equivalentes e alternativos.

Método da resposta ao degrau

Este método consiste na aplicação de um degrau unitário em que a resposta do sistema ao degrau é caracterizada por dois parâmetros a e L . O parâmetro L é o tempo-morto e o parâmetro a é calculado à custa do ganho estático K e do tempo de subida T .

Assim o parâmetro a é calculado da seguinte forma:

$$a = K \frac{L}{T} \quad (2.24)$$

Utilizando-se depois a Tabela 2:1 para obter os parâmetros do controlador.

Tabela 2:1 Parâmetros obtidos com base no método da resposta ao degrau (*Knospe, 2006*)

Controller	K	T_i	T_d	T_p
P	$\frac{1}{a}$			4L
PI	$\frac{0.9}{a}$	3L		5.7L
PID	$\frac{1.2}{a}$	2L	$\frac{L}{2}$	3.4L

Método da resposta em frequência

Este método consiste em levar o sistema para o limiar da estabilidade. É acoplado um controlador proporcional à instalação e o ganho proporcional é incrementado de forma gradual até o processo começar a oscilar. O valor de ganho que leva a esta alteração é denominado de K_u e o período de oscilação de T_u . Assim tendo-se estes valores calculam-se os parâmetros do controlador a partir da Tabela 2:2.

Tabela 2:2 Parâmetros obtidos com base no método da resposta em frequência (*Knospe, 2006*)

Controller	K	T_i	T_d	T_p
P	$0.5K_u$			T_u
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$		$1.4T_u$
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$	$0.85T_u$

2.5 Sistemas MIMO

Normalmente assume-se que um problema de controlo pode ser reduzido ao controlo de uma única variável de controlo como uma única variável manipulada. A este tipo de sistemas como uma única entrada e uma saída dá-se o nome de sistemas SISO (single input, single output).

No entanto, a maioria dos sistemas possui mais que uma variável manipulada e mais que uma entrada de controlo. Assim um sistema em que a entrada e a saída são vetores, em vez de escalares, é um processo de múltiplas entradas e múltiplas saídas. A este tipo de processos dá-se o nome de processos MIMO (multiple input, multiple output).



Figura 2.12-Exemplo de um processo MIMO com duas entradas e duas saídas adaptada de (Interactions, Variables, & Strategies, n.d.)

Para o exemplo da Figura 2.12 existem dois pares de controlo possíveis: U_1 com Y_1 e U_2 com Y_2 (emparelhamento 1-1/2-2) ou então U_1 com Y_2 e U_2 com Y_1 (emparelhamento 1-2/2-1).

Assim para sistemas $n \times n$, existem $n!$ configurações possíveis de emparelhamento.

2.5.1 Matriz de transferência

Quando um processo MIMO pode ser representado por um modelo LTI, então pode ser utilizada uma representação semelhante a uma função de transferência. Essa representação é chamada de matriz de transferência e os elementos dessa matriz são funções de transferência

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \cdots & G_{1m}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \cdots & G_{2m}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{n1}(s) & G_{n2}(s) & \cdots & G_{nm}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_m(s) \end{bmatrix}$$

Pode-se continuar a descrever o sistema na seguinte forma

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (2.25)$$

mas agora com $Y \in \mathbb{C}^n$, $U \in \mathbb{C}^m$ e $G \in \mathbb{C}^{n \times m}$.

Exemplo

Tendo um processo com duas entradas e duas saídas (processo 2x2), são necessárias quatro funções de transferência para representar o sistema. Estas funções serão os elementos da matriz de transferência.

$$\begin{aligned} \frac{Y_1(s)}{U_1(s)} &= G_{P11}(s) & \frac{Y_1(s)}{U_2(s)} &= G_{P12}(s) \\ \frac{Y_2(s)}{U_1(s)} &= G_{P21}(s) & \frac{Y_2(s)}{U_2(s)} &= G_{P22}(s) \end{aligned}$$

Escrevendo o sistema na notação vetor-matriz,

$$Y(s) = G_P(s)U(s)$$

onde $Y(s)$ e $U(s)$ são vetores tais que,

$$Y(s) = \begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix} \quad U(s) = \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix}$$

e $G_P(s)$ é a matriz de transferência do processo

$$G_P(s) = \begin{bmatrix} G_{P11}(s) & G_{P12}(s) \\ G_{P21}(s) & G_{P22}(s) \end{bmatrix}$$

Assim é possível escrever as relações entrada-saída do processo da seguinte forma,

$$Y_1(s) = G_{P11}(s)U_1(s) + G_{P12}(s)U_2(s) \quad (2.26)$$

$$Y_2(s) = G_{P21}(s)U_1(s) + G_{P22}(s)U_2(s) \quad (2.27)$$

Na Figura 2.13 é possível observar o diagrama de blocos referente ao controlo do processo utilizando o par de controlo 1-1/2-2.

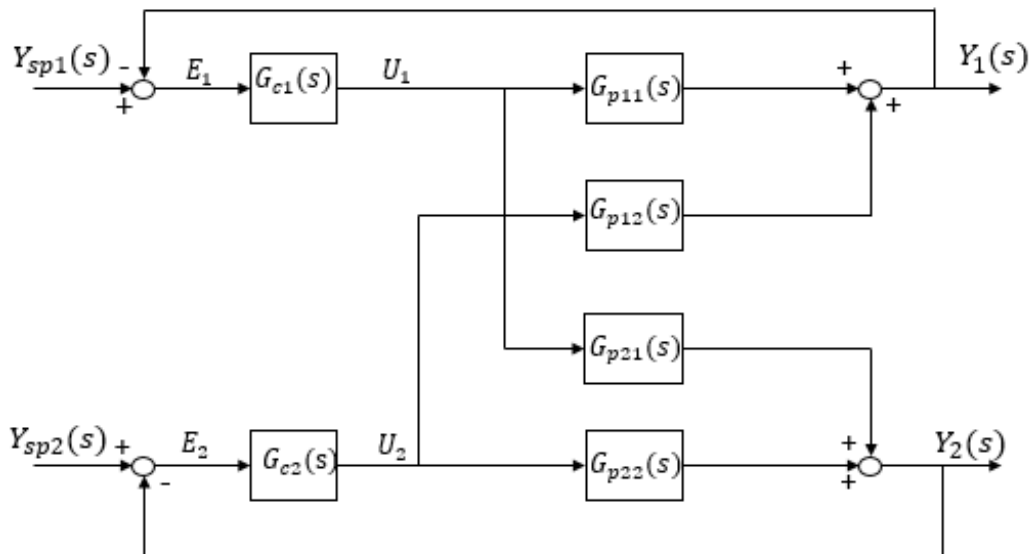


Figura 2.13-Diagrama de blocos do sistema utilizando o par de controle 1-1/2-2 adaptada de (Interactions et al., n.d.)

2.5.2 Pólos e Zeros de processos MIMO

Em termos de estabilidade, tal como nos processos SISO, os processos MIMO também dependem da localização dos seus pólos e zeros. No entanto, a forma de calcular os pólos e os zeros nos processos MIMO é um pouco diferente do que acontece nos processos SISO.

Pólos

Os pólos de um processo de múltiplas entradas e múltiplas saídas são os pólos dos elementos da matriz de transferência.

A multiplicidade dos pólos, no caso de o processo possuir uma matriz de transferência quadrada, é encontrada através do determinante da matriz de transferência. Num sistema quadrado, os pólos do determinante da matriz de transferência são os pólos do sistema e a multiplicidade dos pólos do determinante é a multiplicidade dos pólos do sistema. Caso o sistema não seja quadrado, a multiplicidade dos pólos pode ser encontrada através de uma representação em espaço de estados.

Zeros

Tal como no caso dos pólos, se o sistema for quadrado os zeros do sistema são calculados através do determinante da matriz de funções de transferência. No caso de o sistema não ser quadrado terão de ser utilizadas técnicas mais sofisticadas para calcular os zeros do sistema. (Science, n.d.)

2.5.3 Interação e desacoplamento

Um dos aspetos mais difíceis no controlo de processos MIMO é a interação entre diferentes entradas e saídas.

Em geral, cada entrada vai ter um efeito sobre cada saída do processo (saídas são acopladas).

No caso de cada entrada apenas influenciar uma saída específica, o processo MIMO é designado por desacoplado.

Sistema de controlo com desacoplamento

Considere-se o seguinte esquema de controlo

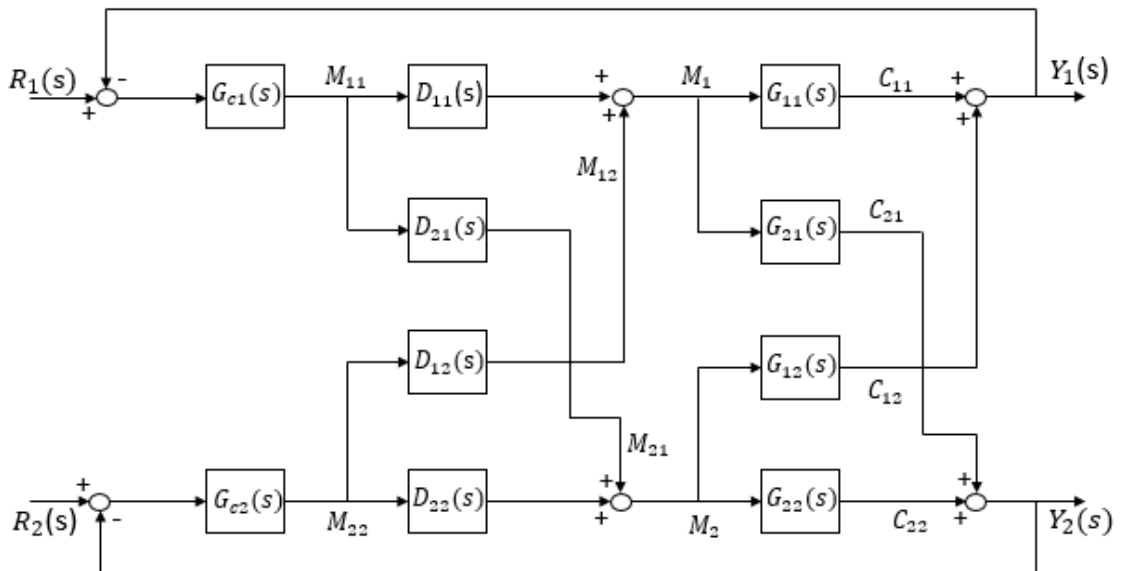


Figura 2.14- Esquema de controlo desacoplado para sistema 2x2 adaptado de (Senthilkumar & Lincon, 2012)

Este esquema possui 4 controladores: dois controladores de *feedback* (G_{c1} e G_{c2}) e dois desacopladores (D_{21} e D_{12}) (Dumont, 2011).

O desacoplador D_{21} é implementado para cancelar C_{21} que resulta da interação entre M_1 e Y_2 . Este cancelamento irá ocorrer em Y_2 se a saída M_{21} do desacoplador satisfaz a equação

$$G_{21}(s)M_{11} + G_{22}(s)M_{21} = 0 \quad (2.28)$$

Sendo $M_{21} = D_{21}(s)M_{11}$ obtém-se

$$(G_{21}(s) + G_{22}(s)D_{21}(s))M_{11} = 0 \rightarrow G_{21}(s) + G_{22}(s)D_{21}(s) = 0 \quad (2.29)$$

Tendo-se assim o desacoplador dado por

$$D_{21}(s) = -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} \quad (2.30)$$

No caso de desacoplador D_{12} , pode-se escrever de forma análoga tendo-se

$$G_{12}(s)M_{22} + G_{11}(s)M_{12} = 0 \quad (2.31)$$

$$(G_{12}(s) + G_{11}(s)D_{12}(s))M_{22} = 0 \quad (2.32)$$

sendo o desacoplador dado por

$$D_{12}(s) = -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \quad (2.33)$$

2.6 Otimização por enxame de partículas (PSO)

A otimização por enxame de partículas, conhecida normalmente pelo seu nome inglês Particle Swarm Optimization (PSO), é um método de otimização estocástico desenvolvido por R. Eberhart e J. Kennedy.

O PSO é um método que apresenta algumas semelhanças com os algoritmos evolutivos, como por exemplo a inicialização do algoritmo com uma população de soluções aleatórias e a convergência para o ótimo pela atualização das gerações. No caso do PSO, as possíveis soluções, chamadas de partículas, “voam” através do espaço de busca do problema, seguindo as melhores partículas.

Algoritmo clássico

O problema de otimização é encontrar o conjunto de parâmetros do controlador que minimiza a função de custo, garantindo simultaneamente a estabilidade de anel fechado. O algoritmo padrão (clássica) PSO é descrito a seguir. Cada partícula é caracterizada pela sua posição e velocidade no espaço de parâmetros de um controlador.

Cada posição da partícula é atualizado de acordo com a equação (2.34)

$$x_i(k) = x_i(k - 1) + v_i(k) \quad (2.34)$$

A posição da partícula i na iteração n é $x_i(k)$ e $v_i(k)$ é a sua velocidade. A velocidade é atualizada de acordo com a equação (2.35), em que w , c_1 e c_2 são os parâmetros de valor real, $p_i(k)$ é a localização correspondente à melhor posição da partícula i , $p_g(k)$ é a localização correspondente à melhor posição encontrada por qualquer partícula. O vetor de valores reais aleatórios $rand(\cdot)$ é uniformemente distribuído no intervalo $[0; 1]$.

Cada posição da partícula é avaliada através da função de custo $J_c(k)$ (L. Brito Palma, Vieira Coito, Gomes Ferreira, & Sousa Gil, 2015).

$$v_i(k) = w \times v_i(k)(k - 1) + c_1 \times rand(\cdot) \times (p_i(k - 1) - x_i(k - 1)) + c_2 \times rand(\cdot) \times (p_g(k - 1) - x_i(k - 1)) \quad (2.35)$$

2.7 Publicações com aplicação de controladores IMC

Existe já algum trabalho efetuado quer a nível de estudo das metodologias de projeto de controladores IMC quer a nível das aplicações para as quais este tipo de controladores são utilizados. Como exemplo disso serão seguidamente enumerados alguns trabalhos desenvolvidos.

- Foi implementado um controlador IMC para sistemas de variação de parâmetros lineares. As principais fontes de incertezas que afetam a estrutura do IMC são os erros de medição, bem como as imprecisões do modelo do processo utilizado implementação do IMC. Para resolver este problema, foi proposta uma formulação baseada em desigualdade de matrizes lineares para garantir a robustez no processo de implementação do IMC. (Mohammadpour, Sun, Karnik, & Jankovic, 2013).

- Priyadarshini e Lather implementaram um controlador IMC-PID para sistemas de ordem elevada e compararam com um PID convencional. As conclusões obtidas mostraram que o PID sintonizado com IMC apresenta melhores resultados em relação à sintonização pelos métodos convencionais, regras de Ziegler-Nichols (Priyadarshini & Lather, 2013).

- Qibing, Ling e Qin propuseram um novo método de controlo por modelo interno para sistemas multivariáveis com acoplamento e tempos de atraso (Qibing, Ling, & Qin, 2009).

- Um novo esquema de IMC foi proposto baseado em redes neuronais. O modelo seria baseado numa rede de funções Gaussianas e a estrutura do IMC seria constituída por redes neuronais multimodelo (Zhao & Liu, 2008).

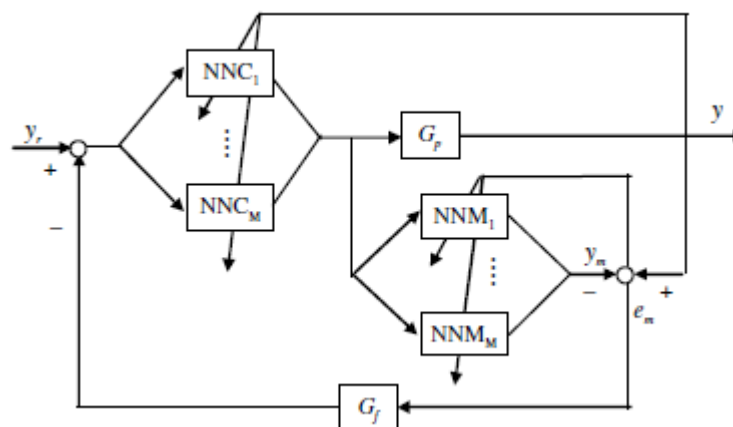


Figura 2.15- Estrutura do IMC constituída por redes neuronais multimodelo (Zhao & Liu, 2008)

- Sintonzou-se um controlador PID com recurso à lógica difusa (fuzzy) em conjunto com um algoritmo IMC (Ming-guang, Peng, & Lanzhou, 2007).

- Foi desenvolvido um controlador IMC para processos complexos com atraso. O modelo do processo baseia-se em redes neuronais e a técnica utilizada tem por base uma aproximação multimodelo substituindo o modelo interno por 5 modelos lineares sem atraso. Utiliza-se um só neurónio com função de ativação linear para criar um primeiro modelo e depois os outros são criados através de variações lineares do erro entre o modelo direto e a saída do processo (Mensia & Ksouri, n.d.).

- Foi implementado um controlador IMC-PID para controlar um motor ultrassónico. O motor possui características variáveis com a fricção e é não-linear. É utilizada uma rede neuronal para compensar a não-linearidade do motor. Pelos resultados experimentais foi possível verificar que o método proposto conseguiu compensar a não-linearidade através da utilização das redes neuronais (Mu et al., 2009).

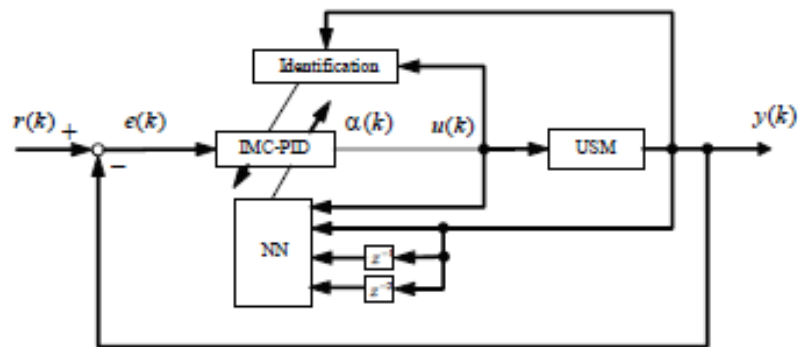


Figura 2.16- Diagrama de blocos do IMC-PID (Zhao & Liu, 2008)

- Implementação de um controlador IMC-PID adaptativo baseado em redes neuronais e que tinha como funcionalidade conseguir adaptar-se a alterações nas características da instalação (resultantes de perturbações, atrasos ou fatores incertos que podem ser incluídos no sistema de controlo), de modo a ajustar a resposta e a robustez do anel fechado do sistema (Li, Hou, & Hu, 2009).

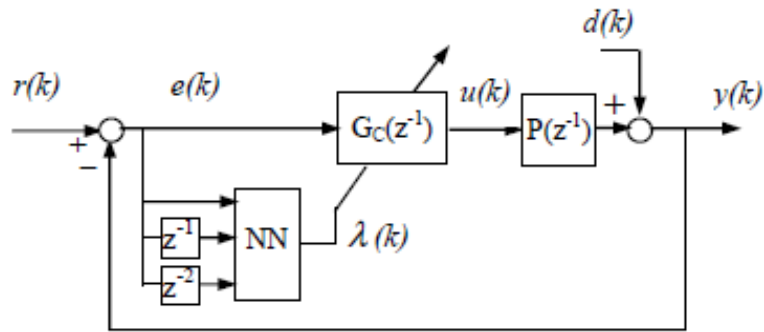


Figura 2.17- Estrutura de controlo constituída pelo IMC-PID e redes neuronais

- Foi desenvolvido um algoritmo de controlo difuso (fuzzy control) baseado em IMC, de modo a combinar um controlador IMC-PID com controlo difuso para otimizar os parâmetros do controlador através da saída do sistema de controlo difuso (Wei-ping & Xiao-jing, 2015).
- Com recurso à lógica difusa e ao controlo baseado em modelo interno foi sintonizado um controlador PID, cujos parâmetros do controlador PID foram escolhidos com base em regras de lógica difusa (Pandey, n.d.).
- Foi implementado um controlador por modelo interno baseado em redes neuronais processo MIMO não linear sujeito a perturbações (Deng & Xu, 2009).
- Implementação de um controlador IMC para sistemas multivariáveis não lineares. Esta abordagem é baseada na multi-modelação de sistemas não lineares e na inversão específica de cada modelo. É feito ainda um estudo comparativo entre duas estruturas de controlo (Nahla Touati Karmani Dhaou Soudani, 2013).
- Foi implementaram um controlador IMC baseado numa rede neuronal para um processo não linear. Foi também desenvolvido um esquema utilizando linearização por *feedback* sobre uma técnica de controlo adaptativo indireto (Chidrawar & Patre, 2008).

3 Projeto de Controladores IMC

Neste capítulo serão descritas as metodologias de projeto de controladores IMC utilizadas na dissertação, nomeadamente a implementação de controladores IMC adaptativos e não-adaptativos, sintonização de um controlador PID a partir do IMC, para processos SISO e implementação de controladores IMC para processos MIMO. Devido a se ter realizado todo o trabalho em tempo discreto, as funções de transferência utilizadas neste capítulo também se encontram descritas em tempo discreto.

3.1 Controlador IMC para um processo SISO

Tendo um processo P e um modelo M desse processo é possível implementar um controlador IMC para esse processo.

Seguindo a estrutura base do controlador IMC, representada na figura seguinte

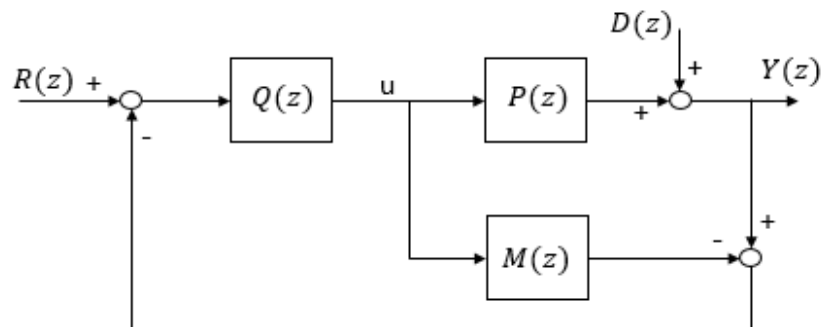


Figura 3.1- Estrutura base do controlador IMC

O processo P pode ser representado por um modelo do tipo ARX linear dado pela seguinte função de transferência,

$$P(z) = \frac{b_1 z^{-n_d} + \dots + b_{n_b} z^{-(n_d+n_b-1)}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a}} \quad (3.1)$$

Para um modelo ARX do tipo ARX(2,2,1), visto ser o tipo de modelo utilizado no trabalho desenvolvido, o processo P é descrito pela seguinte função de transferência,

$$P(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3.2)$$

Depois de se obter o modelo aproximado M, para garantir a estabilidade do anel fechado, é necessário verificar se o modelo é de fase mínima, isto é, se os zeros estão todos localizados no interior da circunferência de raio unitário.

Se o modelo for de fase mínima obtém-se o modelo aproximado inverso que é dado pela seguinte função de transferência,

$$M^{-1}(z) = \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.3)$$

O controlador tem de ser causal, isto é, na função de transferência do controlador final, o denominador tem de possuir grau superior ou igual ao grau do numerador. Para garantir essa condição é normalmente desenvolvido um filtro de grau suficientemente grande para cumprir este requisito. O filtro desenvolvido para este tipo de modelo pode ser de grau 1 sendo descrito pela seguinte função de transferência,

$$F(z) = \frac{(1 - \alpha)z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} = \frac{b_f z^{-1}}{1 + a_f z^{-1}} \quad (3.4)$$

Assim o controlador IMC é dado pelo filtro em série com o modelo aproximado inverso e tem como função de transferência em tempo discreto,

$$Q(z) = F(z) \times M^{-1}(z) = \frac{b_f z^{-1}}{1 + a_f z^{-1}} \times \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.5)$$

No caso de o modelo do processo ser de fase não-mínima, é necessário fatorizar o modelo de modo a separar os termos invertíveis dos termos não invertíveis tal que,

$$M(z) = M_-(z)M_+(z) \quad (3.6)$$

Em que $M_-(z)$ engloba os termos invertíveis e $M_+(z)$ diz respeito aos termos não-invertíveis, sendo que nesta situação o modelo inverso é apenas dado pelo inverso de $M_-(z)$, de modo a garantir a estabilidade do anel fechado, e o controlador IMC é dado por,

$$Q(z) = F(z) \times M_-^{-1}(z) \quad (3.7)$$

3.2 Controlador PID-IMC para um processo SISO

Um dos métodos para sintonizar os parâmetros de um controlador PID é o ajuste utilizando o modelo de controlo interno e o método de ajuste de PID-IMC, que é baseado em manter a resposta da variável que se quer controlar perto da resposta desejada para o anel fechado.

Uma vantagem importante deste método é que a constante de tempo do anel fechado é igual à constante de tempo do filtro utilizado no controlo por modelo interno (IMC), o que permite ter um parâmetro de ajuste conveniente para a velocidade e robustez do sistema em anel fechado. No entanto, este método dá constantes de tempo, derivativo e integral, que não dependem da constante de tempo do sistema em anel fechado. Além disso, este método não pode ser usado para qualquer tipo de modelo de processo.

Foi estabelecida uma nova abordagem para o método de ajuste de IMC-PID em que os parâmetros PID são obtidos para modelos gerais através de uma aproximação do controlador ideal utilizando uma série de Maclaurin no domínio s . Com este método, o controlador torna-se dependente da constante de tempo do anel fechado e a resposta do anel fechado torna-se melhor (Mohutsiwa, n.d.).

A sintonização destes controladores convencionais envolve o ajuste de vários parâmetros, mas com a implementação baseada no projeto de controladores IMC é fácil definir os parâmetros do PID.

A implementação de um controlador PID com base estrutura IMC pode ser vista na Figura 3.2. Não se utilizaram variáveis em função da frequência na Figura 3.2 e em (3.8), mas estas são válidas tanto para o domínio “ s ” ou para o domínio “ z ”.

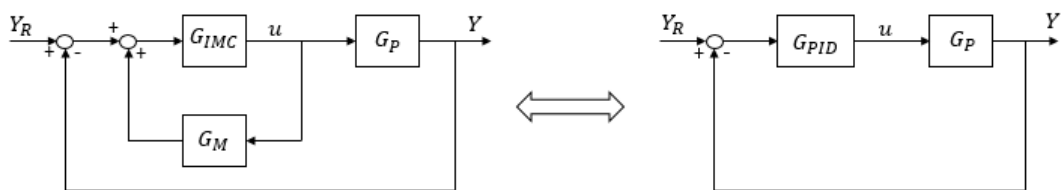


Figura 3.2-Relação entre a estrutura do controlador IMC e a estrutura do controlador PID

Através da Figura 3.2 é possível perceber que o controlador PID é obtido, recorrendo à álgebra de blocos, através da estrutura do IMC a partir da relação (3.8):

$$G_{PID} = \frac{G_{IMC}}{1 - G_M G_{IMC}} \quad (3.8)$$

A sintonização dos parâmetros do controlador PID é feita através de aproximações realizadas na função de transferência obtida através da relação (3.8), de modo a que esta seja idêntica à função de transferência genérica do controlador PID.

Entretanto foi desenvolvida uma tabela, que se encontra no Anexo A retirada de (Mohutsiwa, n.d.), através da qual é possível determinar os valores dos parâmetros do controlador PID em tempo contínuo, estes valores estão dependentes do tipo de modelo do processo, da constante de tempo associada ao processo e da constante de tempo do filtro utilizado na implementação do controlador IMC.

No caso de se ter um modelo de processo em que se consiga utilizar a tabela do Anexo A, depois de calculados os parâmetros PID basta substituí-los na função geral do controlador PID em tempo contínuo descrita por,

$$G_{PID}(s) = k_c \left[\frac{\tau_I \tau_D s^2 + \tau_I s + 1}{\tau_I s} \right] \quad (3.9)$$

Nesta dissertação o controlador PID sintonizado a partir do IMC foi implementado em tempo discreto, com base em (Franca, Silveira, Coelho, Gomes, & Meza, 2011), com os parâmetros do controlador a serem obtidos da seguinte forma.

Tendo como modelo para a instalação um modelo ARX (2,2,1) e um filtro de 1ª ordem, seguindo a estrutura da Figura 3.2 e a relação (3.8) a função de transferência para o controlador PID em tempo discreto é descrita por:

$$G_{PID}(z) = \frac{b_f}{b_1 + b_2 z^{-1}} \times \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{(1 - a_f z^{-1} - b_f z^{-n-1})} \quad (3.10)$$

De modo a garantir o ganho estático do controlador e anular alguns pólos, fizeram-se as seguintes aproximações,

$$b_1 + b_2 z^{-1} \approx b_1 + b_2 \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} 1 - a_f z^{-1} - (1 - a_f) z^{-n-1} \\ = (1 - z^{-1}) \times \{ [1 + (1 - a_f) z^{-1} + \dots + (1 - a_f) z^{-n}] |_{z=1} \} \\ \approx (1 - z^{-1}) \times (1 + n(1 - a_f)) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Assim obtém-se,

$$G_{PID}(z) = \bar{K} \times \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(1 - z^{-1})} \quad (3.13)$$

sendo,

$$\bar{K} = \frac{b_f}{(b_1 + b_2)(1 + n(1 - a_f))}$$

Como a função de transferência genérica do controlador PID em tempo discreto é:

$$G_{PID}(z) = \frac{(q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2})}{(1 - z^{-1})} \quad (3.14)$$

tem-se que,

$$q_0 = \bar{K} = K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s}\right); \quad q_1 = \bar{K} a_1 = -K_p \left(1 + 2 \frac{T_d}{T_s}\right); \quad q_2 = \bar{K} a_2 = K_p \frac{T_d}{T_s}$$

com,

$$K_p = -\bar{K}(a_1 + 2a_2); \quad T_i = \frac{-(a_1 + 2a_2)T_s}{(1 + a_1 + a_2)}; \quad T_d = \frac{-a_2 T_s}{(a_1 + 2a_2)}$$

3.3 Controlador IMC adaptativo

O controlo adaptativo é utilizado quando a incerteza associada à instalação que se quer controlar é predominantemente do tipo paramétrico e demasiado elevada para se conseguir comandar a instalação usando um controlador fixo. Assim, com este tipo de controlo, pode-se estimar em tempo real os valores do numerador e denominador da função de transferência da instalação e implementar o controlador IMC usando estas estimativas. Como os valores estimados para os parâmetros mudam com o tempo, o controlador deixa de ser invariante no tempo (Eds et al., 2011).

Quando os valores dos parâmetros da instalação variam pouco é possível obter-se um bom efeito de controlo. Se, pelo contrário, existir uma grande diferença entre a instalação e os valores do modelo que representa a instalação, já não se obtém um bom sistema de controlo. O controlo adaptativo é então utilizado para reduzir as diferenças entre a instalação e o modelo da instalação, melhorando a adaptabilidade do sistema, de modo a se obter o efeito de controlo desejado (Datta & Xing, n.d.).

Para variar os parâmetros do modelo utilizam-se algoritmos de estimação que têm como objetivo calcular os valores dos parâmetros do modelo da instalação, sendo depois utilizados os valores estimados para sintonizar os parâmetros do controlador IMC.

Para implementar um controlador IMC adaptativo é necessário ter um modelo inicial da instalação e depois a partir dos dados obtidos na saída do sistema e com o auxílio de um algoritmo de estimação é possível calcular em tempo real os novos parâmetros do modelo da instalação e assim utilizar esses valores na implementação do controlador IMC que deixa de ser fixo e passa a ser um controlador que se vai adaptando às variações do modelo em tempo real.

Este tipo de controlo é útil para instalações que possuam não-linearidades, mas que se tentem controlar com técnicas de controlo lineares. Assim as variações dos parâmetros da instalação estão a ser calculadas e o controlador adapta-se a essas variações.

Algoritmo de estimação PCR

O algoritmo de estimação utilizado neste trabalho é o algoritmo PCR, Regressão de Componentes Principais (Brito Palma, 2007).

Neste ponto faz-se apenas uma breve descrição deste algoritmo, para um estudo mais detalhado sugere-se a consulta de (Brito Palma, 2007).

Este algoritmo pode ser visto como uma extensão da Análise de Componentes Principais (PCA) em que se modelam alguns dados de Y a partir de dados X . Assim são realizadas duas etapas para definir esta relação. A primeira etapa é aplicar PCA sobre os dados X e depois executar uma regressão dos resultados para os dados Y .

Segundo Wise & Ricker, os modelos parametrizados identificados pelo método clássico dos mínimos quadrados (LS) são, geralmente, tão bons como os modelos identificados por PCR.

Assim o PCR pode ser entendido como uma extensão do LS e do PCA. Primeiro são calculados os valores dos componentes principais. Sendo utilizados como base para o LS, tendo os dados Y como alvo, os valores obtidos através do PCA.

As principais vantagens do PCR em relação ao LS são: o ruído permanece nos resíduos, uma vez que os vetores próprios com baixos valores próprios representam apenas parte dos dados com uma variância baixa e os coeficientes de regressão b são mais estáveis, devido ao facto dos vetores próprios serem ortogonais entre si. A desvantagem é que o PCR não tem uma versão recursiva tão simples como ocorre no algoritmo recursivo dos mínimos quadrados (RLS).

No caso de modelos ARX, o problema de estimação de parâmetros pode ser formulado da seguinte forma. Assumindo que para uma série de dados o vetor da variável de saída é $y \in \mathfrak{R}^{n \times 1}$ e a matriz de entrada $X \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ consiste em valores de entrada e saída do processo, o problema de estimação é dado por,

$$y = Xb \quad (3.15)$$

onde $b \in \mathfrak{R}^{m \times 1}$ é o vetor de estimação.

A forma mais óbvia de estimar o parâmetro b é usar os mínimos quadrados (LS) tal que,

$$\hat{b} = (X^T X)^{-1} X^T y \quad (3.16)$$

Em todo o caso, para se obter um melhor problema condicionado para a estimação do parâmetro b é comum usar-se o PCR.

A decomposição da matriz X pode ser feita utilizando PCA ou SVD (singular value decomposition) tal que,

$$X = T P^T = U S V^T \quad (3.17)$$

onde $T = U S$ e $P^T = V^T$.

Sendo T a matriz dos *scores*, P a matriz dos *loadings*, V o vetor dos *loadings* e S a matriz de covariância.

Para processos do tipo SISO, e sem perda de generalidade, o problema de estimação através de PCR é formulado como um teorema inspirado nos algoritmos anteriores.

Teorema

Para o problema de estimação de parâmetros $y = Xb$, a matriz de dados $X \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ consiste nos valores passados das saídas do processo $y \in \mathfrak{R}^{n \times 1}$ e das entradas $u \in \mathfrak{R}^{n \times 1}$. O número de parâmetros a estimar é dado por m e o número de componentes principais é dado por $a \leq m$. Se $n \gg m$ e as condições de excitação persistentes são verificadas, então é possível decompor a matriz X através da Análise em Componentes Principais (PCA). As estimativas do vetor de parâmetros b podem ser obtidas utilizando os primeiros a vetores das matrizes P^T e T de acordo com,

$$\hat{b} = P_a (T_a^T T_a)^{-1} T_a^T y \quad (3.18)$$

com $\hat{b} \in \mathfrak{R}^{m \times 1}$, $P_a \in \mathfrak{R}^{m \times a}$ e $T_a \in \mathfrak{R}^{n \times a}$, (Brito Palma, 2007).

A ideia principal na estimação PCR é inverter apenas as principais tendências no X quando se estima b , assumindo implicitamente que as principais tendências em X e em Y

estão casualmente ligadas. Na prática, quando se utiliza o método de estimação PCR é comum a utilização de $a = m$ quando se deseja boas estimações, uma vez que geralmente são adicionadas componentes principais, o erro do modelo torna-se menor, tendendo para um mínimo.

Para se calcular, em tempo real, a estimação dos parâmetros do vetor ARX é utilizado um algoritmo de Regressão de Componentes Principais (PCR) em janela deslizante. A janela deslizante tem um comprimento d , que deve ser escolhido de acordo com a constante de tempo do processo dominante.

Para visualização do pseudo-código associado a este algoritmo recomenda-se a consulta de (Brito Palma, 2007).

3.4 Controlador IMC para um processo MIMO

Tendo uma instalação P, de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), e um modelo M dessa instalação a implementação de um controlador IMC para este tipo de instalação segue procedimentos semelhantes aos utilizados para processos de uma entrada e uma saída (SISO).

Sendo M o modelo da instalação que se quer controlar dado por uma matriz de transferência do tipo

$$M(z) = \begin{bmatrix} M_{11}(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

onde os termos da matriz são funções de transferência.

Visto que o controlador IMC é dado por um filtro em série com o inverso do modelo da instalação tal que,

$$Q(z) = F(z) \times M^{-1}(z) \quad (3.20)$$

é importante ter em conta que $M^{-1}(z)$ apenas engloba o termos estáveis e invertíveis.

Assim é necessário calcular o determinante de M de modo a perceber se o processo possui zeros de fase não mínima.

No caso de o processo não possuir zeros de fase não mínima, o controlador é dado pelo inverso do modelo do processo colocado em série com um filtro. Se o processo possuir zeros de fase não mínima é necessário fatorizar o modelo do processo tal que,

$$M(z) = M_-(z) \times M_+(z) \quad (3.21)$$

Sendo $M_-(z)$ a parte que engloba os termos de fase mínima e $M_+(z)$ engloba os termos de fase não mínima e que não são invertíveis.

Assim sendo neste caso o controlador IMC será dado por,

$$Q(z) = F(z) \times M_-^{-1}(z) \quad (3.22)$$

Em que no caso de processos de múltiplas entradas e saídas, $M_-^{-1}(z)$ é obtido por, (Garcia & Morari, 1985)

$$M_-^{-1}(z) = \frac{\text{adj } M(z)}{\det M(z)} \times M_+(z) \quad (3.23)$$

Assim o controlador IMC é dado pela seguinte matriz de transferência,

$$Q(z) = \begin{bmatrix} Q_{11}(z) & Q_{12}(z) \\ Q_{21}(z) & Q_{22}(z) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Na Figura 3.3 é possível observar um exemplo do diagrama de blocos do sistema quando se utiliza o controlador IMC para um processo MIMO.

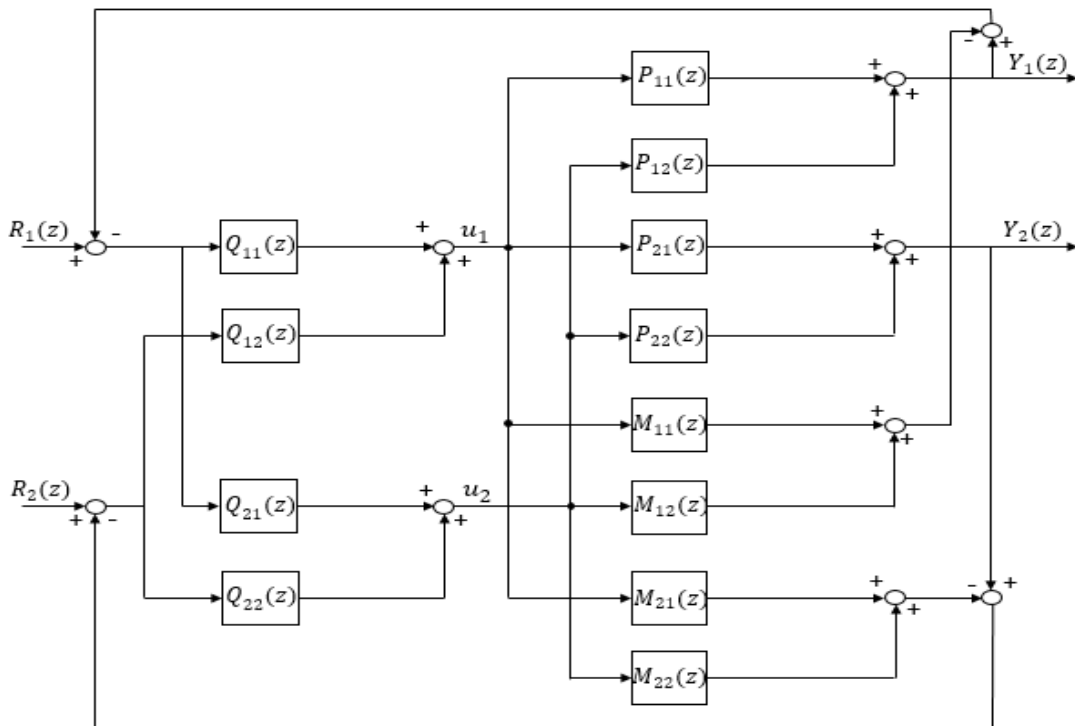


Figura 3.3-Diagrama de blocos do sistema para controlador IMC em processo MIMO

Desacoplamento

No caso de uma entrada influenciar cada uma das saídas poderá ser necessário realizar-se um processo de desacoplamento.

Tendo-se como exemplo um sistema 2x2, representado pela seguinte matriz de transferência,

$$P(z) = M(z) = \begin{bmatrix} M_{11}(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.7992z + 0.294}{z^2 - 0.5032z + 0.04979} & \frac{-0.6321}{z - 0.3679} \\ \frac{1.264}{z - 0.3679} & \frac{-0.09989z - 0.03675}{z^2 - 0.5032z + 0.0498} \end{bmatrix}$$

O sistema desacoplado poderá ser representado, tal como referido no subcapítulo 2.5.3, pelo seguinte diagrama de blocos

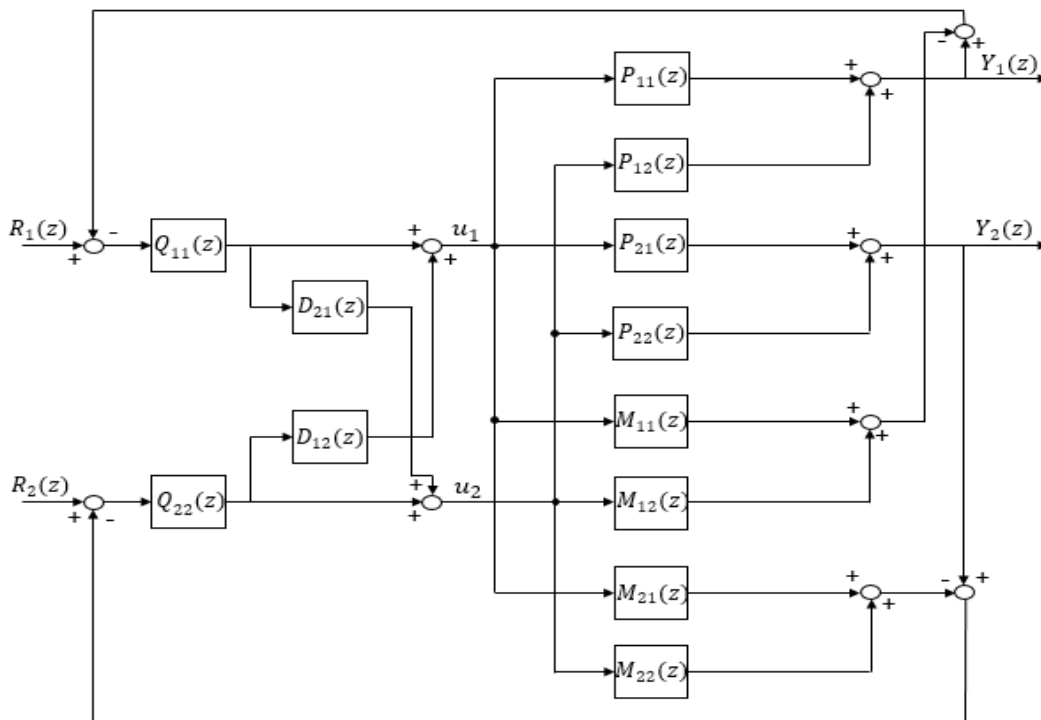


Figura 3.4-Diagrama de blocos do processo MIMO com desacoplamento

Sendo os controladores de *feedback* dados por

$$Q_{11}(z) = \frac{-0.1186z + 0.0185}{z^2 - 0.4177z + 0.01832}$$

$$Q_{22}(z) = \frac{0.9489z - 0.148}{z^2 - 0.4177z + 0.01832}$$

e seguindo os passos já descritos no subcapítulo 2.5.3, os desacopladores D_{21} e D_{12} são dados por,

$$D_{21}(z) = -\frac{M_{21}(z)}{M_{22}(z)} = \frac{1.264z^2 - 0.6362z + 0.06294}{0.09989z^2 + (1.388 \times 10^{-17})z - 0.01352}$$

$$D_{12}(z) = -\frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} = \frac{0.6321z^2 - 0.3181z + 0.03147}{0.7992z^2 + (1.11 \times 10^{-16})z - 0.1082}$$

Testando o processo utilizando como referências dois sinais de amplitude 0.4 e 0.2 respetivamente obtém-se a resposta ilustrada na seguinte figura.

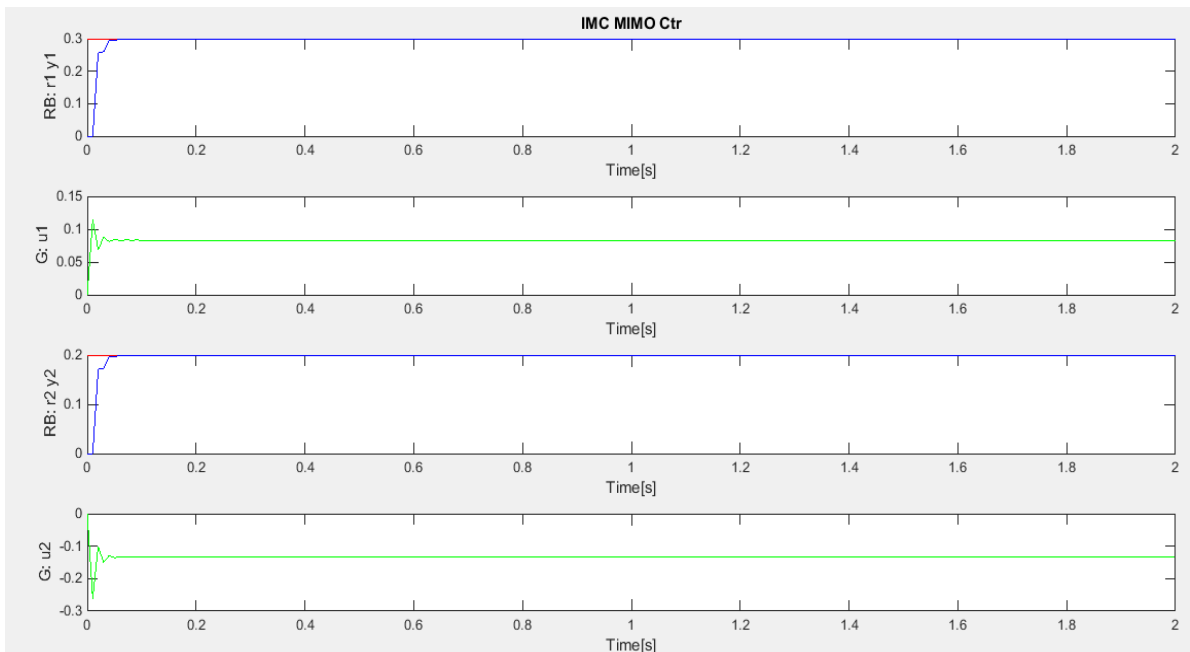


Figura 3.5-Resposta do sistema, com desacoplamento, a duas referências de amplitude 0.3 e 0.2

Como se pode observar na Figura 3.5 a saída segue o sinal de referência com erro de controlo mínimo e com o sinal de ação de controlo estável em que cada entrada só influencia uma das saídas.

4 Simulações e Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos efetuados para a implementação dos controladores, através dos métodos descritos no capítulo 3, e todas as simulações e experiências realizadas nesta dissertação.

Para avaliar os resultados das metodologias utilizadas foram realizadas experiências num processo em configuração SISO e configuração MIMO.

Os algoritmos de modelação, controlo e simulação foram desenvolvidos em ambiente MATLAB.

Devido ao facto de todos os procedimentos terem sido feitos em ambiente computacional o trabalho foi realizado em tempo discreto.

Trabalhou-se também com valores normalizados no intervalo de 0 a 1, por duas razões:

1º - Permitir ao operador humano uma interação simplificada com as variáveis em estudo, uma vez que os limites, superior e inferior, estão definidos.

2º - Ser possível obter uma representação gráfica de todas as variáveis numa escala compatível entre todas.

4.1 Processo a controlar

As experiências efetuadas foram realizadas num processo de referência de três tanques (AMIRA DTS 200), representado na Figura 4.1.



Figura 4.1- AMIRA DTS 200

Este processo de três tanques é constituído por três vasos de acrílico ligados entre si por tubos de seção circular, equipados com válvulas de secionamento esféricas. Na Figura 4.2 pode observar-se um esquema do processo. Os tanques T1 e T2 são alimentados diretamente com água destilada, que se encontra armazenada no reservatório inferior, através de duas bombas P1 e P2. Cada tanque possui um sensor de pressão que monitoriza o nível de líquido no tanque.

A saída principal de líquido no processo encontra-se localizada no tanque T2, existem ainda três outras saídas complementares colocadas na base de cada um dos vasos, que podem também servir para introduzir perturbações.

A ligação entre o servidor e o processo é efetuada por USB recorrendo a uma placa de aquisição de dados da National Instruments USB-6009. Esta placa possui 8 entradas analógicas de 14 bits, 2 saídas analógicas de 10 bits, 12 ligações digitais I/O e um contador de eventos de 32 bits.

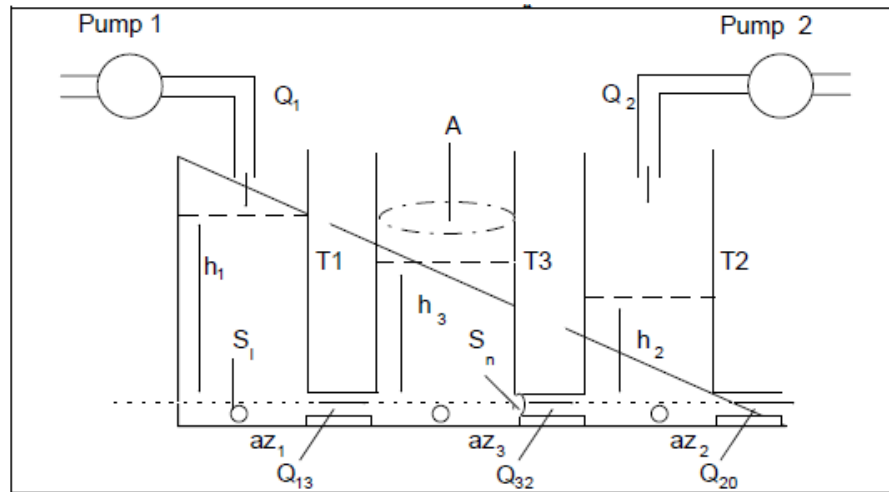


Figura 4.2- Esquema do processo (“Laboratory Setup Three - Tank - System ©,” 2009)

4.2 Obtenção dos modelos

Os modelos do processo utilizados neste trabalho foram obtidos através da interface gráfica GUI (ident) disponibilizada no MATLAB.

Uma vez aberta a interface, importam-se os dados obtidos previamente através de experiências realizadas no processo real. Nestas experiências foi aplicado um controlador ao processo e observadas as respostas para determinados valores de set-point que foram utilizados no trabalho.

Em seguida, através de uma série de passos escolhe-se o modelo ARX que representa a relação entrada/saída do processo.

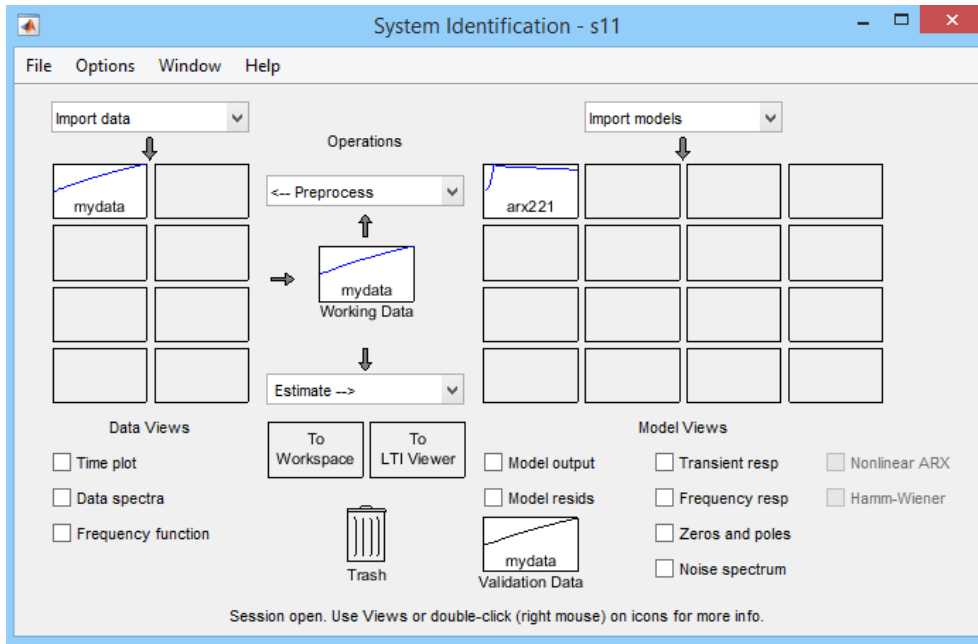


Figura 4.3- GUI (Interface gráfica do utilizador)

Esta aplicação permite saber a percentagem de precisão de cada modelo, ou seja, qual o modelo que melhor se ajusta à instalação que se quer controlar. Assim é possível perceber se o modelo escolhido é uma boa representação do processo, tal como é demonstrado na Figura 4.4

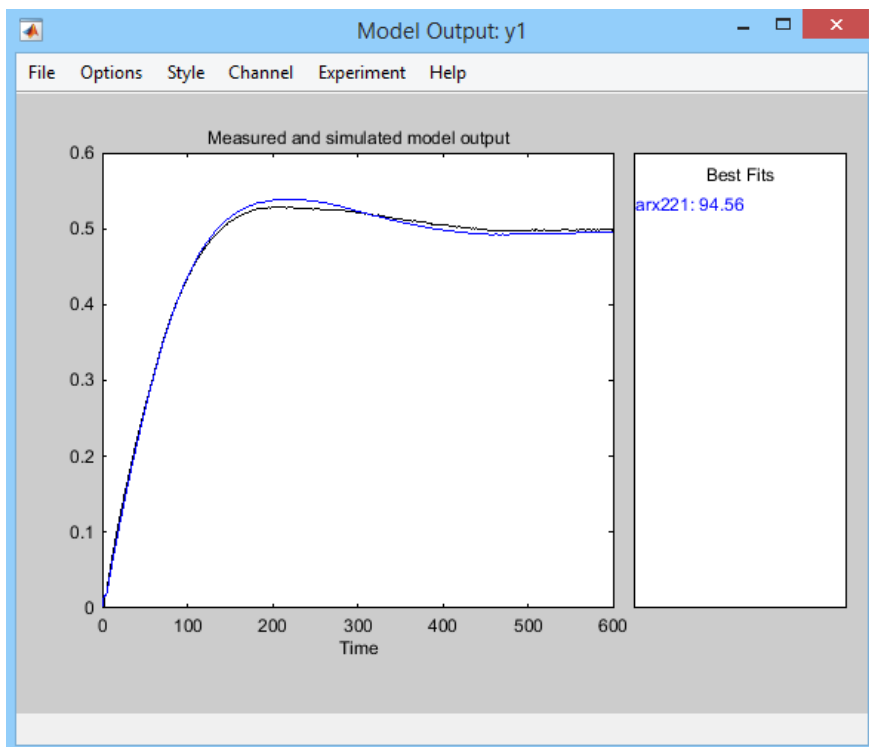


Figura 4.4- Modelo Output do processo

Posto isto é possível verificar os coeficientes de A e B do modelo escolhido tal como se pode ver na Figura 4.5.

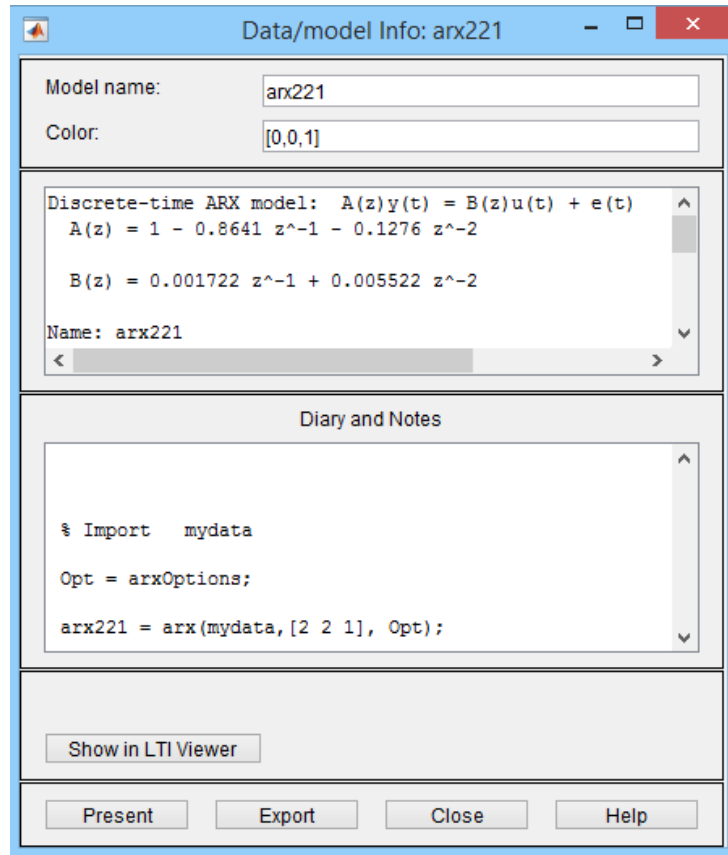


Figura 4.5- Coeficientes de A e B do modelo ARX

4.3 Controlador IMC para processo SISO

Nesta fase foi desenvolvido um controlador IMC para um processo SISO. Assim o processo apenas possuía uma entrada de controlo que era a bomba P1 e a variável a controlar foi o nível de líquido no tanque 1.

A estrutura de controlo utilizada é a estrutura da Figura 3.1, presente na página 29.

O processo a controlar foi representado por um modelo ARX (2,2,1) com a seguinte função de transferência,

$$P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.009124 z^{-1} + 0.0004364 z^{-2}}{1 - 0.5611 z^{-1} - 0.4234 z^{-2}}$$

Seguidamente foi obtido um modelo aproximado deste processo com a seguinte função de transferência,

$$M(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.009215 z^{-1} + 0.0004277 z^{-2}}{1 - 0.5499 z^{-1} - 0.4276 z^{-2}}$$

O passo seguinte é verificar se o modelo M é de fase mínima, isto é, se os zeros do processo se encontram no interior do círculo unitário, visto que se está a trabalhar em tempo discreto.

Tendo a função de transferência de M e multiplicando-se tudo por z^2 obtém-se,

$$M(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.009215 z + 0.0004277}{z^2 - 0.5499 z - 0.4276}$$

Para se obter o valor do zero resolveu-se a equação,

$$0.009215 z + 0.0004277 = 0 \leftrightarrow z \cong -0.0464,$$

como o zero está dentro do círculo unitário implica que este seja de fase mínima e sendo assim o modelo aproximado é de fase mínima e invertível.

Tendo o modelo aproximado, o seguinte passo é obter o modelo aproximado inverso que é dado pela seguinte função de transferência,

$$M^{-1}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1 - 0.5499 z^{-1} - 0.4276 z^{-2}}{0.009215 z^{-1} + 0.0004277 z^{-2}}$$

Como o controlador tem de ser estável e bem comportado, isto é, na função de transferência do controlador final o grau do denominador tem de ser superior ou igual ao grau do numerador, foi utilizado um filtro de grau suficientemente grande para cumprir este requisito. Neste caso um filtro de primeira ordem que é dado pela seguinte função de transferência,

$$F(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.1}{z + 0.9}$$

Assim o controlador IMC é representado pelo bloco Q que é dado pelo filtro em série com o modelo inverso do processo tal que,

$$Q(z) = F(z) \times M^{-1}(z)$$

Simulação do controlador

O controlador foi testado em ambiente Matlab, utilizando algoritmos que tiveram como base as equações às diferenças que representam os vários blocos da estrutura de controlo. Tendo como valor de referência um sinal de amplitude 0.3 e a inclusão de ruído no sinal de referência (para simular o ruído, inerente ao processo real, recorreu-se a uma função que retorna um sinal com ruído gaussiano com uma determinada variância, neste caso de $1e^{-6}$).

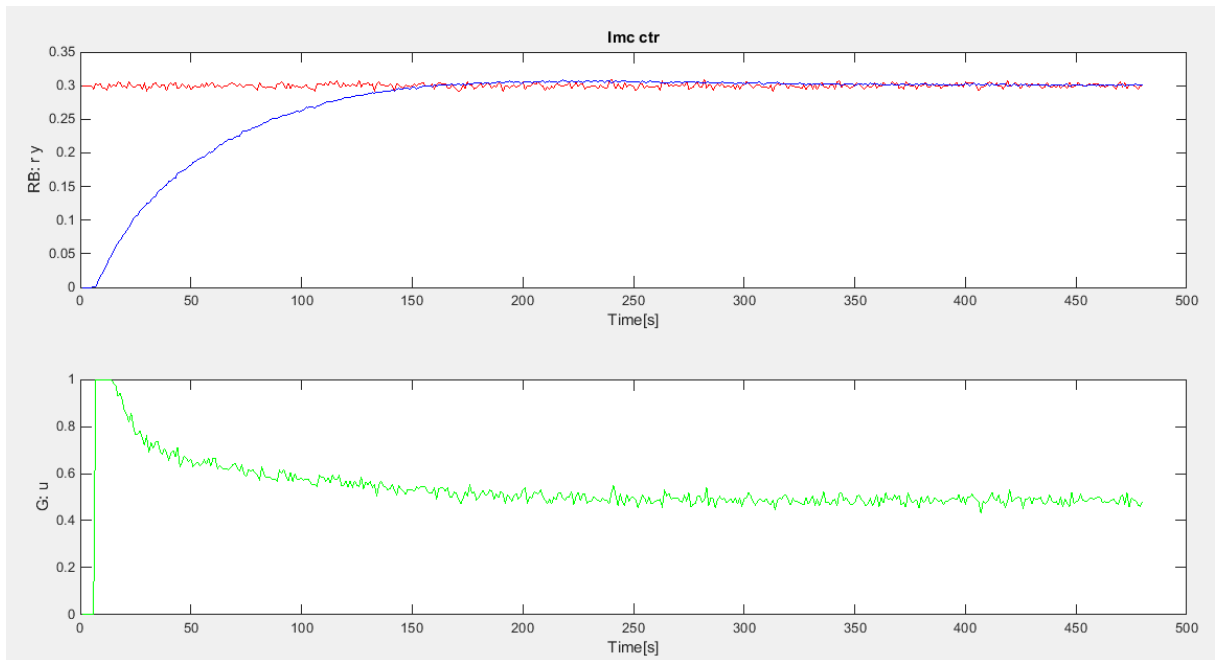


Figura 4.6- Resposta do sistema a um sinal de referência com amplitude 0.3

Como se pode observar na Figura 4.6, o sistema tem o comportamento desejado seguindo o sinal de referência, com uma sobrelevação de 3%. O processo leva 150 segundos a atingir o valor de referência e estabiliza depois nesse valor de referência por volta dos 325 segundos, mantendo-se o sinal de saída constante até ao fim da experiência.

Teste e validação do controlador no processo real

O controlador foi testado no processo real de modo a estabilizar o nível de líquido no tanque 1 tendo como referência o valor de 0.3 (sendo este valor 30% da capacidade do tanque devido à normalização dos valores entre 0 e 1), e com o atuador a ser a bomba 1.

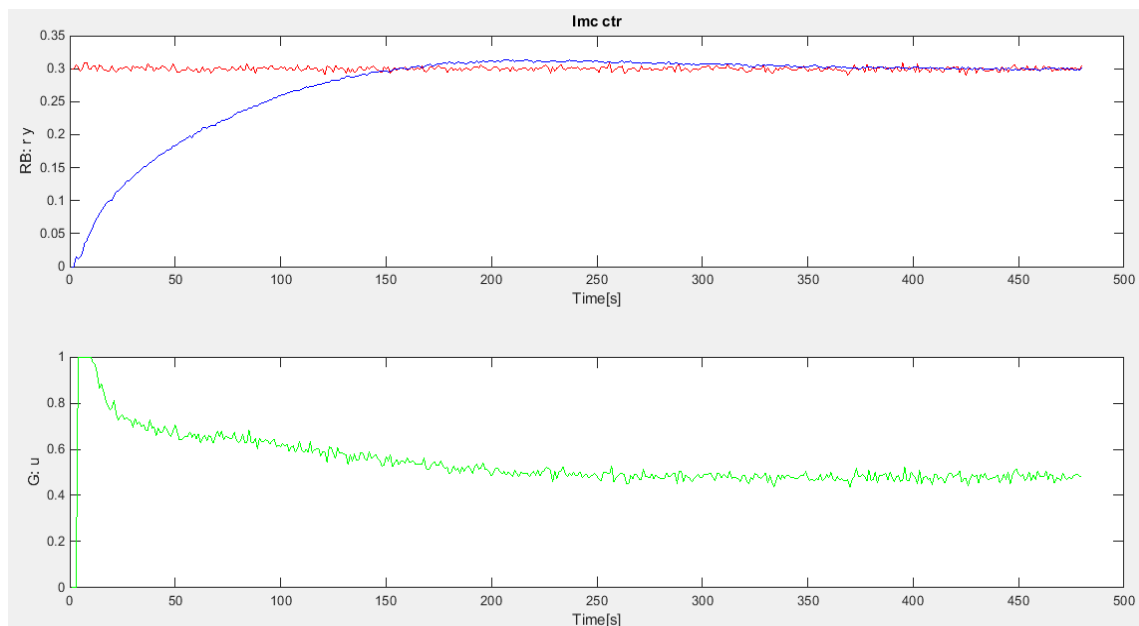


Figura 4.7- Resposta do sistema em processo real com um sinal de referência com amplitude 0.3

Na Figura 4.7 está representada a resposta do sistema em processo real. Como se pode observar o sistema tem o comportamento desejado seguindo o sinal de referência, com uma sobrelevação de cerca de 7%. O sistema demora cerca de 150 segundos a atingir o valor de referência, sendo que o nível de líquido no tanque 1 estabiliza em 0.3 ao fim de cerca de 375 segundos.

Comparativamente aos resultados obtidos em simulação, pode-se constatar que as respostas do sistema são semelhantes sendo que em processo real obteve-se uma resposta com maior sobrelevação e com a estabilização em 0.3 a acontecer por volta dos 375 segundos enquanto na simulação a resposta estabilizou ao fim de 325 segundos.

As respostas obtidas em simulação e no processo real são muito semelhantes devido à elevada precisão com que o modelo utilizado representa a processo real.

4.4 Controlador PID-IMC para processo SISO

Nesta fase foi desenvolvido um controlador PID sintonizado com base na estrutura IMC para o processo em configuração SISO.

Tendo por base a estrutura da Figura 3.2, que se encontra na página 31, o controlador PID é obtido a partir da estrutura do controlador IMC, com recurso à álgebra de blocos, através da seguinte relação,

$$G_{PID}(z) = \frac{G_c(z)}{1 - G_m(z)G_c(z)}$$

A função de transferência do controlador PID sintonizado por IMC é obtida através de aproximações e alterações à função de transferência que resulta da relação anterior, de modo a se obter uma função de transferência semelhante à função de transferência genérica do controlador PID. Embora os passos seguidos para implementar o controlador já tenham sido descritos no subcapítulo 3.2, as fórmulas matemáticas utilizadas serão novamente descritas para ser mais fácil perceber como se obtiveram os ganhos do controlador. Como tal o controlador PID foi obtido da seguinte forma:

$$G_{PID}(z) = \frac{b_f}{b_1 + b_2 z^{-1}} \times \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{(1 - a_f z^{-1} - b_f z^{-n-1})}$$

De modo a garantir o ganho estático do controlador e anular alguns pólos, fizeram-se as seguintes aproximações,

$$b_1 + b_2 z^{-1} \approx b_1 + b_2$$

$$\begin{aligned} 1 - a_f z^{-1} - (1 - a_f) z^{-n-1} \\ &= (1 - z^{-1}) \times \{[1 + (1 - a_f) z^{-1} + \dots + (1 - a_f) z^{-n}]|_{z=1}\} \\ &\approx (1 - z^{-1}) \times (1 + n(1 - a_f)) \end{aligned}$$

Assim obtém-se,

$$G_{PID}(z) = \bar{K} \times \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(1 - z^{-1})}$$

sendo,

$$\bar{K} = \frac{b_f}{(b_1 + b_2)(1 + n(1 - a_f))}$$

Como a função de transferência genérica do controlador PID é:

$$G_{PID}(z) = \frac{(q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2})}{(1 - z^{-1})}$$

tem-se que,

$$q_0 = \bar{K} = K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s}\right); q_1 = \bar{K}a_1 = -K_p \left(1 + 2\frac{T_d}{T_s}\right); q_2 = \bar{K}a_2 = K_p \frac{T_d}{T_s}$$

com,

$$K_p = -\bar{K}(a_1 + 2a_2); T_i = \frac{-(a_1 + 2a_2)T_s}{(1 + a_1 + a_2)}; T_d = \frac{-a_2 T_s}{(a_1 + 2a_2)}$$

Assim tendo-se o modelo aproximado da instalação dado e tendo por base as equações anteriores, fazendo as adaptações necessárias para o processo em estudo, sintonizou-se o controlador PID com base em IMC como é seguidamente demonstrado.

Sendo o modelo do processo dado pela seguinte função de transferência,

$$M(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = \frac{0.009215 z^{-1} + 0.0004277 z^{-2}}{1 - 0.5499 z^{-1} - 0.4276 z^{-2}}$$

e tendo um filtro de 1ª ordem dado por,

$$F(z) = \frac{b_f z^{-1}}{1 + a_f z^{-1}} = \frac{0.1 z^{-1}}{1 + 0.9 z^{-1}} = \frac{0.1}{z + 0.9}$$

calculou-se K_p , T_i e T_d tal que

$$K_p = -9.4278 \times (-1.4051) = 13.2469$$

$$T_i = 62.4489 T_s$$

$$T_d = -0.3043 T_s$$

Tendo-se os valores de K_p , T_i e T_d foi possível calcular os valores dos parâmetros q_0 , q_1 e q_2 da função de transferência do controlador PID tal que,

$$q_0 = 9.4278$$

$$q_1 = -5.1843$$

$$q_2 = -4.0313$$

Desta forma o controlador PID sintonizado com base na estrutura IMC é dado pela seguinte função de transferência,

$$G_{PID}(z) = \frac{9.4278 - 5.1843z^{-1} - 4.0313z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

Sendo

$$q_0 = K_P + K_I + K_D$$

$$q_1 = -(K_P + 2K_D)$$

$$q_2 = K_D$$

Os ganhos do controlador PID dados por,

$$K_P = 13.2469$$

$$K_I = 0.2122$$

$$K_D = -4.0313$$

A variação dos ganhos do controlador permite que seja possível ajustar a resposta do sistema, de modo a que esta seja mais ou menos rápida influenciando assim os valores de sobrelevação e tempo de subida.

Simulação do controlador

O controlador foi testado com os ganhos calculados anteriormente, em ambiente Matlab, com a inclusão de ruído e tendo como valor de referência um sinal de amplitude 0.3.

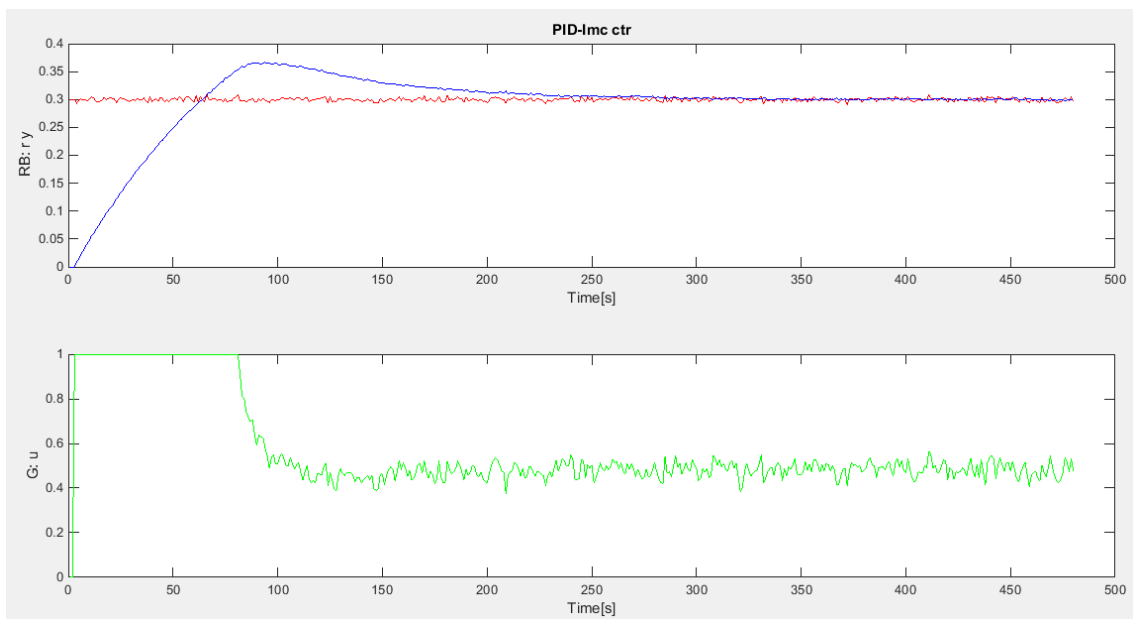


Figura 4.8- Resposta do sistema a um sinal de referência com amplitude 0.3

Na Figura 4.8 é possível observar a resposta do sistema a um sinal de amplitude 0.3, o sinal de saída do sistema segue a referência, tal como desejado, com uma sobrelevação de cerca de 22%. O sistema possui uma resposta mais rápida com o controlador PID-IMC quando comparado com a resposta com o controlador IMC, levando cerca de 75 segundos a chegar ao valor de referência e estabilizando nesse valor por volta dos 280 segundos, o que se pode explicar pelas aproximações realizadas sobre a função de transferência do controlador IMC que permitiu adicionar a componente integral no PID que não existia no IMC.

Teste e validação do controlador no processo real

O controlador foi testado de modo a estabilizar o nível de líquido no tanque 1 em 0.3, valor de referência, tendo como atuador a bomba 1.

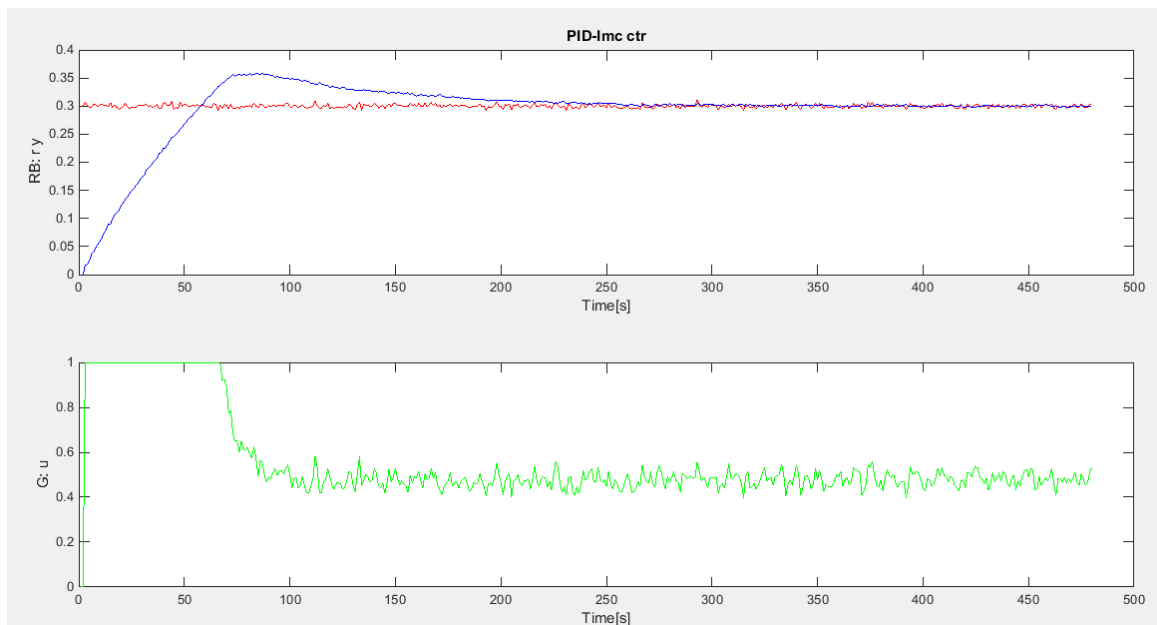


Figura 4.9- Resposta do sistema em processo real a um sinal de referência com amplitude 0.3

Como se pode observar na Figura 4.9 o sistema tem o comportamento desejado seguindo o sinal de referência, com uma sobrelevação de cerca de 22%, conseguindo-se estabilizar o nível de líquido no tanque 1 em 0.3 ao fim de cerca de 275 segundos.

Comparativamente aos resultados obtidos em simulação, pode-se constatar que as respostas do sistema são idênticas, o que se pode justificar pela precisão do modelo da instalação com que se trabalhou.

4.5 Controlador IMC adaptativo para processo SISO

Neste ponto foi implementado um controlador IMC do tipo adaptativo para o sistema SISO.

Este controlador foi implementado seguindo os procedimentos para o controlador IMC comum, a diferença é que os parâmetros do modelo do processo inicialmente obtidos, ao fim de algum tempo são estimados em tempo real através do algoritmo de estimação PCR, já explicado no subcapítulo 3.4, e assim o controlador IMC adapta-se em tempo real às modificações do modelo do processo.

Sendo o modelo do processo dado pela seguinte função de transferência,

$$P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = \frac{0.009124 z^{-1} + 0.0004364 z^{-2}}{1 - 0.5611 z^{-1} - 0.4234 z^{-2}}$$

foi efetuada a resposta ao degrau unitário do processo e verificou-se quanto tempo demorava o sistema a chegar até 63% do valor final da resposta ao degrau. Sendo o valor final da resposta para o sistema em causa 0.616. Saliente-se que 63% desse valor é 0.388 e até a resposta do sistema chegar a esse valor foram necessários 91 segundos, sendo este valor a constante de tempo do processo e representado por tau (τ).

O comprimento da janela deslizante do estimador PCR foi então definido como sendo $2 \times \tau$ e utilizaram-se quatro componentes principais.

Assim a partir do momento em que o número de amostras é superior ao tamanho da janela deslizante, o algoritmo PCR recebe os valores da saída do sistema e começa a estimar os valores dos parâmetros do modelo do processo para o tipo de modelo selecionado, neste caso um modelo ARX (2,2,1). Os valores iniciais dos parâmetros do modelo do processo são alterados, ao longo da experiência, para os valores estimados através do algoritmo de estimação PCR.

Sendo o controlador IMC dado por um filtro em série com o inverso do modelo do processo tal que

$$Q(z) = F(z) \times M^{-1}(z)$$

com o filtro utilizado descrito pela seguinte função de transferência

$$F(z) = \frac{0.32}{z + 0.68}$$

O controlador IMC vai receber as alterações dos parâmetros do modelo, através da atualização em tempo real dos parâmetros do modelo inverso $M^{-1}(z)$.

Nesta experiência antes de se iniciar a estimação dos parâmetros, o processo é inicialmente controlado por um controlador PI, sintonizado pelo método do Relé com histerese e só a partir de um dado instante é que o controlador IMC entra em funcionamento.

Sintonização do controlador PI

Para sintonizar os parâmetros do controlador PI, utilizou-se o método do relé com histerese.

Este método consiste em aplicar ao processo um controlador por Relé com uma determinada histerese. Este controlador funciona de uma forma simples. Quando a saída do sistema for maior ou igual à soma do valor de referência com a histerese, a ação de controlo é igual a 0. No caso da saída do sistema ter um valor inferior à diferença da referência com a histerese a ação de controlo é igual a 1.

Depois de se aplicar o controlador, obtém-se a resposta do sistema e é a partir dessa resposta que se extraem os valores necessários para se sintonizar o controlador PI.

A sintonização do controlador PI foi efetuada através das regras de Ziegler-Nichols pelo método da sensibilidade última.

No caso do controlador PI, como se pode observar pela Tabela 4:1, os parâmetros a sintonizar são o K_p e o T_i .

Tabela 4:1- Tabela de regras de Ziegler-Nichols – método da sensibilidade última (Silva, 2008)

Tipo	K_p	T_i	T_d
Controlador P	$0,50K_u$		
Controlador PI	$0,45K_u$	$\frac{T_u}{1,2}$	
Controlador PID	$0,60K_u$	$\frac{T_u}{2,0}$	$\frac{T_u}{8,0}$

Para se obter os parâmetros K_u e T_u , utiliza-se a resposta do sistema quando aplicado o controlador de Relé.

Tendo uma resposta do sistema da forma apresentada na Figura 4.10,

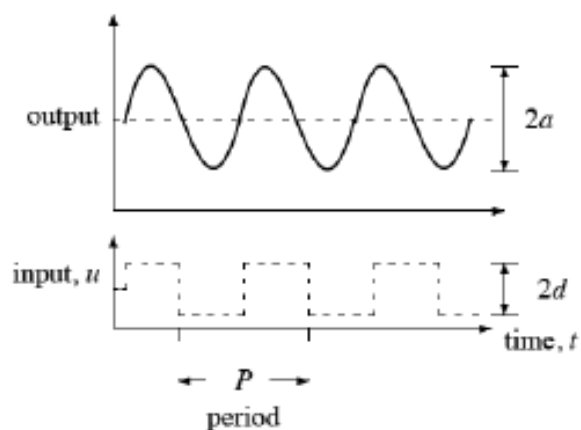


Figura 4.10-Exemplo de resposta do controlador por relé

K_u e T_u são dados por,

$$K_u = \frac{4d}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad e \quad T_u = P \quad (4.1)$$

em que ε é o valor de histerese utilizado.

Assim para o sistema em estudo a resposta quando aplicado o controlador por relé pode ser observada na Figura 4.11.

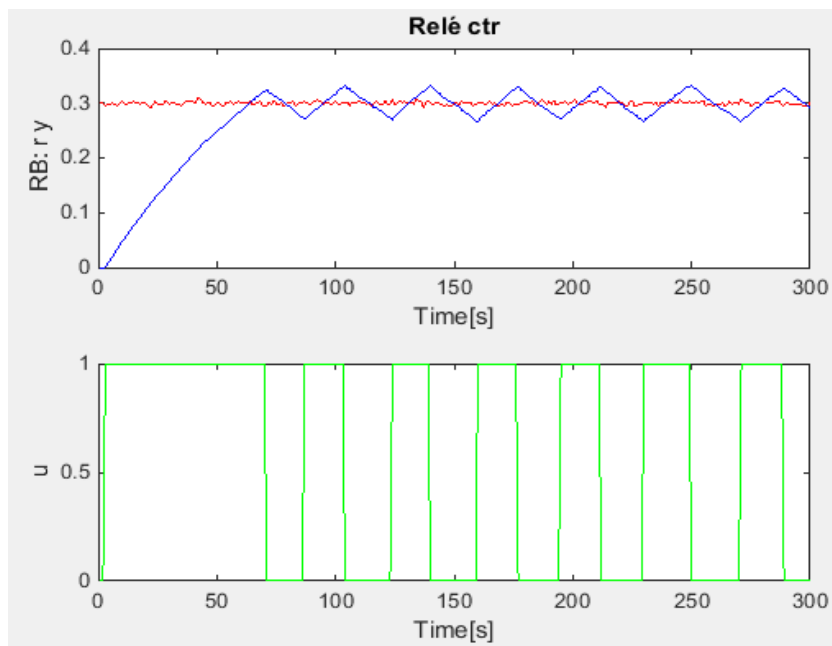


Figura 4.11-Resposta do sistema com o controlador por Relé com histerese

A partir da resposta obtida, conclui-se que o controlador PI tem como parâmetros,

$$K_p = 8.75$$

$$T_i = 29.2$$

$$\text{em que } K_u = \frac{4d}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} = \frac{4 \times 0.5}{\pi \times \sqrt{0.03275^2 - 0.03^2}} \quad \text{e} \quad T_u = 35.$$

Simulação do controlador

O controlador foi testado em ambiente Matlab, com a inclusão de ruído, tendo como valor de referência um sinal de amplitude 0.3 até 33% da experiência, de 33% a 66% da experiência a referência foi um sinal de amplitude 0.5 e de 66% até ao fim da experiência foi de novo um sinal de amplitude 0.3.

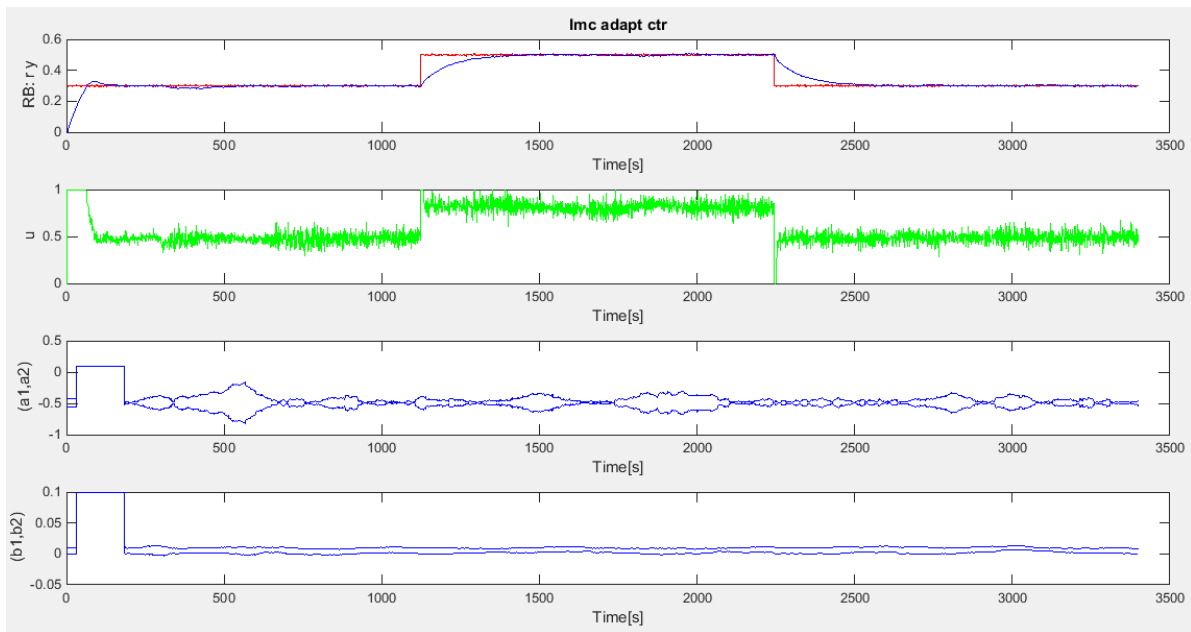


Figura 4.12- Resposta do sistema a uma referência de amplitude alternada.

Na Figura 4.12 é possível observar que a resposta do sistema segue a referência como esperado. Os parâmetros do modelo do processo a partir dos 182 segundos começam a ser estimados pelo algoritmo de estimação PCR deixando de ter os valores iniciais e convergem para os valores estimados, como se pode observar na Tabela 4:2. Até aos 300 segundos o sistema é controlado pelo controlador PI e só a partir desse instante passa a ser controlado pelo controlador IMC.

Como tal é possível perceber que o controlador consegue adaptar-se às alterações do modelo do processo e continuar a controlar o sistema de modo a que resposta siga os valores de referência definidos com um erro de controlo mínimo.

Tabela 4:2-Valores iniciais do modelo do processo e valores estimados por PCR

	Valor inicial	Valor médio estimado
a_1	-0.5611	-0.5399
a_2	-0.4234	-0.4417
b_1	0.009124	0.01
b_2	0.0004364	0.0014

Teste e validação do controlador no processo real

O controlador foi testado de modo a estabilizar o nível de líquido no tanque 1 em 0.3 até 33% da experiência, de 33% a 66% estabilizou-se o nível de líquido em 0.5 e de 66% até ao fim da experiência estabilizou-se novamente em 0.3, tendo como atuador a bomba 1.

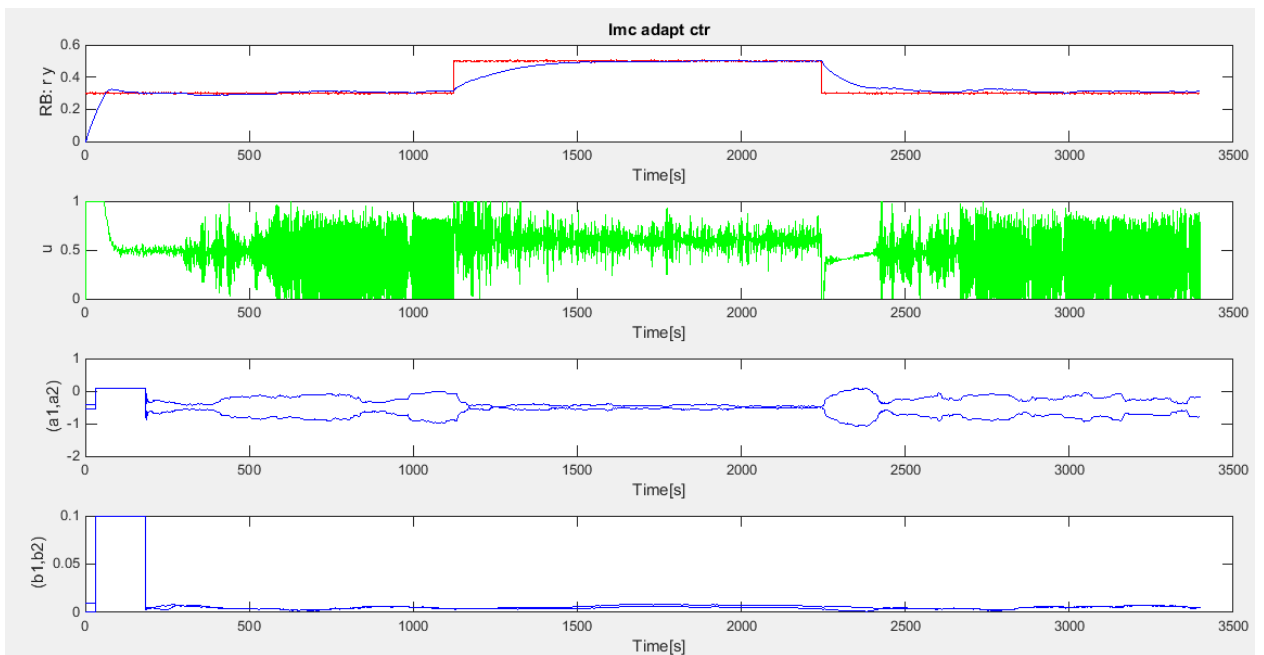


Figura 4.13 - Resposta do sistema em processo real a uma referência de amplitude alternada.

Como se pode observar na Figura 4.13, a resposta do sistema segue a referência como esperado. É possível verificar ainda que quando o valor de referência é alterado o sinal referente à ação de controlo torna-se extremamente nervoso, o que pode ser explicado pelo ruído associado ao próprio processo, a incerteza da estimação e os parâmetros do filtro não serem os mais apropriados. Tal como anteriormente, os parâmetros do modelo do processo a partir dos 182 segundos começam a ser estimados pelo algoritmo de

estimação PCR deixando de ter os valores iniciais e convergindo para os valores estimados, como se pode observar na Tabela 4:3.

Tabela 4:3- Valores iniciais do modelo do processo e valores estimados por PCR em processo real

	Valor inicial	Valor médio estimado
a_1	-0.5611	-0.7284
a_2	-0.4234	-0.2383
b_1	0.009124	0.0051
b_2	0.0004364	0.0047

Comparativamente aos resultados obtidos em simulação pode observar-se que a resposta do sistema tem um comportamento idêntico tanto em simulação como no processo real.

4.6 Controlador IMC para processo MIMO

Nesta fase foi desenvolvido um controlador IMC para um processo MIMO. Assim o processo possui 2 entradas de controlo que são as bombas 1 e 2, já em relação ao número de saídas a controlar são duas que se referem ao nível de líquido nos tanques 1 e 2.

O processo a controlar foi representado por uma matriz de transferência em que os elementos da matriz são quatro funções de transferência que dizem respeito a modelos ARX (2,2,1).

Para processos MIMO, a estrutura de controlo sofre pequenas alterações em relação à estrutura utilizada em processos SISO, sendo dada pelo diagrama de blocos da Figura 3.3, que se encontra na página 37.

4.6.1 Controlador IMC

Neste ponto foi implementado um controlador IMC para o processo.

Assim como matriz de transferência que representa o processo tem-se,

$$M(z) = \begin{bmatrix} M_{11}(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.000552 z^{-1} + 0.006606 z^{-2}}{1 - 0.8403 z^{-1} - 0.1478 z^{-2}} & \frac{0.0016 z^{-1} - 0.0008056 z^{-2}}{1 - 0.893 z^{-1} - 0.1019 z^{-2}} \\ \frac{-0.000688 z^{-1} + 0.001071 z^{-2}}{1 - 0.8437 z^{-1} - 0.1536 z^{-2}} & \frac{-0.00104 z^{-1} + 0.002332 z^{-2}}{1 - 0.9023 z^{-1} - 0.0892 z^{-2}} \end{bmatrix}$$

Tendo em conta as dificuldades encontradas para realizar as operações matemáticas necessárias à implementação do controlador, os cálculos intermédios foram realizados em tempo contínuo.

Assim a matriz de transferência do processo em tempo contínuo é dada por,

$$M(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.003577s^2 - 0.01561s + 0.01692}{s^2 + 2.713s + 0.02812} & \frac{0.0004435s^2 + 0.001799s - 0.005372}{s^2 + 2.461s + 0.01139} \\ \frac{0.001041s^2 - 0.002535s + 0.0009065}{s^2 + 2.73s + 0.00639} & \frac{0.00186s^2 - 0.005145s + 0.00285}{s^2 + 2.403s + 0.01875} \end{bmatrix}$$

Como as funções de transferência que constituem a matriz de transferência possuem zeros de fase não mínima, implica que o processo seja de fase não mínima o que se pode perceber através do cálculo do determinante da matriz e da obtenção dos zeros do mesmo.

Assim foi verificado se era possível anular os zeros das funções de transferência, para isso multiplicou-se cada função de transferência por uma constante de modo a garantir o ganho estático. Seguidamente obteve-se a resposta ao degrau unitário das novas funções de transferência e comparou-se com a resposta ao degrau das funções de transferência anteriores, como as respostas foram muito semelhantes optou-se por trabalhar com as funções de transferência sem zeros.

Como tal a nova matriz de transferência é dada por,

$$M(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.01692}{s^2 + 2.713s + 0.02812} & \frac{-0.005372}{s^2 + 2.461s + 0.01139} \\ \frac{0.0009065}{s^2 + 2.73s + 0.00639} & \frac{0.00285}{s^2 + 2.403s + 0.01875} \end{bmatrix}$$

Devido às dificuldades encontradas no MATLAB para realizar os cálculos matemáticos relacionados com a manipulação de matrizes utilizando notação simbólica, foi utilizado o software wxMaxima para efetuar todos os cálculos necessários para implementação do controlador, entre os quais o cálculo matriz de transferência do controlador.

Assim seguindo os passos usados para o processo SISO, calculou-se a inversa da matriz de transferência e o controlador IMC é dado por um filtro em série com o inverso do modelo da instalação tal que,

$$Q(s) = F(s) \times M^{-1}(s) \quad (4.2)$$

em que $F(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$

Como tal a matriz de transferência referente ao controlador IMC é dada por,

$$Q(s) = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{53.28s^2 + 154.6s + 0.9991}{s^2 + 2.114s + 1.041} & \frac{100.8s^2 + 278.5s + 3.058}{s^2 + 2.461s + 0.01139} \\ \frac{-17.36s^2 - 34.05s - 0.7788}{s^2 + 1.695s + 0.8694} & \frac{317.3s^2 + 804.8s + 3.938}{s^2 + 2.089s + 1.036} \end{bmatrix}$$

Os testes efetuados ao controlador foram realizados em tempo discreto, como tal foi necessário passar as matrizes de transferência do modelo do processo e do controlador para tempo discreto. Tendo-se obtido,

$$M(z) = \begin{bmatrix} \frac{0.0004083z + 0.001728}{z^2 - 1.057z + 0.06634} & \frac{-0.001371z - 0.0006243}{z^2 - 1.081z + 0.08535} \\ \frac{0.0002183z + 9.199 \times 10^{-5}}{z^2 - 1.063z + 0.06522} & \frac{0.0007362z + 0.0003411}{z^2 - 1.083z + 0.09045} \end{bmatrix}$$

$$Q(z) = \begin{bmatrix} \frac{56.46z^2 - 45.77z - 10.26}{z^2 - 0.6385z + 0.08771} & \frac{105.1z^2 - 87.34z - 16.45}{z^2 - 0.6489z + 0.09045} \\ \frac{-16.75z^2 + 16.63z - 0.2565}{z^2 - 0.7581z + 0.1791} & \frac{312.9z^2 - 274.6z - 36.52}{z^2 - 0.6434z + 0.09312} \end{bmatrix}$$

Simulação do controlador

O controlador foi testado em ambiente Matlab, com a inclusão de ruído e tendo como valor de referência para a saída um sinal de amplitude 0.3 e para a saída 2 um sinal de amplitude 0.1.

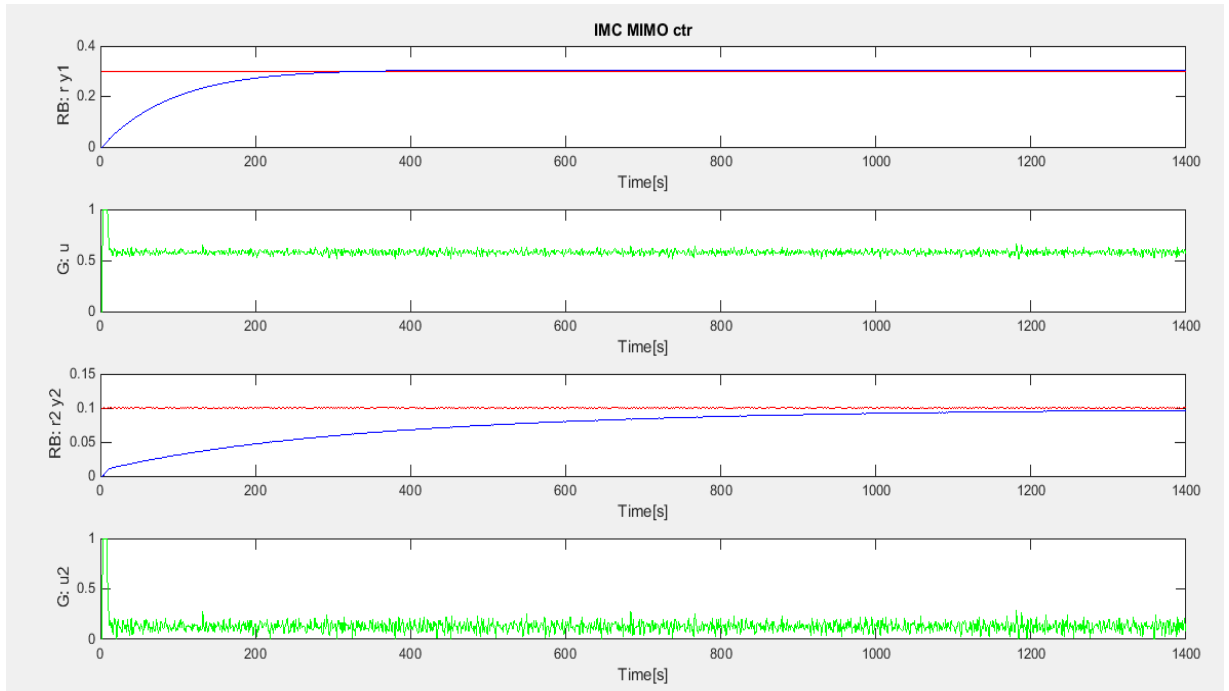


Figura 4.14- Resposta do sistema a duas referências de amplitude 0.3 e 0.1

Na Figura 4.14 é possível observar que o sistema tem a resposta desejada, com ambos os sinais de saída a seguirem as referências definidas para cada saída. É possível perceber também que saída 1 segue a referência sem erro e a saída 2 segue a referência com um erro de 1%. Tendo em conta os resultados obtidos pode-se concluir que o controlador consegue controlar o processo tal como era pretendido.

Teste e validação do controlador no processo real

O controlador foi testado de modo a estabilizar o nível de líquido no tanque 1 em 0.3, valor de referência, tendo como atuador a bomba 1 e estabilizar o nível de líquido no tanque 2 em 0.1, sendo neste o caso o atuador a bomba 2.

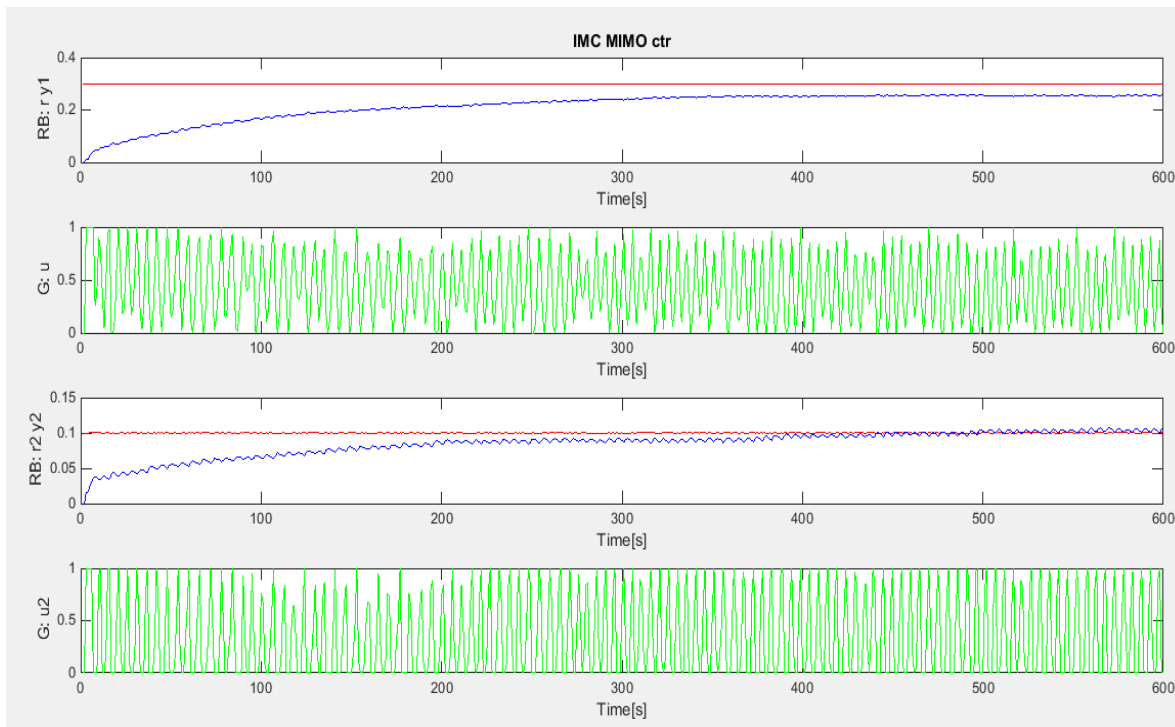


Figura 4.15- Resposta do sistema em processo real a duas referências de amplitude 0.3 e 0.1

Na Figura 4.15 estão representadas as respostas do sistema no processo real. Como se pode observar consegue-se estabilizar o nível de líquido no tanque 2 em 0.1 como desejado, já no que toca ao tanque 1 o nível de líquido estabiliza em 0.26 o que implica que se obteve um erro de controlo de 4%.

Estes resultados podem ser associados à grande variância observada nos sinais referentes às ações de controlo do processo, o que pode ser explicado pelo facto de se terem realizado algumas adaptações aos modelos do processo inicialmente obtidos por experimentação, o que terá provocado que estes tenham perdido alguma precisão e assim não representem tão bem a instalação com que se está a trabalhar.

4.6.2 Controlador IMC + controlador PI

Neste ponto foi implementado, para o processo MIMO, um controlador IMC e utilizado em conjunto com este um controlador PI de modo a anular o erro de controlo quando este é menor ou igual a 5 %.

Foi obtida uma nova matriz de transferência como modelo do processo real devido a se ter escolhido novos valores de referência para o nível de líquido nos tanques 1 e 2.

Assim a nova matriz de transferência é dada por,

$$M(z) = \begin{bmatrix} M_{11}(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{0.001722 z^{-1} + 0.005522 z^{-2}}{1 - 0.8641 z^{-1} - 0.1276 z^{-2}} & \frac{0.0004217 z^{-1} + 0.0008138 z^{-2}}{1 - 0.8784 z^{-1} - 0.118 z^{-2}} \\ \frac{0.0002802 z^{-1} + 0.0008138 z^{-2}}{1 - 0.9154 z^{-1} - 0.08163 z^{-2}} & \frac{0.002657 z^{-1} - 0.0005963 z^{-2}}{1 - 0.9062 z^{-1} - 0.08752 z^{-2}} \end{bmatrix}$$

Tal como no ponto anterior, os cálculos intermédios foram realizados em tempo contínuo como tal a matriz de transferência em tempo contínuo é dada por,

$$M(s) =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{0.002188s^2 - 0.01272s + 0.01669}{s^2 + 2.597s + 0.01912} & \frac{0.0002227s^2 - 0.001849s + 0.002807}{s^2 + 2.54s + 0.00818} \\ \frac{-6.789 \times 10^{-5}s^2 - 0.0003396s + 0.0009508}{s^2 + 2.359s + 0.006478} & \frac{-0.001789s^2 + 0.001312s + 0.004532}{s^2 + 2.392s + 0.01381} \end{bmatrix}$$

Como as funções de transferência que constituem a matriz de transferência possuem zeros de fase não mínima, tal como no ponto anterior depois de se perceber que não tinha implicações de maior, optou-se por trabalhar com funções de transferência sem zeros. Como tal a matriz de transferência do modelo do processo passou a ser,

$$M(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.01669}{s^2 + 2.597s + 0.01912} & \frac{0.002807}{s^2 + 2.54s + 0.00818} \\ \frac{0.0009508}{s^2 + 2.359s + 0.006478} & \frac{0.004532}{s^2 + 2.392s + 0.01381} \end{bmatrix}$$

Assim seguindo os passos usados para o processo SISO, calculou-se a inversa da matriz de transferência e o controlador IMC é dado por um filtro em série com o inverso do modelo da instalação tal que,

$$Q(s) = F(s) \times M^{-1}(s)$$

$$\text{em que } F(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$$

Como tal a matriz de transferência referente ao controlador IMC é dada por,

$$Q(s) = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{62.26s^2 + 158.1s + 1.368}{s^2 + 1.959s + 0.9843} & \frac{-38.96s^2 - 83.54s - 1.324}{s^2 + 1.782s + 0.9109} \\ \frac{-13.28s^2 - 29.35s - 0.5531}{s^2 + 1.717s + 0.8898} & \frac{229.1s^2 + 540.8s + 3.648}{s^2 + 1.968s + 0.9866} \end{bmatrix}$$

Os testes ao controlador foram realizados em tempo discreto como tal as matrizes de transferência do modelo do processo e controlador em tempo discreto são dadas por,

$$M(z) = \begin{bmatrix} \frac{0.004131z + 0.001808}{z^2 - 1.068z + 0.0745} & \frac{0.000704z + 0.0003134}{z^2 - 1.076z + 0.07887} \\ \frac{0.0002482z + 0.0001165}{z^2 - 1.092z + 0.09451} & \frac{0.001174z + 0.0005457}{z^2 - 1.086z + 0.09145} \end{bmatrix}$$

$$Q(z) = \begin{bmatrix} \frac{63.65z^2 - 55.64z - 7.39}{z^2 - 0.6775z + 0.1198} & \frac{-38.26z^2 + 36.46z + 1.17}{z^2 - 0.729z + 0.1589} \\ \frac{-13.5z^2 + 12.63z + 0.6039}{z^2 - 0.7473z + 0.1749} & \frac{224.3z^2 - 204.6z - 18.11}{z^2 - 0.6755z + 0.1177} \end{bmatrix}$$

O controlador PI utilizado foi sintonizado através do método do Relé, método já anteriormente explicado.

Foram implementados diferentes controladores PI para cada uma das saídas do processo.

Assim o controlador PI para o tanque 1 tem como parâmetros:

$$K_p = 8.75$$

$$T_i = 29.72$$

Já o controlador PI para o tanque 2 tem como parâmetros:

$$K_p = 34.14$$

$$T_i = 106$$

Como já foi referido anteriormente, enquanto o erro de controlo for superior a 5% é o controlador IMC que está em funcionamento e quando este erro for igual ou inferior a 5% é o controlador PI que entra em funcionamento com o objetivo de anular o erro de controlo do sistema.

Simulação do controlador

O controlador foi testado em ambiente Matlab, com a inclusão de ruído e tendo como sinal de referência para o tanque 1 até 40% da experiência um sinal de amplitude 0.2, de 40% até 70% da experiência um sinal de amplitude 0.3 e de 70% até ao fim da experiência um sinal de amplitude 0.2. Para o tanque 2 utilizou-se um sinal de referência

até 40% da experiência com amplitude de 0.1, de 40% até 70% da experiência uma amplitude 0.2 e de 70% até ao fim da experiência novamente uma amplitude 0.1.

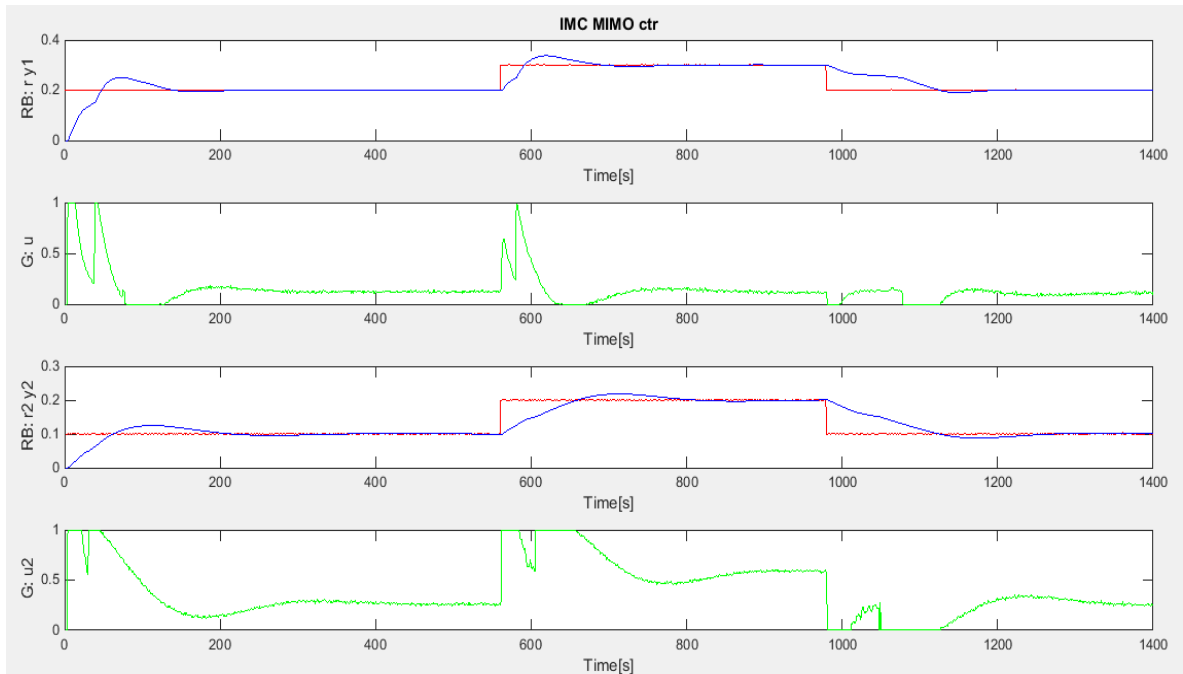


Figura 4.16- Resposta do sistema a duas referências de amplitude alternada.

Como se pode observar na Figura 4.16, as respostas do sistema seguem as referências definidas tal como esperado sem erro de controlo. É possível notar que os sinais referentes às ações de controlo do sistema apresentam alguma instabilidade quando o valor das referências é alterado, mas depois tendem a estabilizar.

Teste e validação do controlador no processo real

O controlador foi testado de modo a estabilizar o nível de líquido no tanque 1 em 0.2 até 40% da experiência, de 40% a 70% da experiência tentou-se estabilizar o nível de líquido em 0.3 e de 70% até ao fim da experiência estabilizou-se o nível de líquido no tanque novamente em 0.2 tendo como atuador a bomba 1. Em relação ao tanque 2 tentou-se estabilizar o nível de líquido em 0.1 até 40% da experiência, de 40% a 70% da experiência tentou-se estabilizar o nível de líquido em 0.2 e de 70% até ao fim da experiência estabilizou-se o nível de líquido no tanque novamente em 0.3 sendo neste o caso o atuador a bomba 2.

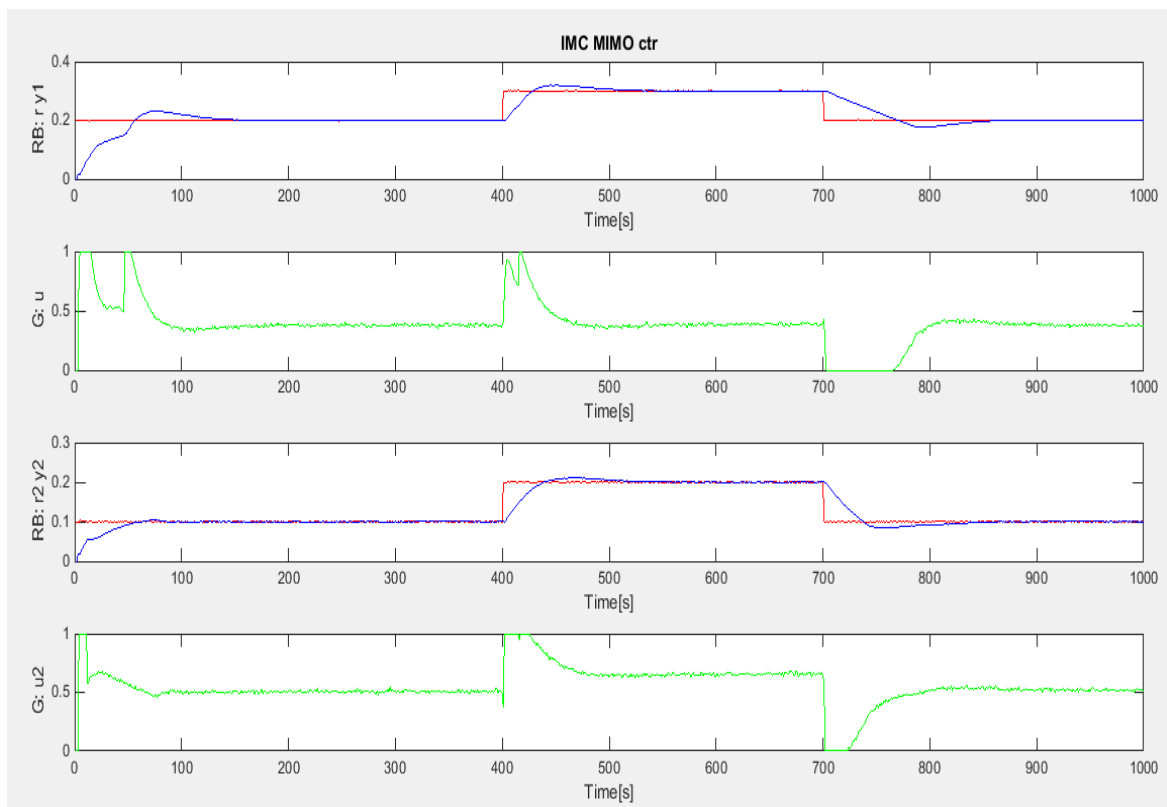


Figura 4.17- Resposta do sistema em processo real a duas referências de amplitude alternada

Na Figura 4.17 é possível observar as respostas do sistema em processo real. Tal como esperado conseguiu estabilizar-se o nível de líquido nos tanques nos valores de referências definidos para cada etapa da experiência. Comparando-se com a resposta do sistema obtida só com o controlador IMC, ilustrada na Figura 4.15, constata-se que os sinais de saída seguiram a referência com erro de controlo praticamente nulo. Estes resultados devem-se à inclusão do controlador PI no sistema que tem como função anular o erro de controlo quando este é menor ou igual a 5%, o que permite assim contrariar os efeitos provocados pelas aproximações efetuadas nos modelos do processo utilizados na implementação do controlador IMC.

4.7 Otimização por PSO

Neste ponto foi utilizada a otimização por PSO, de modo a se conseguir projetar o controlador IMC do tipo adaptativo para o processo SISO com uma determinada sobrelevação previamente definida.

Algoritmo

O algoritmo utilizado foi o Algoritmo de PSO On-Line (L. Brito Palma et al., 2015), sendo o seu funcionamento seguidamente descrito.

Quando se realiza uma experiência, durante uma parte do tempo da experiência (fase de otimização) o algoritmo faz uma otimização em tempo real e depois desse tempo e até ao fim da experiência (fase de execução) fica ativo o melhor controlador (partícula) encontrado.

O número de controladores testados é dado por $n_{ip} = n_i \times n_p$, sendo n_i o número de iterações e n_p o número de partículas. Cada controlador permanece ativo durante um certo período de tempo, mas sempre de modo a garantir o tempo de permanência mínimo (dwell-time) num sistema de controlo comutado. De modo a evitar-se uma rápida comutação nos ganhos do controlador esses ganhos são filtrados passa-baixo.

A função de custo J_c é calculada no fim do intervalo de tempo disponível para cada controlador ativo.

É esperado que sejam obtidos controladores sub-ótimos com esta abordagem de otimização em tempo real, pois o intervalo de tempo disponível para cada controlador não normalmente suficientemente grande. No final da fase de otimização é esperado que o custo real do melhor controlador obtido esteja próximo do custo desejado.

Uma vez que o espaço de otimização de parâmetros está normalizado para o intervalo [0;1] os ganhos do controlador real devem ser multiplicados por fatores de escala.

Aplicação do algoritmo de otimização

O processo de otimização, para o caso em estudo, passa por minimizar a seguinte função de custo.

$$J_c(k) = \alpha \times mse(e(k - m + 1:k)) + \beta \times Var(u(k - m + 1:k)) + \gamma \times mse(\eta(k - m + 1:k)) + \vartheta \times (S(k - m + 1:k)) \quad (4.3)$$

Sendo $e(k)$ o erro de controle em cada instante k , m é a dimensão do intervalo de tempo disponível para cada controlador, η é o índice de Harris, $mse(\cdot)$ a função do erro quadrático médio, u a ação de controle e Var a variância do sinal da ação de controle e S a sobrelevação obtida para o modelo ARX (2,2,1) na janela definida, $(k - m + 1:k)$.

Nesta otimização foram atribuídos, respetivamente, diferentes pesos $(\alpha, \beta, \gamma, \vartheta)$ às componentes da função de custo de modo a encontrar os valores dos parâmetros do filtro que sejam adequados para se obter o valor de sobrelevação desejado, neste caso de 18%.

Visto que o controlador IMC é dado pela seguinte função de transferência,

$$Q(z) = F(z) \times M^{-1}(z) = \frac{b_f z^{-1}}{1 + a_f z^{-1}} \times \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0 z^{-1} + b_1 z^{-2}}$$

Apenas os parâmetros do filtro foram otimizados porque tanto o modelo do processo como o modelo inverso do processo têm valores de parâmetros fixos.

A experiência realizada teve a duração de 8000 segundos. Até 50% da experiência ocorreu o processo de otimização no qual foram testados 50 controladores diferentes, após este tempo o processo de otimização devolveu os valores dos parâmetros do filtro otimizados e dos 50% até 75% da experiência pode-se observar a resposta do sistema com a aplicação do controlador IMC otimizado, dos 75% até ao fim da experiência foi testado o controlador PID sintonizado a partir do controlador IMC.

Foram realizadas quatro experiências, com diferentes combinações para os pesos atribuídos às componentes da função de custo em que a soma total destes pesos unitária, de modo a perceber se em alguma delas se conseguiu obter o controlador IMC com o valor de sobrelevação desejado.

Na Figura 4.18, encontra-se a resposta do sistema durante o processo de otimização do sistema para uma das experiências realizadas, neste caso com as componentes da função de custo a terem todas o mesmo peso que é 0.25. Até aos 4000 segundos ocorreu o processo de otimização, dos 4000 segundos até aos 6000 segundos é possível observar a resposta do sistema com o controlador IMC adaptativo implementado com o parâmetros do filtro otimizados e dos 6000 segundos até ao fim da experiência é possível observar a resposta do sistema com o controlador PID sintonizado a partir do IMC otimizado.

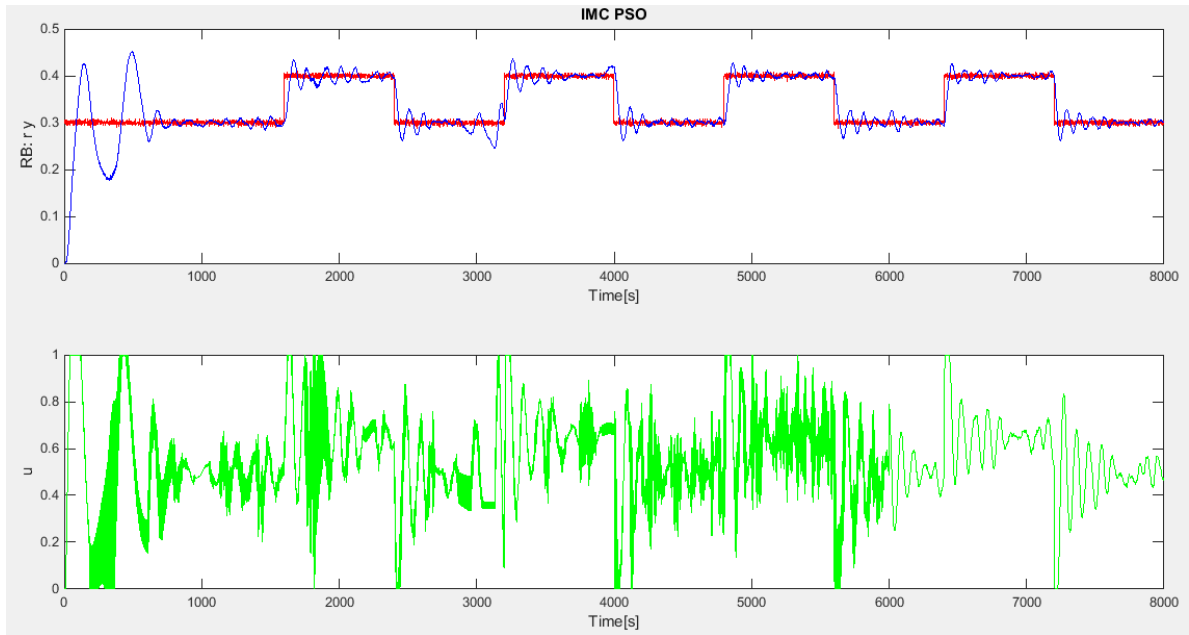


Figura 4.18- Otimização PSO com as componentes da função de custo a possuírem todas o mesmo peso

A sobrelevação foi calculada durante a fase de funcionamento do controlador IMC, quando amplitude do sinal de referência é alterada de 0.3 para 0.4 perto dos 5000 segundos, através da seguinte equação

$$S[\%] = \frac{y_{max} - y_{\infty}}{y_{\infty} - y_0} \times 100 \quad [\%] \quad (4.4)$$

sendo y_{max} o valor máximo da amplitude do sinal de saída, y_{∞} o valor final da resposta e y_0 a amplitude inicial do sinal de saída.

A seguinte tabela mostra os resultados obtidos para cada experiência realizada. Nas primeiras quatro colunas, encontram-se os valores dos pesos atribuídos às componentes da função de custo, seguidamente os valores dos parâmetros do filtro obtidos pela otimização e nas últimas três colunas a sobrelevação obtida na otimização, a sobrelevação obtida para o controlador IMC adaptativo implementado no subcapítulo 4.5 com o filtro otimizado e a sobrelevação obtida para o controlador IMC implementado no subcapítulo 4.3 com o filtro otimizado.

Tabela 4:4 – Experiências realizadas na otimização PSO, com variação dos pesos das componentes da função de custo

	α	β	γ	ϑ	a_f	b_f	S (PSO) [%]	S (IMC Adapt)	S (IMC)
A	0.25	0.25	0.25	0.25	-0.1	0.9	28%	25.7%	4.2%
B	0.25	0.25	0	0.5	-0.6	0.4	27%	33%	4%
C	0	0.25	0	0.5	-0.562	0.438	32%	34%	4.3%
D	0.25	0	0	0.75	-0.4974	0.5026	30%	30%	3.3%

Como se pode observar pelos dados descritos na Tabela 4:4, conseguiu-se uma melhoria na velocidade da resposta do sistema no que toca à utilização do IMC adaptativo, só que neste caso é preciso ter em conta que o aumento do valor da sobrelevação está em grande parte associado à incerteza associada à estimação dos parâmetros o que torna o sistema mais instável no início e assim permite que este seja mais rápido. No entanto neste caso não se conseguiu ter uma sobrelevação de 18% como pretendido, estando os valores de sobrelevação, nas quatro experiências realizadas, na ordem dos 30%.

No caso do IMC não adaptativo, a estrutura do controlador IMC implica que este tipo de controlador tenha uma sobrelevação baixa, na ordem dos 4%, pois o controlador depende essencialmente do modelo do processo utilizado e como os modelos do processo são lentos por muito rápido que seja o filtro, este por si só não consegue tornar o sistema mais rápido. Como o PSO só otimiza os parâmetros do filtro não foi possível atingir o valor de sobrelevação desejado.

5 Conclusões

Neste capítulo são apresentadas as conclusões relativas à dissertação e indicadas algumas linhas de investigação para trabalho futuro.

5.1 Conclusões gerais

Nesta dissertação foram estudadas e implementadas metodologias de projeto de controladores IMC (controlo com base em modelo interno), sendo estes métodos de implementação comprovados em ambiente de simulação e laboratorial, recorrendo a um processo de referência de três tanques (AMIRA DTS 200).

Para o processo em configuração SISO, foram implementados um controlador IMC e um controlador PID cujos ganhos foram sintonizados através da estrutura IMC. Testando-se depois o sistema utilizando estes controladores foi possível perceber que o sistema segue a referência com erro mínimo em ambos os casos mas com uma resposta consideravelmente lenta quando utilizado o controlador IMC o que se explica pela estrutura do controlador IMC que depende essencialmente do modelo do processo (que foi obtido experimentalmente) e sendo o processo em questão lento, a resposta do sistema é igualmente lenta. Já no caso do controlador PID a resposta do sistema é mais rápida quando comparada com os resultados obtidos para o controlador IMC, o que se explica pelas aproximações realizadas na função de transferência do IMC de modo a se obter uma função de transferência semelhante à do controlador PID.

Depois de implementado um controlador IMC para o processo em configuração MIMO, testou-se o sistema com o controlador foi possível observar que a resposta do sistema segue a referência com um erro de controlo de 4%. Estes resultados permitiram perceber que a qualidade do controlo IMC depende muito da precisão do modelo do processo utilizado, pois no processo SISO o modelo com que se trabalhou tinha grande precisão o que permitiu ter um sistema com erro de controlo mínimo o que já não se verificou no processo MIMO devido às aproximações realizadas sobre o modelo que fizeram com que este perdesse precisão. Assim quanto maior for a precisão do modelo, melhor é o efeito de controlo obtido.

Por último foi realizada, apenas para o processo em configuração SISO, uma otimização do tipo PSO para o controlador IMC de modo a que este cumprisse uma especificação exigida, neste caso uma sobrelevação de 18%. Este processo passou pela otimização apenas dos parâmetros do filtro utilizado visto que o modelo do processo é fixo. Foram realizadas quatro experiências e em nenhuma delas se conseguiu obter a sobrelevação pretendida. No caso do controlador IMC adaptativo, obtiveram-se sobrelevações na ordem dos 30%, já no caso do controlador IMC não-adaptativo obtiveram-se sobrelevações na ordem de cerca de 4% que se explica pela estrutura do controlador IMC, já que como este depende essencialmente do modelo do processo por muito rápido que filtro seja, nunca conseguirá, por si só, tornar o sistema mais rápido e logo com maior sobrelevação.

Em suma, pode-se concluir que este estudo permitiu aprofundar os conhecimentos sobre controladores IMC e perceber quais as dificuldades e particularidades associadas à implementação deste tipo de controladores.

5.2 Trabalho futuro

Tendo como base a experiência adquirida neste trabalho, como futuras linhas de investigação apresentam-se as seguintes possibilidades:

- Tendo em conta que as metodologias utilizadas foram testadas recorrendo a modelos de processo ARX lineares, era importante também realizar testes com modelos de processo não lineares (baseados em redes neuronais, lógica difusa, etc);

- Utilizar o IMC com SMC (sliding mode control), de modo a perceber se é possível obter controladores, através da utilização de ambos os conceitos, que consigam, por exemplo, cumprir especificações previamente definidas;

- Desenvolver ferramentas que permitam melhorar o trabalho com cálculo simbólico no MATLAB, de modo a ser possível, por exemplo, implementar um controlador IMC adaptativo para um processo MIMO.

Referências

- Abe, N., & Yamanaka, K. (2003). Smith predictor control and internal model control-a tutorial. *SICE 2003 Annual Conference*, 1383–1387. Retrieved from http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1324170
- Braatz, R. D. (1996). Internal model control, (849385709), 0–96. Retrieved from <http://www.amazon.fr/Control-Handbook-William-S-Levine/dp/0849385709>
- Brito Palma, L. F. F. (2007). Fault detection, diagnosis and fault tolerance approaches in dynamic systems based on black-box models, 279.
- Brito Palma, L., Vieira Coito, F., Gomes Ferreira, B., & Sousa Gil, P. (2015). PSO based on-line optimization for DC motor speed control. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015 9th International Conference on*, 301–306. <http://doi.org/10.1109/CPE.2015.7231090>
- Chidrawar, S. K., & Patre, B. M. (2008). Implementation of neural network for internal model control and adaptive control. *2008 International Conference on Computer and Communication Engineering*, 741–746. <http://doi.org/10.1109/ICCCE.2008.4580703>
- Datta, A., & Xing, L. (n.d.). Adaptive internal model control, (Imc), 112–115.
- Deng, H., & Xu, Z. (2009). Neural Network Internal Model Control for MIMO Nonlinear.
- Dumont, G. A. (2011). EECE 460 Decoupling Control of MIMO Systems Converting MIMO Problems to SISO Problems Decoupling Summary, (January), 1–28.
- Eds, J. F. W., Sáez, D., Cipriano, A., Ordys, A. W., Xiros, N., Garces, F., ... Eidson, J. (2011). *Advances in Industrial Control. Media*. <http://doi.org/10.1007/978-1-4471-4399-4>
- Franca, A. A., Silveira, A. S., Coelho, A. A. R., Gomes, F. J., & Meza, C. B. (2011). Teaching PID tuning with IMC design for dynamic systems using ScicosLab. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 18(PART 1), 8515–8520. <http://doi.org/10.3182/20110828-6-IT-1002.03105>
- Garcia, C. E., & Morari, M. (1982). Internal Model Control - 1. Unifying review and some new results. *Industrial and Engineering Chemistry, Process Design and Development*, 21, 308–323.
- Garcia, C. E., & Morari, M. (1985). Internal model control. 2. Design procedure for multivariable systems. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, 24(2), 472–484. <http://doi.org/10.1021/i200029a043>
- Hou, M. D., Zhao, Z. C., Zhang, J. G., & Tian, J. (2009). An IMC-PID control method with set-point weight. *CIS 2009 - 2009 International Conference on Computational Intelligence and Security*, 2, 45–49. <http://doi.org/10.1109/CIS.2009.131>

- Interactions, C. L., Variables, M., & Strategies, M. C. (n.d.). Control of Multiple-Input , Multiple- Output (MIMO) Processes Chapter 18 Control of Multivariable Processes Chapter 18.
- Issa, W. R. (2011). Islamic University of Gaza Faculty of Engineering Electrical Engineering Department A New Approach of Robust Internal Model Control for Nonlinear Pendulum System By.
- Kiam Heong Ang, Chong, G., & Yun Li. (2005). PID control system analysis, design, and technology. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 13(4), 559–576. <http://doi.org/10.1109/TCST.2005.847331>
- Knospe, C. (2006). PID Control. *IEEE Control Systems Magazine*, (February), 30–31. <http://doi.org/10.1109/MCS.2006.1580151>
- Laboratory Setup Three - Tank - System ©. (2009), (May).
- Li, Y., Hou, M., & Hu, J. (2009). An Adaptive IMC-PID Control Scheme Based on Neural Networks. *2009 WRI Global Congress on Intelligent Systems*, 1(1), 31–35. <http://doi.org/10.1109/GCIS.2009.180>
- Ljung, L. (1987). Ljung L System Identification Theory for User.pdf. *PTR Prentice Hall Upper Saddle River NJ*. [http://doi.org/10.1016/0005-1098\(89\)90019-8](http://doi.org/10.1016/0005-1098(89)90019-8)
- Mensia, N., & Ksouri, M. (n.d.). Adaptive Neural Internal Model Control for Complex Process with Delay, 1(2).
- Ming-guang, Z., Peng, W., & Lanzhou, G. (2007). Study on Fuzzy self-tuning PID internal model control algorithm and Its application. *Self*, 31–34. <http://doi.org/10.1109/CIS.Workshops.2007.120>
- Mohammadpour, J., Sun, J., Karnik, a., & Jankovic, M. (2013). Internal Model Control Design for Linear Parameter Varying Systems. *\Acc{2013}*, 2415–2420. <http://doi.org/10.1109/ACC.2013.6580195>
- Mohutsiwa, D. A. (n.d.). Bachelor of Engineering Thesis PID TUNING CONTROLLER PREPARED BY : Bachelor of Engineering (Instrumentation and Control) In fulfilment of Course : *Evaluation*.
- Mu, S., Tanaka, K., Wakasa, Y., Akashi, T., Kobayashi, N., Uchikado, S., & Osa, Y. (2009). Intelligent IMC-PID control for Ultrasonic Motor. *Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, ICNSC 2009*, 201–205. <http://doi.org/10.1109/ICNSC.2009.4919272>
- Nahla Touati Karmani Dhaou Soudani, M. N. M. B. (2013). On an internal multimodel control for nonlinear multivariable systems - A comparative study. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications(IJACSA)*, 4(7), 66–71. Retrieved from <http://ijacsa.thesai.org/>
- Pandey, M. K. (n.d.). Analysis of Self Tuning Fuzzy PID Internal Model Control, (July 2010).
- Priyadarshini, L., & Lather, J. S. (2013). DESIGN of IMC-PID CONTROLLER for a HIGHER ORDER SYSTEM and ITS COMPARISON with CONVENTIONAL PID, 1(3), 108–112.

- Qibing, J., Ling, Q., & Qin, Y. (2009). New Internal Model Control Method for Multivariable Coupling System with Time Delays *, *21*(August), 1307–1312.
- Rivera, D. (1999). Internal model control: a comprehensive view. *Arizona State University*. Retrieved from http://www.eq.ufrj.br/links/h2cin/eqe709/AULA_6/RIVERA.pdf
- Science, C. (n.d.). Lec7 : Introduction to MIMO Systems School of Electrical Engineering and Computer Science.
- Senthilkumar, M., & Lincon, S. A. (2012). Design of Stabilizing PI Controller for Coupled Tank MIMO Process. *Journal of Engineering Research and Development*, *3*(10), 47–55.
- Silva, R. N. (2008). Teoria de Sistemas- Texto de apoio à disciplina.
- Tan, W., Marquez, H. J., & Chen, T. (2003). IMC design for unstable processes with time delays. In *Journal of Process Control* (Vol. 13, pp. 203–213).
- Wei-ping, L., & Xiao-jing, G. (2015). A Simulation of Fuzzy Control Algorithm Based on the IMC-PID Controller, 3559–3562.
- Zhao, Z., & Liu, Z. (2008). A New Multi-model Internal Model Control Scheme Based on Neural Network *, (2007011049), 4719–4722.

Anexo A

Table I. IMC-Based PID Controller Parameters^a

	model	$y/y_s = \bar{g}_v f$	controller	$k_c k$	τ_I	τ_D	τ_F	comments
A	$\frac{k}{\tau s + 1}$	$\frac{1}{cs + 1}$	$\frac{1}{k} \frac{cs + 1}{\tau s + 1}$	$\frac{\tau}{c}$	τ	-	-	-
B	$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	$\frac{1}{cs + 1}$	$\frac{1}{kcs} \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{\tau_1 s + \tau_2}$	$\frac{\tau_1 + \tau_2}{c}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$	-	-
C	$\frac{k}{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1}$	$\frac{1}{cs + 1}$	$\frac{1}{kcs} \frac{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1}{\tau s + 1}$	$\frac{2\tau}{c}$	2τ	$\frac{\tau}{2k}$	-	-
D	$\frac{k(-\beta s + 1)}{\tau s + 1}$	$\frac{-\beta s + 1}{cs + 1}$	$\frac{\tau s + 1}{k(\beta + c)s}$	$\frac{\tau}{\beta + c}$	τ	-	-	(2, 3, 5)
E	$\frac{k(-\beta s + 1)}{\tau s + 1}$	$\frac{-\beta s + 1}{(\beta s + 1)(cs + 1)}$	$\frac{\tau s + 1}{k s(\beta s + 1)(cs + 1)}$	$\frac{\tau}{2\beta + c}$	τ	-	$\frac{\beta c}{2\beta + c}$	(1, 4)
F	$\frac{k(-\beta s + 1)}{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1}$	$\frac{-\beta s + 1}{cs + 1}$	$\frac{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1}{k(\beta + c)s}$	$\frac{2\tau}{\beta + c}$	2τ	$\frac{\tau}{2k}$	-	(2, 3, 5)
G	$\frac{k(-\beta s + 1)}{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1}$	$\frac{-\beta s + 1}{(\beta s + 1)(cs + 1)}$	$\frac{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1}{k(\beta s + 1)(cs + 1)s}$	$\frac{2\tau}{2\beta + c}$	2τ	$\frac{\tau}{2k}$	$\frac{\beta c}{2\beta + c}$	(1, 4)
H	$\frac{k}{s}$	$\frac{1}{cs + 1}$	$\frac{1}{kc}$	$\frac{1}{c}$	-	-	-	-
I	$\frac{k}{s}$	$\frac{2c + 1}{(cs + 1)^2}$	$\frac{2cs + 1}{k c^2 s}$	$\frac{2}{c}$	$2c$	-	-	(6)
J	$\frac{k}{s(\tau s + 1)}$	$\frac{1}{cs + 1}$	$\frac{\tau s + 1}{kc}$	$\frac{1}{c}$	-	τ	-	-
K	$\frac{k}{s(\tau s + 1)}$	$\frac{2cs + 1}{(cs + 1)^2}$	$\frac{(\tau s + 1)(2cs + 1)}{k c^2 s}$	$\frac{2c + \tau}{c^2}$	$2c + \tau$	$\frac{2c\tau}{2c + \tau}$	-	(6)
L	$\frac{k(-\beta s + 1)}{s}$	$\frac{-\beta s + 1}{cs + 1}$	$\frac{1}{k(\beta + c)}$	$\frac{1}{\beta + c}$	-	-	-	(2, 3, 5)
M	$\frac{k(-\beta s + 1)}{s}$	$\frac{-\beta s + 1}{(\beta s + 1)(cs + 1)}$	$\frac{1}{k(\beta s + 1)(cs + 1)}$	$\frac{1}{2\beta + c}$	-	-	$\frac{\beta c}{2\beta + c}$	(1, 4)
N	$\frac{k(-\beta s + 1)}{s}$	$\frac{(-\beta s + 1)(\beta + 2c)s + 1}{(cs + 1)^2}$	$\frac{(\beta + 2c)s + 1}{k s(\beta + c)^2}$	$\frac{\beta + 2c}{(\beta + c)^2}$	$\beta + 2c$	-	-	(5, 6)