

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
AUTOMAÇÃO E SISTEMAS
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS – DAS**

Valter Luiz Knihs

**PROJETOS DO CONTROLADOR GMV
EM MALHAS DE CONTROLE
NA INDÚSTRIA**

Florianópolis
2011

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
AUTOMAÇÃO E SISTEMAS
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS – DAS**

Valter Luiz Knihs

**PROJETOS DO CONTROLADOR GMV
EM MALHAS DE CONTROLE
NA INDÚSTRIA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Antonio A.R. Coelho

Florianópolis
2011

Catálogo na fonte elaborada pela biblioteca da
Universidade Federal de Santa Catarina

A ficha catalográfica é confeccionada pela Biblioteca Central.

Tamanho: 7cm x 12 cm

Fonte: Times New Roman 9,5

Maiores informações em:

<http://www.bu.ufsc.br/design/Catalogacao.html>

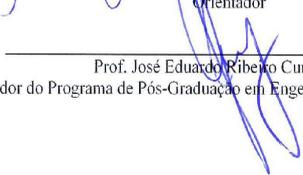
Valter Luiz Knihs

**PROJETOS DO CONTROLADOR GMV
EM MALHAS DE CONTROLE
NA INDÚSTRIA**

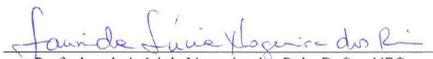
Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de "MESTRE", e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

Florianópolis, Fevereiro de 2011.


Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.
Orientador


Prof. José Eduardo Ribeiro Cury, D. Sc.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas

Banca Examinadora:


Prof. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, D. Sc., UFC


Prof. Daniel Ferreira Coutinho, D. Sc., UFSC


Prof. Hector Bessa Silveira, D. Sc., UFSC

À minha amada esposa Ivone e aos
meus pais Jacob e Erica.

AGRADECIMENTOS

Ao amigo, orientador e professor Antonio A. R. Coelho pelo grande apoio, disposição e orientação na minha dissertação.

Aos meus pais Jacob Luiz Knih e Erica Bodenmüller Knih pela enorme dedicação, amor, empenho, abdicção e cuidado com os meus estudos e formação.

Aos meus amigos e colegas de trabalho Mario Andrei Cologni, Edson Basquiroto e Maria Cristina S. Kohler pela grande colaboração.

A UFSC pela qualidade de ensino e por possibilitar minha graduação como Engenheiro lá em 1985, a minha pós-graduação em 2003 e, agora, meu mestrado em 2011.

Aos colegas, professores e funcionários do Departamento de Automação e Sistemas que, de uma forma ou de outra, contribuíram para a realização deste trabalho.

A WEG Equipamentos Elétricos – Automação e seu diretor Superintendente Umberto Gobbato pela oportunidade disponibilizada e apoio.

Aos meus filhos Walter Henrique e Nickolas Leonardo pelo interesse e inabalável confiança.

A minha amada esposa Ivone Marlene Lorenzetti pelo grande amor, incentivo, carinho, cuidado e compreensão.

As grandes histórias de sucesso foram criadas
por pessoas que reconheceram um problema
e o transformaram em uma oportunidade.

(Joseph Sugarman, 1979)

RESUMO

A automação e o controle de processos tornaram-se fortemente presentes nos sistemas industriais ou de infra-estrutura, sendo obrigatório o conhecimento de diferentes técnicas de controle e plantas por parte dos engenheiros e fornecedores de sistemas. Deve-se conhecê-las e aprofundar seu conhecimento visando produtividade e bom desempenho em aplicativos experimentais. Apresenta-se nesta dissertação, um estudo, análise e projeto de técnicas de controle GMV (Generalized Minimum Variance) em plantas com certo grau de dificuldade e de interesse da indústria e, em particular, do autor por estarem presente nas atividades profissionais que desempenha. Várias técnicas de controle GMV são desenvolvidas e utilizadas em quatro plantas com dificuldades de malha como atraso de transporte, integradora com fase não mínima, oscilatória e não linear. Utiliza-se o **MatLab** como ambiente de simulação e o índice de desempenho de Shunta para avaliação de desempenho do controle.

Palavras-chave: Automação. Controle de Processos. PID. GMV. Índice de Shunta.

ABSTRACT

Automation and Process Control have become strong in industrial and infrastructure systems, where it is important to know a variety of control techniques and plant model to improve performance and productivity aspects. This dissertation presents a study, analysis and design for the GMV (Generalized Minimum Variance) control technique by using plants with certain difficulty and of interest for the industry and for the author that are been used or faced in the professional activity. Various GMV control strategies are developed and used to control four types of plants with complexities as dead time, non-minimum phase with integration, oscillatory and non-linear. The numerical environment for simulation is MatLab and essays with Shunta performance index are shown.

Keywords: Automation. Process Control. PID. GMV. Index of Shunta.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	33
1.1 SITUAÇÕES PRÁTICAS	34
1.1.1 Máquina de Papel	34
1.1.2 Laminador de Chapas	35
1.1.3 Energia.....	36
1.1.4 Álcool & Açúcar (A&A)	36
1.1.4.1 (A&A) – DESTILARIA.....	36
1.1.4.2 (A&A) - CALDEIRA.....	39
1.2 MOTIVAÇÃO	43
1.3 OBJETIVOS	43
1.4 METODOLOGIA	44
1.5 A ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	44
CAPÍTULO 2 - CONTROLADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA (MVC).....	45
2.1 INTRODUÇÃO	45
2.2 REGULADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA.....	46
2.2.1 Aplicação em uma Planta de Segunda Ordem.....	51
2.3 REGULADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA POSICIONAL PARA REFERÊNCIA NÃO NULA.....	53
2.4 RESTRIÇÕES E PROBLEMAS COM MVC	56
2.4.1 Sensibilidade do MVC.....	56
2.4.2 Sistemas Instáveis ou com Fase Não Mínima.....	59
2.5 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DAS TÉCNICAS DE CONTROLE	60
2.5.1 Método Proposto por Harris	62
2.5.2 Método Proposto por Shunta	65
2.6 CONCLUSÃO	67

**CAPÍTULO 3 - CONTROLADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA
GENERALIZADA – GMV 69**

3.1 ANÁLISE E PROJETOS ALTERNATIVOS PARA O
CONTROLADOR GMV 73

3.2 APLICAÇÃO EM UMA PLANTA DE SEGUNDA ORDEM.. 77

3.3 CONTROLE GMV POSICIONAL DIRETO 78

3.4 APLICAÇÃO EM UMA PLANTA DE PRIMEIRA ORDEM.. 79

3.5 CONTROLE GMV INCREMENTAL INDIRETO 80

3.6 CONTROLE PID-GMV INDIRETO E DIRETO 81

 3.6.1 Aplicação em uma Planta de Segunda Ordem 87

3.7 MVC VERSUS GMV..... 89

3.8 CONCLUSÃO..... 92

**CAPÍTULO 4 - PROJETO GMV SELF-TUNING
ALTERNATIVO (GMV-M) 93**

4.1 INTRODUÇÃO..... 93

4.2 PROJETO DO CONTROLADOR GMV-M 93

4.3 PROJETO DO ESTIMADOR DE PARÂMETROS 97

4.4 CARACTERÍSTICA E MODELAGEM DO PÊNDULO
AMORTECIDO..... 100

4.5 RESULTADOS DA EXPERIMENTAÇÃO 102

4.6 CONCLUSÃO..... 107

CAPÍTULO 5 - SIMULAÇÕES E RESULTADOS..... 109

5.1 INTRODUÇÃO..... 109

5.2 PROCESSOS SELECIONADOS..... 109

 5.2.1 Processo com Atraso de Transporte (Temperatura em
 Tanque Acoplado)..... 109

 5.2.2 Processo Integrador com Fase Não mínima (Nível em
 Caldeira)..... 110

 5.2.3 Processo Oscilatório (Posição de Pêndulo Amortecido) ... 112

5.2.4 Processo Não Linear (Nível em Tanque Acoplado)	113
5.3 METODOLOGIA DA SIMULAÇÃO.....	114
5.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS.....	115
5.4.1 Processo com Atraso de Transporte.....	116
5.4.2 Processo Integrador com Fase Não Mínima	120
5.4.3 Processo Oscilatório	124
5.4.4 Processo Não Linear	128
5.4.5 Simulações Complementares.....	132
5.5 COMPARATIVO GERAL.....	136
5.6 CONCLUSÃO	137
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO	139
6.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	140
6.2 CITAÇÃO FINAL	140
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	141
APÊNDICES.....	151
APÊNDICE A – PROJETO PID-IMC.....	151
APÊNDICE B – ALGORÍTMO DO REGULADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA.....	161
APÊNDICE C – ALGORÍTMO DE CONTROLE GMV DIRETO.....	163
APÊNDICE D – ALGORÍTMO DO CONTROLADOR PID DE ROFFEL (PID-GMV).....	167

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Máquina de papel.....	35
Figura 1.2 - Laminador de chapas reversível a frio.....	35
Figura 1.3 - Tomada d'água e câmara de Carga em PCHs.....	36
Figura 1.4 - Central de supervisão.....	36
Figura 1.6 - Destilaria álcool hidratado.....	37
Figura 1.7 - Tela de supervisão – Destilaria.....	38
Figura 1.8 - Tela de supervisão – Combustão em Caldeira.....	41
Figura 1.9 - Painel de unidade remota de I/Os.....	42
Figura 1.10 - Instrumentação em Campo.....	42
Figura 1.11 - Instrumentação em Campo.....	42
Figura 1.12 - Histogramas para situações de controle.....	43
Figura 2.1 - Regulador de variância mínima.....	50
Figura 2.2 - Dinâmica da saída sem e com o controle MV.....	52
Figura 2.3 - Função de autocorrelação da saída.....	53
Figura 2.4 - Controlador de variância mínima posicional.....	54
Figura 2.5 - Controlador de variância mínima incremental.....	56
Figura 2.6 - Diagrama em Simulink do sistema com $b_1 = 0.991$	58
Figura 2.7 - Resultado da simulação com $b_1 = 0.991$, extrema sensibilidade e desempenho inadequado.....	58
Figura 2.8 - Simulação com sinais de saída e controle no exemplo 4 sob MVC.....	60
Figura 2.9 - Passos para o incremento do desempenho do sistema de controle e seus benefícios.....	61
Figura 2.10 - Princípio do método para avaliação do desempenho de Harris (1989).....	63
Figura 2.11 - Princípio do método para avaliação do desempenho de Shunta (1995).....	66

Figura 3.1 - Estrutura do sistema generalizado para o GMV.....	70
Figura 3.2 – Visualização da influência de q_0 na variância dos sinais de saída e entrada.	73
Figura 3.3 - Respostas com o controle GMV direto.	80
Figura 3.4 - Respostas da planta de segunda ordem com o controlador PID de Roffel.....	88
Figura 3.5 - Diagrama Simulink da planta sob MVC.	89
Figura 3.6 - Resultados da Simulação sob MVC.	90
Figura 3.7 - Diagrama Simulink do sistema sob GMV.....	91
Figura 3.8 - Resultado da simulação com GMV.....	91
Figura 3.9 - Acumulação da saída e entrada sob MVC e GMV.....	92
Figura 4.1 - Esquema de controle self-tuning indireto.....	97
Figura 4.2 - Processo pêndulo amortecido.....	100
Figura 4.3 - Modelo linearizado de segunda ordem do pêndulo amortecido.....	101
Figura 4.4 - Processo real pêndulo amortecido.....	102
Figura 4.5 - Respostas ao degrau em malha aberta da posição angular.	103
Figura 4.6 - Resposta do PAM com o controle self-tuning.....	104
Figura 4.7 - Estimativa do modelo do PAM.	105
Figura 4.8 - Evolução do traço de $P(k)$	105
Figura 4.9 - Resposta do PAM com controle self-tuning simplificado.....	106
Figura 4.10 - Estimativa do modelo do PAM com o controle simplificado.....	107
Figura 5.1 - Planta de controle de temperatura com atraso de transporte para tanques acoplados.....	110
Figura 5.2 - Circuito de águas de uma caldeira aquatubular.	111
Figura 5.3 - Pendulo amortecido oscilatório.	112
Figura 5.4 - Tanques acoplados para controle de nível não linear.	113

Figura 5.5 - Metodologia da simulação das técnicas de controle	115
Figura 5.6 – Respostas temporais em malha fechada para o processo com atraso de transporte.....	118
Figura 5.8 - Respostas temporais em malha fechada para o processo oscilatório.....	126
Figura 5.11 – Respostas temporais em malha fechada para o processo integrador com fase não mínima após re-sintonia.....	133
Figura 5.12 – Respostas temporais em malha fechada para o processo oscilatório após re-sintonia.....	134
Figura 5.13 – Respostas temporais em malha fechada para o processo com atraso de transporte após re-sintonia.....	135
Figura 5.14 – Respostas temporais em malha fechada para o processo com atraso de transporte sem ruído de medição.....	136
Figura A.1 - Diagrama de controle da estrutura IMC.....	153
Figura A.2 - Diagrama de blocos do IMC e PID.....	155

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Ponderações nas Estratégias de Controle GMV Digital... 96	96
Tabela 4.2 - Parâmetros do Pêndulo Amortecido..... 101	101
Tabela 4.3 - Parametrização do Controlador Self-Tuning no PAM. ... 103	103
Tabela 5.1 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo com atraso de transporte..... 119	119
Tabela 5.2 - Índice de Shunta para o processo com atraso de transporte..... 119	119
Tabela 5.3 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo integrador com fase não mínima. 123	123
Tabela 5.4 - Índice de Shunta para o processo integrador com fase não mínima..... 123	123
Tabela 5.5 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo oscilatório. 127	127
Tabela 5.6 - Índice de Shunta para o processo oscilatório. 127	127
Tabela 5.7 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo não linear. 131	131
Tabela 5.8 - Índice de Shunta para o processo não linear. 131	131
Tabela 5.9 - Quadro resumo das vantagens e desvantagens das estratégias de controle..... 137	137

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
WEG	Empresa WEG Equipamentos Elétricos (www.weg.net)
A&A	Álcool & Açúcar
MVC	Minimum Variance Control
GMV	Generalized Minimum Variance
ACF	Auto Correlação da Saída
GMV-M	GMV Modificado
GPC	Generalized Predictive Control
PID	Controlador Proporcional, Integral e Diferencial
IMC	Internal Model Control
I/Os	Input and Outputs (Entradas e Saídas)
COS	Central de Operação e Supervisão
PAM	Pêndulo Amortecido
CC	Corrente Contínua
MIMO	Multi-Input Multi-Output
SISO	Single-Input Single-Output
CARMA	Controlled Autoregressive Moving Average
CARIMA	Controlled Autoregressive Moving Average Integrated
MEG	Mono Etileno Glicol
FOPDT	First-Order Plus Dead-Time
SOPDT	Second-Order Plus Dead-Time
OVERSHOOT	Sobre Sinal
PO	Porcentagem de Overshoot
CLPs	Controladores Lógicos Programáveis
ARX	Auto-Regressive with eXternal input
ZoH	Zero order Hold

LISTA DE SÍMBOLOS

$G_p(s)$ ou $G_p(z^{-1})$	função de transferência do processo
$G_c(s)$ ou $G_c(z^{-1})$	função de transferência do controlador
t	tempo contínuo
k	tempo discreto
s	operador transformada s
z	operador transformada z
Δ	variação ou termo integral ($\Delta = 1 - z^{-1}$)
y_l	componente da saída do processo relativa a perturbação
y_u	componente da saída do processo relativa a ação de controle
\mathbb{E}	operador esperança matemática
$\hat{y}(t + d/t)$	predição de $y(t + d)$ no instante t
$y_r(t)$	signal de referência
$\eta(d)$	índice de desempenho
\hat{n}_{MVS}	estimativa do índice de Harris / Shunta (desempenho)
μ_y^2	desvio médio da saída em relação a referência (offset)
$y_r(k)$	referência (offset)
$y(k)$	saída ou variável do processo
$e(k)$	erro, $e(k) = y_r(k) - y(k)$
$u(k)$	controle ou variável de controle
K_p	ganho estático do processo
τ	constante de tempo do processo
θ	atraso de transporte
τ_{mf}	constante de tempo de malha fechada
$\tau_1; \tau_2$	constantes de tempo para modelos SOPDT sobre-amortecidos

ζ	coeficiente de amortecimento
ω	freqüência
T	período
K	ganho
$\Delta u(k)$	incremento do controle
$N(\%)$	relação sinal / ruído
S	nível do sinal
N	nível do ruído
T_f	constante de tempo do filtro de realimentação
σ^2	variância do ruído
TV	<i>Total Variation</i> do controle
IAE^*	valor ótimo para o índice <i>IAE</i>
φ_s	margem de fase projetada
φ_p	margem de fase calculada
$\eta(k)$	ruído
$\eta_y(k)$	saída com ruído
$y_f(k)$	saída filtrada
K_c	ganho proporcional
K_i	ganho integral
K_d	ganho derivativo
T_i	constante de tempo integral
T_d	constante de tempo derivativa
T_s	período de amostragem
α, β, λ	parâmetros do de ponderação do GMV-M
α_F, β_F	parâmetros do filtro de primeira ordem
d	atraso discreto total do processo
$\xi(k); \xi(t)$	perturbação ou ruído branco com média nula e variância σ^2
J_u	função custo da entrada do processo
J_{uotimo} processo	valor ótimo da função custo da entrada do processo

$\ x\ _2$	norma-2 da variável x
G_{yr}	função de transferência de malha fechada
Y	matriz de saídas
G_{ol}	função de transferência de malha direta
ψ	vetor de malha direta
$x(\omega)$	parte real do número complexo
$y(\omega)$	parte imaginária do número complexo
ϕ	matriz aumentada de malha direta
$\rho(A)$	número de condicionamento da matriz A
$\Theta(s)$	posição angular
J	momento de inércia
c	amortecimento
m	massa do pêndulo
d	distância para o centro de gravidade do pivô do pêndulo
r	comprimento da barra em relação ao motor/hélice

Eficiência e desempenho econômico-ambiental são imperativos no século XXI para os processos e empresas que pretendem manter-se ou ser um *player* competitivo e duradouro.

Neste cenário, **a automação**, quer seja de escritórios ou de máquinas ou de processos ou de plantas industriais completas, tornou-se vital e imprescindível.

Dentro da automação, tem-se a necessidade de controlar os respectivos ambientes ou as respectivas variáveis. Para tal, os controladores e sua engenharia de controle são o ponto crítico “*Tendão de Aquiles*” para o perfeito andamento (ou funcionamento) desta automação.

A crescente complexidade destes processos ou sistemas e a exigência de resultados melhores, com requisitos mais apertados, resulta na necessidade de controles mais apurados ou melhores. Cada vez mais o engenheiro de controle moderno é desafiado a ser um engenheiro de sistemas, responsável por conhecer, interligar os diferentes elementos que compõem um produto ou sistema complexo (Murray *et al.*, 2003).

A teoria clássica de controle por realimentação (PID) é o padrão referencial para o desenvolvimento de sistemas de controle industriais. Estima-se que mais de 90% das malhas de controle encontrados em processos industriais operam com controladores PID (Aguirre *et al.*, 2007b).

A principal razão para a ampla aplicação na indústria deve-se a simplicidade de implementação, baixo custo e o princípio matemático de fácil entendimento por operadores de campo (engenharia não complexa). Entretanto, como os controladores por realimentação com ganhos fixos são projetados para assegurar um desempenho ótimo em um único ponto de operação, são inadequados para compensar incertezas paramétricas, dinâmicas oscilatórias de malha, bem como adaptarem-se as mudanças no meio (Visioli, 2006; Hang *et al.*, 1993; Seborg *et al.*, 2004; Åström *et al.*, 2006).

A necessidade de superar estes problemas práticos e viabilizar uma sintonia adequada para o controlador, não apenas para um único ponto de operação, mas em diferentes pontos de operação, tem fomentado a idéia de aplicação de algoritmos de controle complexos (Vandoren, 2003). Nas últimas décadas várias técnicas de controle têm

sido propostas na literatura de controle de processos para substituir os métodos de controle clássicos na indústria (Moudgalya, 2007). A habilidade para preservar o desempenho do sistema de controle avançado em malha fechada, na presença de variações na dinâmica da planta ou no meio, tem motivado a crescente experimentação em diversos tipos de aplicações. A maioria dos métodos desenvolvidos na área de controle é baseada no princípio de identificação e controle. Outra classe de controle é o auto-tuning que está dedicado especificamente na sintonia de controladores PID (Kirecci *et al.*, 2003; Coleman *et al.*, 2002; Bobál *et al.*, 2005; Vandoren, 2003).

O propósito desta dissertação, numa parceria entre UFSC e WEG, é de fixar e/ou aumentar o conhecimento em plantas e técnicas de controle avançadas de grande interesse da WEG, com foco na variância mínima, em função dos sistemas que a mesma passou a fornecer no mercado e vem realizando. Esta dissertação faz parte de uma seqüência de outros mestrados já patrocinados pela WEG na busca do entendimento e domínio dos problemas de controle em diferentes situações / processos na prática e respectivas opções de solução.

A seguir, apresentam-se situações reais ou casos práticos em aplicações realizadas pela WEG, dentro dos quais, alguns são utilizados nesta dissertação, no capítulo 5, em que apresentam dificuldades como atraso de transporte, não linearidade, oscilação, fase não mínima e integração.

1.1 SITUAÇÕES PRÁTICAS

Técnicas de controle clássico, usando PID convencional, eventualmente podem não apresentar resultados satisfatórios quando aplicadas a sistemas como os apresentados abaixo.

1.1.1 Máquina de Papel

O controle de gramatura do papel é realizado atuando-se sobre a caixa de entrada, porém a medição da gramatura do papel é efetuada após os grupos secadores (final do processo) para garantir baixo grau de umidade no papel (figura (1.1)).



Figura 1.1 - Máquina de papel.

1.1.2 Laminador de Chapas

No controle de espessura de chapas num laminador reversível a frio (figura (1.2)) é utilizada a medição de espessura da chapa após a conformação do material na cadeira de laminação. Normalmente, entre o ponto de medição (por raio X) e o ponto de atuação (cilindros da cadeira de laminação) existe uma distância significativa (aproximadamente 1000 mm).

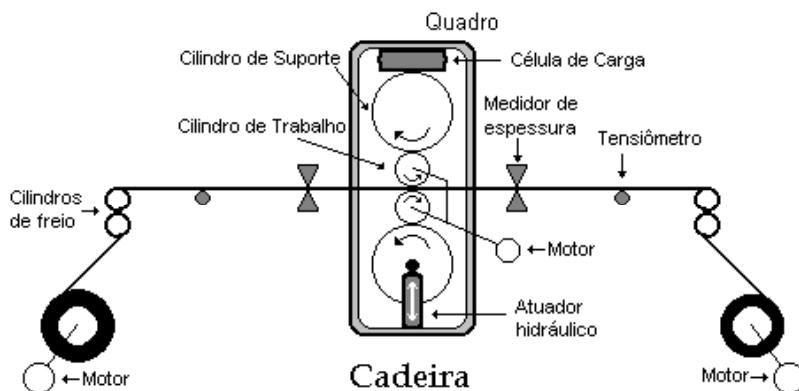


Figura 1.2 - Laminador de chapas reversível a frio.

1.1.3 Energia

Entre outras aplicações, pode-se citar o controle de nível da câmara de carga (figura (1.3)) de Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCHs).

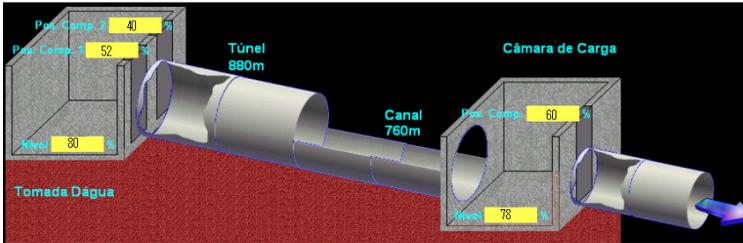


Figura 1.3 - Tomada d'água e câmara de Carga em PCHs.

1.1.4 Álcool & Açúcar (A&A)

Este segmento é muito rico em exemplos de controle, pois possui várias plantas (prédios) dentro de uma grande planta e com completa automação. Os macro-processos numa empresa de A&A podem ser resumidos em canavial, moendas, tratamento caldo e evaporação, destilaria (fermentação e extração do álcool), fábrica de açúcar, utilidades (torres de resfriamento, tratamento de efluentes incluindo a Vinhaça, subestações de energia elétrica), COS (Centro de operação e supervisão - ver figura ((1.4)), Caldeira e Central de geração de energia elétrica.



Figura 1.4 - Central de supervisão.

1.1.4.1 (A&A) – Destilaria

O objetivo da destilaria é obter álcool etanol. As malhas básicas

de controle que compõem uma destilaria com colunas A, B e C, ou seja, sem as plantas de MEG e sem a opção de extrair Anidro são:

- Controle de vazão de vinho para a coluna A;
- Controle de temperatura da coluna A;
- Controle de nível da coluna A;
- Controle de pressão coluna A;
- Controle de nível da coluna B;
- Controle de pressão coluna B;
- Controle de temperatura nos estágios de aquecimento do vinho e resfriamento de álcool (vários);
- Indicações avulsas de temperatura;
- Controle e indicação do pH do álcool;
- Controle do grau alcoólico;
- Alguns controles de nível para intertravamento e chaveamento também são necessários.

Com um vinho pré aquecido e com teor alcoólico dentro dos padrões, consegue-se extrair o Etanol facilmente (figura (1.6)).



Figura 1.6 - Destilaria álcool hidratado.

Na figura (1.7) apresenta-se a tela de supervisão da destilaria, no cliente Costa Bioenergia, elaborada pela WEG.

1.1.4.2 (A&A) - Caldeira

Este é um dos processos vitais para a obtenção do etanol, açúcar ou geração de energia elétrica e o objetivo é gerar vapor. Possui uma grande quantidade de malhas de controle, com tanques acoplados e planta integradora com fase não mínima.

O vapor produzido em caldeiras a partir da combustão do bagaço da cana de açúcar é o veículo que transporta energia para todo o processo. Desta forma o vapor é convertido em energia mecânica, elétrica e térmica, atendendo as condições necessárias para o processo e depois de condensado, retorna à caldeira para ser novamente transformado em vapor e voltar ao processo.

O vapor gerado pelas caldeiras aciona turbinas a vapor, usadas no acionamento de equipamentos diversos e principalmente em geração de energia elétrica que é distribuída pela indústria para acionar os equipamentos necessários. O vapor de escape das turbinas é usado como fonte térmica para todo o processo de produção de álcool e açúcar.

O bagaço que deixa a moenda é enviado às caldeiras através de transportadores de correia. Frontalmente às caldeiras, o bagaço é transferido para um transportador metálico de taliscas com a função de transportar e dosar o bagaço para cada fornalha. O bagaço é aspergido na fornalha de modo que sua queima é praticamente toda em suspensão, o que garante uma boa combustão com um mínimo de excesso de ar para que a caldeira tenha bom desempenho com alta eficiência na geração de vapor.

As caldeiras são providas de um sistema de recuperação de calor nos gases pré-ar e economizador, adequadamente dimensionadas para atingir uma eficiência de ordem de 87%. Os gases provenientes da combustão, após cederem sucessivamente seu calor, são lançados à atmosfera por ventiladores específicos através de chaminés.

O Des aerador é um equipamento usado para eliminar ar e gases contidos na água de alimentação da caldeira. Serve também como um pulmão de segurança e opera com vapor de escape com 125°C, elevando a temperatura da água da caldeira a cerca de 120°C. Um conjunto de bombas de recalque transfere esta água para a caldeira na medida em que o vapor é produzido.

Parâmetros importantes que devem ser monitorados na caldeira são: temperatura, pressão e nível. Para que se garanta e tenha uma maior segurança na caldeira, são utilizados dois transmissores de temperatura para a monitoração desta variável. Em cada período de tempo estipulado é lido a temperatura de um transmissor.

Um parâmetro importante que deve ser controlado na caldeira é o nível do tubulão superior. Para que se garanta e tenha uma maior segurança na caldeira, são instaladas duas garrafas de nível, onde cada garrafa terá um transmissor de pressão para medição de nível do tubulão de vapor. Em uma das garrafas, uma câmera será instalada para acompanhar o nível do tubulão de vapor. Na outra garrafa, além do transmissor, uma chave de nível é instalada para alarme de nível muito baixo. Caso este alarme seja indicado, a caldeira é desativada para que não ocorram riscos de explosão.

O vapor que será enviado para o processo será controlado através de dois transmissores de pressão, que farão a medida desta pressão. Com a variável medida, o transmissor atua nos inversores de frequência dos ventiladores primário e secundário, controlando a insuflação de ar na caldeira, e também nos inversores das bicas dosadoras de bagaço, controlando a quantidade de cana a ser alimentada. A utilização de dois transmissores para efetuar a mesma medida é necessária, pois esta variável é crítica. Caso haja algum defeito ou problema em algum dos transmissores, o outro será responsável para fazer a medida correta e garantir a pressão ideal para o vapor que será enviado para o processo.

O ar primário para a queima de combustível é pré-aquecido através dos gases no pré-aquecedor de ar-primário, e este é insuflado por baixo da grelha, através dos dutos. Este ar serve para levantar o bagaço, para facilitar e garantir uma melhor queima do combustível.

Para garantir uma completa combustão, acima do grelhado é insuflado o ar secundário, à uma pressão mais alta, provocando a turbulência necessária à combustão e com alta temperatura, para garantir a queima do combustível, mesmo com variação de umidade.

Na figura (1.8) é mostrado uma das telas do sistema de supervisão da caldeira, e, nas figuras (1.9), (1.10) e (1.11), apresenta-se um dos painéis de remotas por I/OS e exemplos da instrumentação instalada.

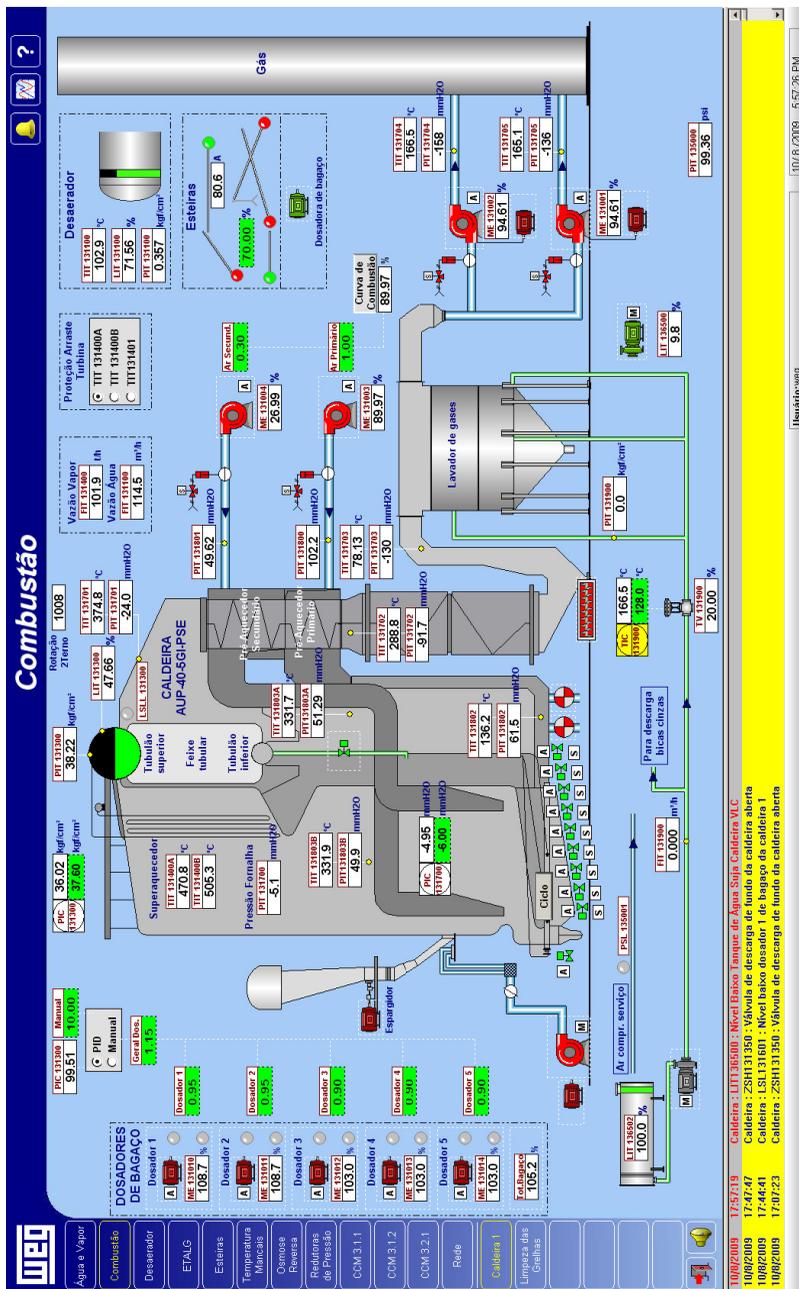


Figura 1.8 - Tela de supervisão – Combustão em Caldeira.



Figura 1.9 - Painel de unidade remota de I/Os.



Figura 1.10 - Instrumentação em Campo.



Figura 1.11 - Instrumentação em Campo.

1.2 MOTIVAÇÃO

a) Demanda crescente por soluções com melhor desempenho em:

- Qualidade;
- Eficiência;
- Tempo de comissionamento;
- Manutenção do desempenho;
- Custo.

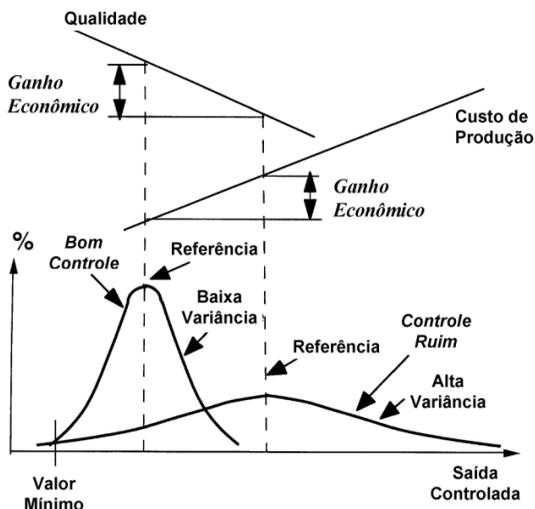


Figura 1.12 - Histogramas para situações de controle

b) Necessidade de conhecimento e domínio em diferentes técnicas de controle e plantas práticas.

1.3 OBJETIVOS

- Estudo e avaliação de topologias diferentes, centradas no GMV e PID em plantas práticas e de interesse;
- Verificação das influências do ruído de medição sobre as diferentes metodologias;
- Uso de um índice que avalie a performance das diferentes metodologias;
- Implementação e simulações.

1.4 METODOLOGIA

Esta dissertação traz o embasamento e a contribuição teórica nos Capítulos 2, 3 e 4, onde cada capítulo seguinte é uma evolução do antecessor. O Capítulo 4 apresenta uma contribuição do autor, numa versão modificada do GMV, com maior flexibilidade nos ajustes de sintonia e uma ponderação diferenciada, visando principalmente aplicações em sistemas oscilatórios: GMV-M.

E, no Capítulo 5, através de simulações em MatLab, avalia-se o desempenho dos controladores selecionados (GMV, PID-GMV, GMV-M e PID-IMC) atuando em 4 diferentes plantas pré-selecionadas.

1.5 A ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 1 é feita a introdução desta dissertação, apresentando a motivação do trabalho com detalhamento das aplicações de interesse, os objetivos fundamentais, a metodologia seguida para o desenvolvimento do mesmo, bem como sua estrutura. No capítulo 2 é iniciado a teoria de controle com variância mínima (MVC), com exemplos aplicados e suas restrições, bem como opções de indicador de desempenho. O capítulo 3 traz a evolução do MVC para sua versão generalizada (GMV), incluindo exemplos e comparativo de performance entre ambos. O capítulo 4 traz, como contribuição, uma variação do GMV de interesse do autor e da WEG para avaliação conjuntamente, sendo o GMV-M. No capítulo 5 são apresentadas as simulações em pacote computacional MatLab, utilizando plantas obtidas de aplicações WEG e com certo grau de dificuldade. Por fim, as conclusões são descritas no capítulo 6.

CAPÍTULO 2 - CONTROLADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA (MVC)

2.1 INTRODUÇÃO

A década de 70 presenciou uma evolução na história do Controle Adaptativo, impulsionada entre outras coisas, pelo advento dos microprocessadores. Em 1973, K. J. Åström e B. Wittenmark apresentaram o regulador de variância mínima auto-ajustável (*self-tuning regulator*). O objetivo de projeto do controlador é regular a saída da planta em relação a uma referência constante de forma que a variância da saída seja mínima. O algoritmo de controle emprega um preditor que utiliza o modelo da planta para calcular a ação de controle atual e permitir que as saídas futuras sigam as trajetórias desejadas. Nos controladores de variância mínima (MV: Minimum Variance) a característica preditiva proporciona ao controlador a observação da saída a d -passos a frente (*single-step-ahead*), onde d é o atraso de transporte discreto da planta. Esta classe de controladores é implementada minimizando-se uma função custo, determinada a partir de critérios de desempenho, para o projeto dos sistemas de controle em malha fechada. Estes critérios podem determinar quais fatores devem ser valorizados ou penalizados para obtenção da lei de controle, isto é, quais especificações de desempenho (sobre-sinal, tempo de estabilização, variância do controle) e ruídos são otimizadas. Assim, no projeto dos controladores preditivos do tipo variância mínima deve-se avaliar uma função custo (que depende do modelo do sistema) de modo a obter uma lei de controle ótima.

O regulador de variância mínima de K. J. Åström e B. Wittenmark é um marco na evolução dos controladores adaptativos devido a dois teoremas que relacionam a convergência do algoritmo de estimação com a estabilidade do sistema em malha fechada. Seguindo a mesma filosofia, D. W. Clarke e P. J. Gawthrop (1975), (1977) e (1979) apresentaram o controlador de variância mínima generalizada (GMV). Estes trabalhos formaram uma linha evolutiva de controladores de variância mínima e serviram como base para o desenvolvimento do controlador preditivo generalizado (GPC) que possui atualmente uma ampla gama de aplicações de sucesso em industriais químicas e petroquímicas (Qin, 2003).

Este breve histórico apresenta a evolução dos controladores adaptativos ao longo das últimas décadas. À medida que os mesmos vinham sendo aprimorados, novos recursos eram incorporados para permitir maior flexibilidade e atender a classes mais amplas de problemas em controle industrial. Mesmo assim, os controladores adaptativos têm mantido ao longo dos anos uma estrutura básica herdada dos primeiros trabalhos na área.

Neste capítulo abordaremos o regulador de variância mínima (MVC), o qual servirá de base para o Capítulo 3, onde será generalizado.

2.2 REGULADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA

O controlador preditivo do tipo variância mínima a ser desenvolvido utiliza um modelo matemático para a representação do processo e das perturbações do tipo CARMA conforme caracterizado pela seguinte equação a diferenças:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t), \quad (2.1)$$

onde $y(t)$ é a saída da planta, $u(t)$ é o sinal de controle, $\xi(t)$ é um ruído branco e os polinômios característicos da planta satisfazem

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na};$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + \dots + b_{nb} z^{-nb};$$

$$C(z^{-1}) = 1 + \dots + c_{nc} z^{-nc}.$$

O objetivo do regulador de variância mínima é a eliminação tanto quanto possível do efeito do ruído na saída do processo. Assim, é apropriado selecionar o sinal de controle que minimiza a função custo dada por

$$J = \mathbb{E} \left[y^2(t+d) \right], \quad (2.2)$$

isto é, minimizar a variância da saída frente ao sinal de referência $y_r(t) = 0$ e \mathbb{E} é o operador esperança matemática.

Observações:

- O sinal $\xi(t)$ é uma variável aleatória independente com variância σ_{ξ}^2 ;
- Não existem fatores comuns entre $\{A(z^{-1}), C(z^{-1})\}$ e $\{A(z^{-1}), B(z^{-1})\}$;
- As raízes do polinômio $C(z^{-1})$ são estáveis;
- A ordem da planta e o atraso de transporte discreto devem ser previamente conhecidos;
- Na implementação do regulador de variância mínima auto-ajustável os parâmetros estimados, por exemplo, com o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo estendido, são utilizados na lei de controle em substituição aos parâmetros verdadeiros do modelo do sistema. Esta propriedade é denominada Princípio da Equivalência Certa (*Certainty Equivalence Principle*). K. J. Åström e B. Wittenmark (1973) mostraram que, sob certas condições, se os parâmetros estimados convergem para os valores reais da planta, então o regulador obtido minimiza a função custo da equação (2.2).

Do modelo do processo representado pela equação (2.1) pode-se escrever

$$y(t+d) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} \xi(t+d), \quad (2.3)$$

Seja a identidade polinomial definida por

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1}) E(z^{-1}) + z^{-d} S(z^{-1}) \quad (2.4)$$

onde

$$E(z^{-1}) = 1 + e_1 z^{-1} + \dots + e_{ne} z^{-ne}; \quad S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} + \dots + s_{ns} z^{-ns}$$

e o polinômio $E(z^{-1})$ representa os d primeiros termos da expansão $C(z^{-1})/A(z^{-1})$, $ne = d - 1$ e $ns = \max(na - 1, nc - d)$. Pela associação das equações (2.3) e (2.4) obtém-se

$$y(t+d) = \left[\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{S(z^{-1})}{A(z^{-1})} \xi(t) \right] + E(z^{-1})\xi(t+d), \quad (2.5)$$

e o sinal $\xi(t)$ pode ser obtido da equação (2.1), isto é,

$$\xi(t) = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) - z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t), \quad (2.6)$$

Substituindo a equação (2.6) na equação (2.5) e manipulando com auxílio da equação (2.4) tem-se

$$y(t+d) = \left[\frac{B(z^{-1})E(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) + \frac{S(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) \right] + E(z^{-1})\xi(t+d), \quad (2.7)$$

\leftarrow informações disponíveis no instante t \rightarrow \leftarrow futuro \rightarrow

que equivale a

$$y(t+d) = \hat{y}(t+d/t) + E(z^{-1})\xi(t+d), \quad (2.8)$$

onde $\hat{y}(t+d/t)$ é a melhor predição de $y(t+d)$ com base nas informações disponíveis até o instante t e $E(z^{-1})\xi(t+d)$ é o erro de predição da saída dado por

$$\begin{aligned} E(z^{-1})\xi(t+d) &= y(t+d) - \hat{y}(t+d/t) \\ &= \xi(t+d) + e_1 \xi(t+d-1) + \\ &\quad + \dots + e_{d-1} \xi(t+1) \end{aligned} \quad (2.9)$$

que surge a partir de fontes ruidosas (desconhecidas) $\xi(t+1), \xi(t+2), \dots, \xi(t+d)$, não sendo controlado pelo sinal de controle. O termo $\hat{y}(t+d/t)$ dado por

$$\hat{y}(t+d/t) = \left[\frac{B(z^{-1})E(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) + \frac{S(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) \right], \quad (2.10)$$

depende da informação de entrada e saída disponível até o instante t e é controlável pela utilização de $u(t)$. Assim, a função custo (variância da saída) pode ser representada por

$$\begin{aligned} J &= \mathbb{E} \left\{ [\hat{y}(t+d/t) + E(z^{-1})\xi(t+d)]^2 \right\} \\ &= \mathbb{E} \left\{ \hat{y}(t+d/t) \right\}^2 + \mathbb{E} \left\{ E(z^{-1})\xi(t+d) \right\}^2 + \\ &\quad + 2\mathbb{E} \left\{ \hat{y}(t+d/t)E(z^{-1})\xi(t+d) \right\}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Supondo que $\xi(t)$ é uma seqüência aleatória independente é essencial para garantir que o termo $\mathbb{E} \{ \hat{y}(t+d/t)E(z^{-1})\xi(t+d) \}$ se anule.

$$= \mathbb{E} \left\{ \hat{y}(t+d/t) \right\}^2 + \left(1 + \sum_{i=1}^{d-1} e_i^2 \right) \sigma_{\xi}^2,$$

e, como as informações estão disponíveis até o instante t e a informação futura não é conhecida, seleciona-se o sinal de controle $u(t)$ que minimiza a função custo ou a variância da saída por

$$\frac{B(z^{-1})E(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) + \frac{S(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) = 0, \quad (2.12)$$

ou seja, o regulador de variância mínima é calculado a partir de

$$u(t) = \frac{-S(z^{-1})}{B(z^{-1})E(z^{-1})} y(t), \quad (2.13)$$

e a variância do erro de regulação é dada por

$$\left[E(z^{-1})\xi(t+d) \right]^2 = \left[1 + e_1^2 + \dots + e_{d-1}^2 \right] \sigma_\xi^2, \quad (2.14)$$

a qual aumenta a medida que o horizonte de predição aumenta.

A estratégia de variância mínima pode ser implementada conforme a figura (2.1).

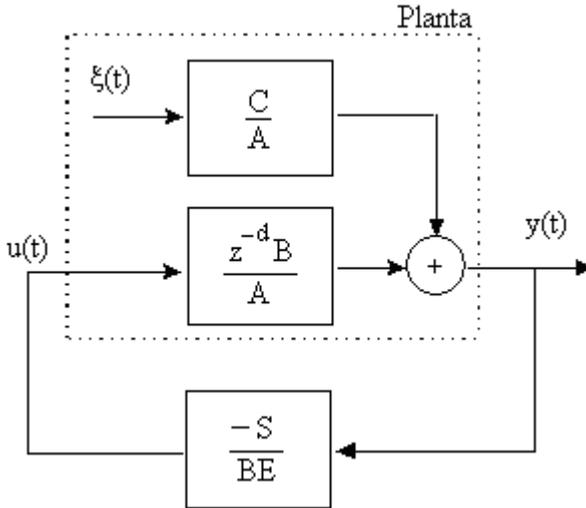


Figura 2.1 - Regulador de variância mínima.

O sistema de controle em malha fechada é dado por

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \left[\frac{-S(z^{-1})}{B(z^{-1})E(z^{-1})} y(t-d) \right] + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} \xi(t) \\ &= \frac{[C(z^{-1})E(z^{-1})]}{C(z^{-1})} \xi(t) = E(z^{-1})\xi(t). \end{aligned} \quad (2.15)$$

O algoritmo para calcular a lei de controle de variância mínima auto-ajustável indireta pode ser resumido nos seguintes passos:

- i) Obter a medida da planta;
- ii) Identificar o modelo da planta, equação (2.1);
- iii) Resolver a identidade polinomial da equação (2.4);

- iv) Calcular e aplicar a lei de controle da equação (2.13);
- v) Repetir os passos (i) até (iv) para um novo período de amostragem.

2.2.1 Aplicação em uma Planta de Segunda Ordem

Seja a planta discreta de segunda ordem representada por

$$(1 - 0.5z^{-1} - 0.1z^{-2})y(t) = u(t - d) + (1 + 0.2z^{-1})\xi(t), \quad (2.16)$$

onde $\xi(t)$ é uma variável aleatória independente com média nula e variância unitária. Projetar o regulador de variância mínima para $d = 1$, $d = 2$ e avaliar a função de autocorrelação da saída da planta.

Com $d = 1$ então, pela equação (2.1), tem-se

$$\begin{cases} n_a = 2 \\ n_b = 0 \\ d = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} n_e = d - 1 = 0 \\ n_s = n_a - 1 = 1 \end{cases}$$

Com a identidade polinomial da equação (2.4) obtém-se

$$(1 + 0.2z^{-1}) = (1 - 0.5z^{-1} - 0.1z^{-2})e_0 + z^{-1}(s_0 + s_1z^{-1}), \quad (2.17)$$

$$e_0 = 1 \quad ; \quad s_0 = 0.7 \quad ; \quad s_1 = 0.1 .$$

Logo, a equação a diferenças do regulador MV, equação (2.13), é dado por

$$u(t) = -0.7y(t) - 0.1y(t-1), \quad (2.18)$$

E a variância do erro de regulação, equação (2.14), é

$$\text{var}\{y(t)\} = 1 .$$

Para $d = 2$ a equação a diferenças do regulador MV e a variância do erro de regulação são dados por

$$u(t) = -0.7u(t-1) - 0.45y(t) - 0.07y(t-1), \quad (2.19)$$

$$\text{var}\{y(t)\} = 1 + e_1^2 = 1.49 .$$

A figura (2.2) ilustra os resultados de simulação dos sistemas de controle em malha aberta (sem controle) e malha fechada (controle de variância mínima para $d = 1$). Comparando as respostas de malha a estratégia de controle MV reduz a variações na saída da planta.

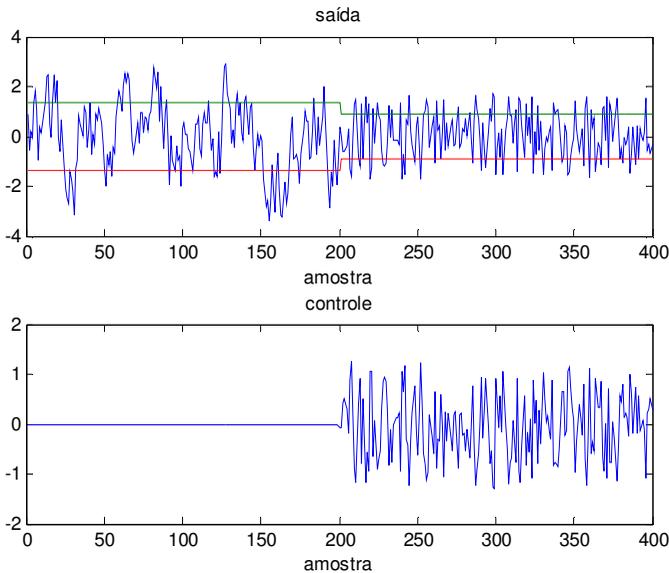


Figura 2.2 - Dinâmica da saída sem e com o controle MV.

A figura (2.3) ilustra o comportamento da função de autocorrelação da saída da planta quando $d = 1$ e $d = 2$. Observe que a autocorrelação do sinal de saída atinge (desaparece) o intervalo de confiança quando $(d - 1) = 0$ e 1 , respectivamente.

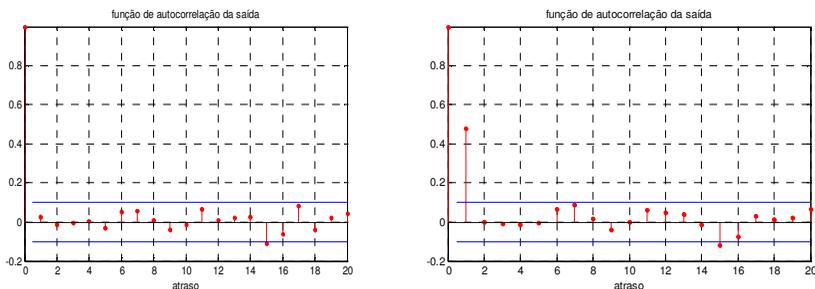


Figura 2.3 - Função de autocorrelação da saída.

O correspondente código em Matlab do regulador de variância mínima na versão auto-ajustável indireta para a planta de segunda ordem é mostrado no Apêndice B.

2.3 REGULADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA POSICIONAL PARA REFERÊNCIA NÃO NULA

O desenvolvimento apresentado para o regulador de variância mínima foi originalmente projetado para regulação de processos com o sinal de referência tendo magnitude nula. Entretanto, em muitas situações industriais deseja-se regular a saída da planta na presença de perturbações aleatórias em valores constantes diferentes de zero. Para incluir o sinal de referência $y_r(t)$ no regulador de variância mínima é necessário que a função custo seja modificada conforme a equação (2.20), isto é,

$$J = \Xi \left[\{y_r(t) - y(t+d)\}^2 \right], \quad (2.20)$$

O desenvolvimento matemático do regulador de variância mínima para uma referência não nula, relativo a função custo da equação (2.20), é similar ao apresentado para o regulador de variância mínima com $y_r(t) = 0$ e não é apresentado. Assim, a lei de controle resultante é

$$u(t) = \frac{1}{B(z^{-1})E(z^{-1})} \left[C(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t) \right], \quad (2.21)$$

As funções de transferência da saída e do controlador em relação a referência e ao ruído são calculadas por

$$y(t) = y_r(t-d) + E(z^{-1})\xi(t), \quad (2.22)$$

$$u(t) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} y_r(t) - \frac{S(z^{-1})}{B(z^{-1})} \xi(t), \quad (2.23)$$

e o correspondente diagrama de blocos do sistema em malha fechada está ilustrado na figura (2.4).

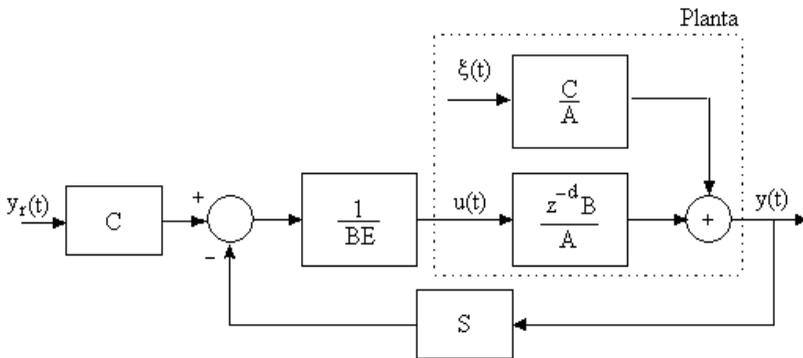


Figura 2.4 - Controlador de variância mínima posicional.

Observações:

- Com as equações (2.8), (2.10) e (2.21) tem-se uma lei de controle que direciona o preditor da saída de d -passos a frente para a referência, isto é, $y_r(t) = \hat{y}(t+d/t)$. De acordo com a equação (2.22) observa-se que quando o modelo do processo é preciso, então a saída controlada rastreia a referência após o atraso de transporte discreto: o único erro é devido a soma ponderada do ruído na planta. Adicionalmente, o controlador compensa o atraso de transporte e a resposta é a melhor possível. Não existindo ruído na planta, $\xi(t) = 0$, então o controlador de variância mínima pode ser visto como o equivalente do controlador digital dead-beat.

- A equação (2.22) também representa a relação de malha fechada e nota-se que não existem pólos ou zeros, isto é, o controlador de variância mínima atinge seu desempenho pelo cancelamento das dinâmicas da planta. Logo, não pode ser aplicado para processos de fase não mínima. Outra limitação é o excessivo esforço de controle que não pode ser tolerado a partir do ponto de vista operacional. Estas limitações práticas conduzirão ao desenvolvimento do controlador de variância mínima generalizada (GMV), no capítulo 3.

Outra forma de implementação do regulador de variância mínima para tratar casos de referências não nulas (comportamento temporal servo) é inserir um integrador digital na malha de controle (Wellstead e Zarrop, 1991). Sob esta configuração a lei de controle da equação (2.13) é modificada e o regulador de variância mínima incremental é calculado a partir de

$$\Delta u(t) = \frac{S(z^{-1})}{B(z^{-1})E(z^{-1})} [y_r(t) - y(t)], \quad (2.24)$$

sendo o sinal de controle aplicado a planta dado por

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t), \quad (2.25)$$

Os polinômios do controlador são obtidos resolvendo-se a seguinte identidade:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1}) \Delta E(z^{-1}) + z^{-d} S(z^{-1}), \quad (2.26)$$

$$\Downarrow$$

$$n_e = d - 1 \quad ; \quad n_s = \max(n_a, n_c - d).$$

A equação de malha fechada da saída torna-se

$$y(t) = \frac{S(z^{-1})}{C(z^{-1})} y_r(t-d) + E(z^{-1}) \Delta \xi(t), \quad (2.27)$$

e a malha de controle sob o regulador de variância mínima com ação integral é dada na figura (2.5).

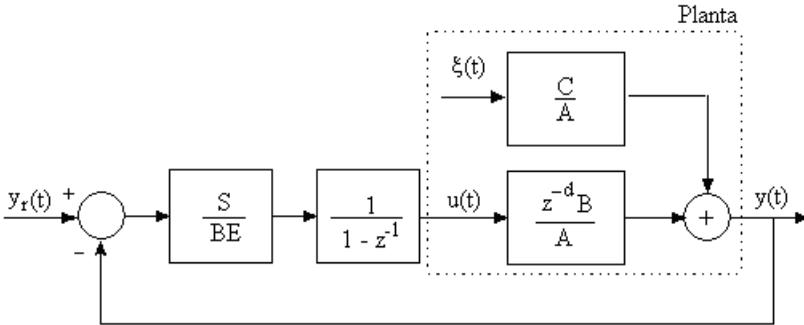


Figura 2.5 - Controlador de variância mínima incremental.

Observações:

- Na equação (2.27) tem-se o atraso de transporte discreto deslocando a saída da referência. Sendo assim, a resposta transitória obedece a relação $S(z^{-1})/C(z^{-1})$.
- A saída da planta rastreia a referência em regime permanente para entradas em degrau (constantes) ou variando lentamente.
- A variância da saída sob o regulador de variância mínima incremental não é mínima se comparada com o regulador de variância mínima posicional. Ou seja, nas equações (2.22) e (2.27) observa-se que a variância da saída aumenta de $E(z^{-1})\xi(t)$ para $E(z^{-1})\Delta\xi(t)$.

2.4 RESTRIÇÕES E PROBLEMAS COM MVC

Conforme visto, o MVC é fácil de projetar, desde que tenha-se ou se possa estimar o atraso de transporte do sistema precisamente. Entretanto, na prática, alguns problemas graves aparecem relacionados a **sensibilidade** do MVC e a sistemas de **fase não mínima** nos quais o MVC pode ter instabilidade no sinal de saída $y(t)$ ou no sinal de controle $u(t)$, que pode ser observado nos itens a seguir.

2.4.1 Sensibilidade do MVC

É bem conhecido que soluções ótimas, sob circunstâncias especiais, podem ser bem sensíveis a variações de parâmetro, tornando-se preocupante, pois em aplicações práticas os parâmetros identificados

podem não ser precisamente iguais ao valor verdadeiro. No exemplo a seguir investiga-se a sensibilidade da saída de um sistema sob MVC. Considere o sistema

$$y(t) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t), \quad (2.28)$$

com

$$A(z) = 1 - 0.7z^{-1}$$

$$B(z) = 1 + 0.99z^{-1}$$

$$C(z) = 1 + 0.95z^{-1}.$$

O atraso é $d = 1$ e $e(t)$ é ruído branco com variância $\sigma^2 = 1$. Usando o projeto do MVC obtém-se

$$E(z^{-1}) = 1$$

$$S(z^{-1}) = 1.65$$

e a lei MVC é representada por

$$u(t) = -\frac{1.65}{1 + 0.99z^{-1}} y(t), \quad (2.29)$$

Admitindo-se o parâmetro b_1 , com estimação online tendo uma variação em torno do valor verdadeiro de 0.99 . Supondo-se uma variação de 0.001 em torno do verdadeiro valor, ou seja, $b_1 = 0.991$. O diagrama do sistema em Simulink é dado na figura (2.6).

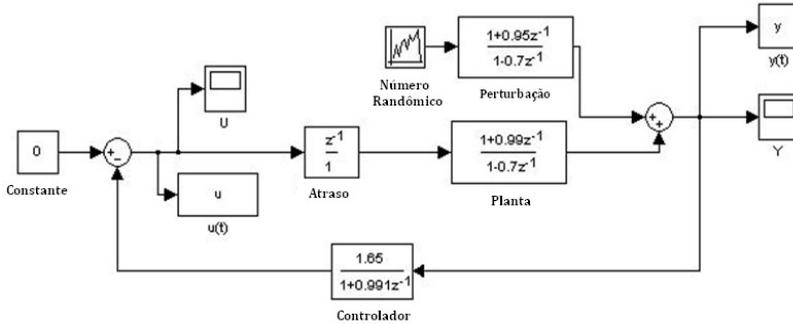


Figura 2.6 - Diagrama em Simulink do sistema com $b_1 = 0.991$.

Na figura (2.7), considerando-se uma pequena variação de 0.001 , os sinais de entrada e saída tornam-se instáveis. De fato, em processos reais, o sinal de entrada tem magnitude excessiva, causando excessiva ação de controle e problemas de perda e instabilidade operacional.

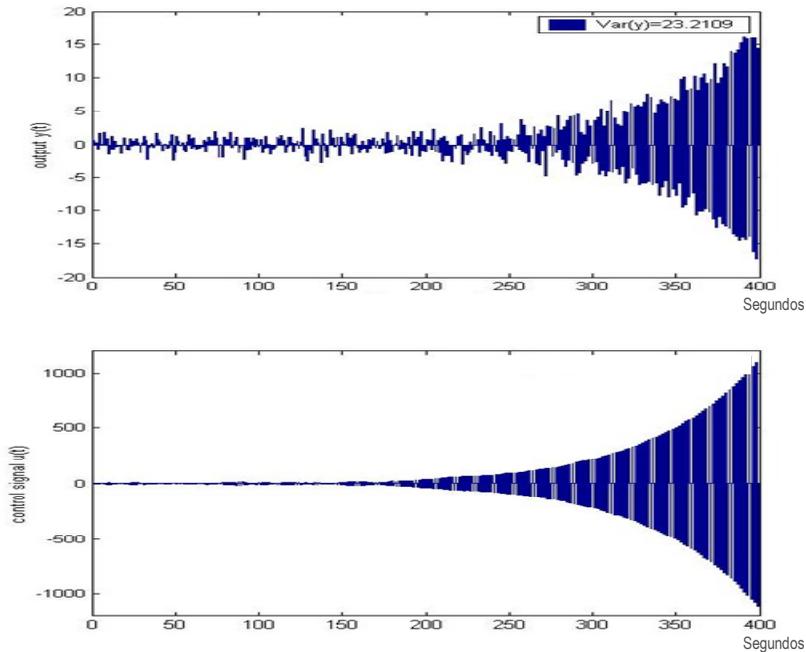


Figura 2.7 - Resultado da simulação com $b_1 = 0.991$, extrema sensibilidade e desempenho inadequado.

2.4.2 Sistemas Instáveis ou com Fase Não Mínima

Considere um sistema descrito por

$$y(t) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t), \quad (2.30)$$

com

$$A(z) = 1 - 1.7z^{-1} + 0.7z^{-2}$$

$$B(z) = 0.9 + z^{-1}$$

$$C(z) = 1 - 0.7z^{-1},$$

e atraso $d = 1$.

A lei de controle sob MVC fica da forma

$$u(t) = -\frac{1 - 0.7z^{-1}}{0.9 + z^{-1}} y(t), \quad (2.31)$$

Os resultados da simulação são mostrados na figura (2.8).

Observa-se na figura (2.8 a), que embora o sinal de saída é estável com variância próxima de 1, na figura (2.8 b) o sinal de controle está com overflow, divergindo. Isto é, novamente, um fenômeno de ação excessiva, o qual pode provocar um desastre no sistema.

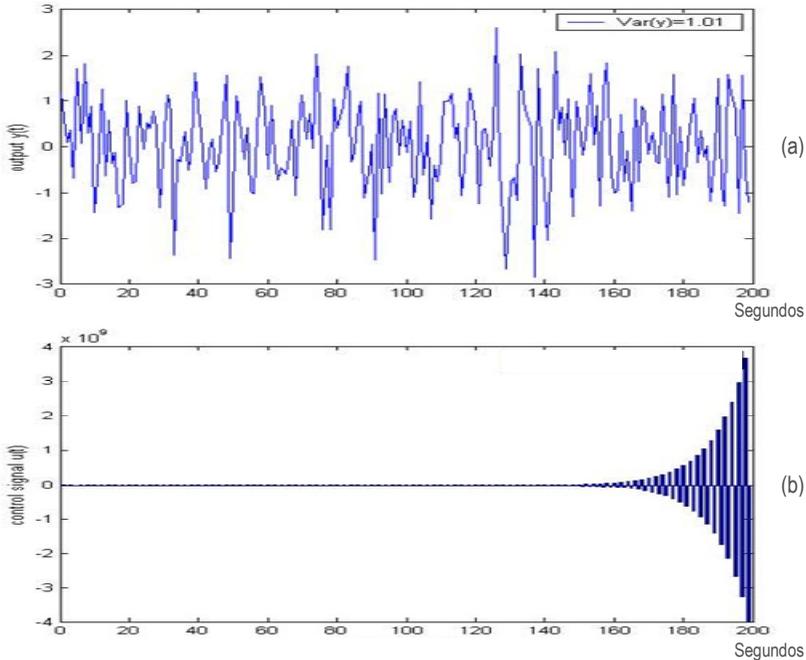


Figura 2.8 - Simulação com sinais de saída e controle no exemplo 4 sob MVC.

2.5 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DAS TÉCNICAS DE CONTROLE

Nas aplicações em que haja necessidade de controle, recomenda-se ou faz-se necessário também avaliar a qualidade deste controle. A avaliação do desempenho de um sistema de controle visa confirmar se o atual ponto de operação é ótimo (por exemplo, se os valores médios dos principais processos e variáveis estão tão próximos quanto possível da especificação do produto). Isto pode ser realizado verificando a localização do atual ponto de operação, calculando a variância da distribuição de dados das principais variáveis do processo e a percentagem da satisfação da especificação do produto.

Freqüentemente, os objetivos de operação na indústria de processos são especificados em termos de medidas de variabilidade tais como a variância ou desvio padrão. Neste sentido, as melhorias que se traduzem em benefícios econômicos são relacionadas com o incremento

do desempenho do processo através da redução da variância das “principais variáveis do processo”, o qual permite que o ponto médio de operação seja deslocado (novo patamar ou ponto de operação com um resultado melhor ou produção maior). É importante salientar que a redução da variabilidade de uma variável de um determinado processo pode resultar no incremento da variabilidade de outras variáveis do processo.

Na figura (2.9) ilustra-se os quatro principais passos para incremento do desempenho e seus benefícios na eficiência do sistema de controle, onde um novo e melhor ponto de operação torna-se possível graças a redução da variabilidade na variável controlada, mantendo-se ainda dentro dos limites permitidos.

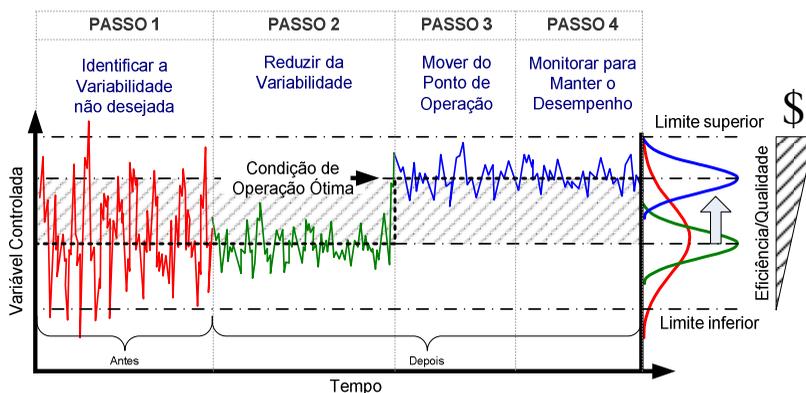


Figura 2.9 - Passos para o incremento do desempenho do sistema de controle e seus benefícios.

No entanto, não está claro quanto é possível reduzir a variância e como resultado, quão perto da especificação o ponto de operação pode se mover. Consequentemente, para isto é necessário adotar um padrão referencial de desempenho que permita avaliar o desvio do atual desempenho, e quantificar sua possível melhoria para poder determinar o benefício em termos econômicos.

A supervisão dos sistemas de controle deve ser empregada em duas principais atividades para assegurar que o potencial dos controladores em nível regulatório seja atingido garantindo desta forma benefícios. Estas atividades são a avaliação apropriada do sistema de controle através de padrões referenciais e, a monitoração contínua do

desempenho dos controladores instalados para mantê-los em ótima eficiência, através de índices.

A seguir, apresenta-se dois métodos, Harris e Shunta, para a avaliação e indicação da variabilidade na variável controlada, na busca pela otimização e supervisão do processo. O índice de Shunta é derivado do método proposto por Harris, sendo uma simplificação, e será o indicador utilizado nessa dissertação.

2.5.1 Método Proposto por Harris

O princípio deste interessante método proposto por Harris (1989) é ilustrado na figura (2.10) em estrutura RST (Landau, 1998), e consiste em comparar a variância, que pode ser obtida teoricamente se um controlador de variância mínima fosse aplicado no sistema, $\sigma_{y:MV}^2$, com a variância observada na variável controlada, $\sigma_{y:Atual}^2$. A comparação é realizada através do índice de desempenho, η_{MV} , denominado índice de Harris, que é limitado no intervalo de valores entre $0 \leq \eta_{MV} \leq 1$, onde valores próximos da unidade indicam um bom controle com respeito à variância de saída teoricamente alcançável.

A versatilidade deste método encontra-se em que tanto a variância observada quanto a estimativa da variância alcançável da saída do processo com um controlador MVC podem ser facilmente calculadas utilizando-se dados rotineiros de planta. O procedimento para a implementação prática é resumido nos seguintes pontos: i) aquisição de dados; ii) estimação do atraso de transporte; iii) identificação do modelo de malha fechada que relaciona a saída do processo a entrada de ruído; iv) estimação da variância do ruído e da resposta ao impulso; v) estimação da variância mínima, $\sigma_{y:MV}^2$. Uma vez conhecidos os coeficientes da resposta ao impulso e a variância do ruído, a variância mínima é calculada através da seguinte expressão:

$$\sigma_{y:MV}^2 = J_{\text{MIN}} = \left(1 + e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_{nc}^2\right) \sigma_n^2 = \sum_{j=0}^{d-1} e_j^2 \sigma_n^2, \quad (2.32)$$

vi) estimação da variância da saída atual, $\sigma_{y:Atual}^2$, a estimativa desta variância também é calculada de forma direta, através da seguinte relação:

$$\sigma_{y:Atual}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (y(k) - y_r(k))^2, \quad (2.33)$$

vii) cálculo do índice de Harris, η_{Harris} . Este índice pode ser calculado como a taxa entre o padrão referencial de variância mínima $\sigma_{y:MV}^2$ e a estimação da variância de saída atual $\sigma_{y:Atual}^2$. Na prática as variâncias podem variar com o tempo devido à natureza variante no tempo das perturbações e do processo. Conseqüentemente é razoável calcular as variâncias envolvidas no cálculo do indicador de tempo em tempo; viii) cálculo da auto-correlação da saída (ACF). O cálculo e representação gráfica da ACF da variável controlada ou do erro de controle proporcionam uma alternativa simples para avaliar quão perto o controlador existente se encontra da sua condição de variância mínima ou quão preditivo o erro está sobre o horizonte de tempo de interesse. Da teoria de MVC apresentada anteriormente sabe-se que a menor variância que uma malha de controle poderia alcançar é se o MVC é alcançado. Sob esta condição, o sinal de controle resultante seria o ruído branco perfeito, devido a que o controlador removeria toda a variabilidade não aleatória ou componente preditivo. No entanto, na presença de atraso de transporte na malha, o ruído branco perfeito não pode ser gerado, e sob esta condição a ACF seria zero para todas as defasagens exceto aquelas menores ao atraso de transporte mais uma amostra; viii) resumindo, o índice de desempenho, $\eta(d)$, é um escalar entre zero e um, com zero indicando que o processo está operando sob o regulador de variância mínima e pode ser calculado como a razão entre uma estimativa da variância com o regulador de variância mínima e a variância real da saída da planta, ou seja,

$$\eta(d) = 1 - \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2 + \mu_y^2}, \quad (2.34)$$

sendo μ_y^2 o desvio médio da saída em relação a referência (offset).

2.5.2 Método Proposto por Shunta

O princípio deste método proposto por Shunta (1995) é ilustrado na figura (2.11), e consiste em comparar o desvio padrão mínimo, que pode ser obtido se um controlador MVC fosse aplicado no sistema, σ_{Fbc} , com o desvio padrão total da variável controlada (ou erro de controle), σ_{Tot} . O desvio padrão mínimo é calculado através da formula de Fellner, que relaciona a capacidade do desvio padrão, σ_{Cap} , com o desvio padrão total, σ_{Tot} , sendo a comparação realizada através do índice “estimado” de Harris, η_{MVS} , que inclui o parâmetro α para a ponderação da sensibilidade. Este indicador é limitado no intervalo de valores $0 \leq \eta_{MVS} \leq 1$, onde valores próximos da unidade indicam um bom controle com respeito à variância mínima da saída teoricamente alcançável.

A grande vantagem deste método se encontra na simplicidade computacional da sua implementação *online* e *offline*, o que permite adicioná-lo em dispositivos de campo industriais. Para simplificar ainda mais o esforço computacional pode-se utilizar as seguintes aproximações:

$$\sigma_{Tot} \cong 1.25 \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |x(k) - \bar{x}| \right), \quad (2.35)$$

$$\sigma_{Cap} \cong \frac{1}{1.128} \left(\frac{1}{N-1} \sum_{k=2+d}^N |x(k) - x(k-1-d)| \right), \quad (2.36)$$

O cálculo da capacidade do desvio padrão requer que a taxa de amostragem seja suficientemente rápida para uma implementação bem sucedida (Blevins *et al.*, 2003).

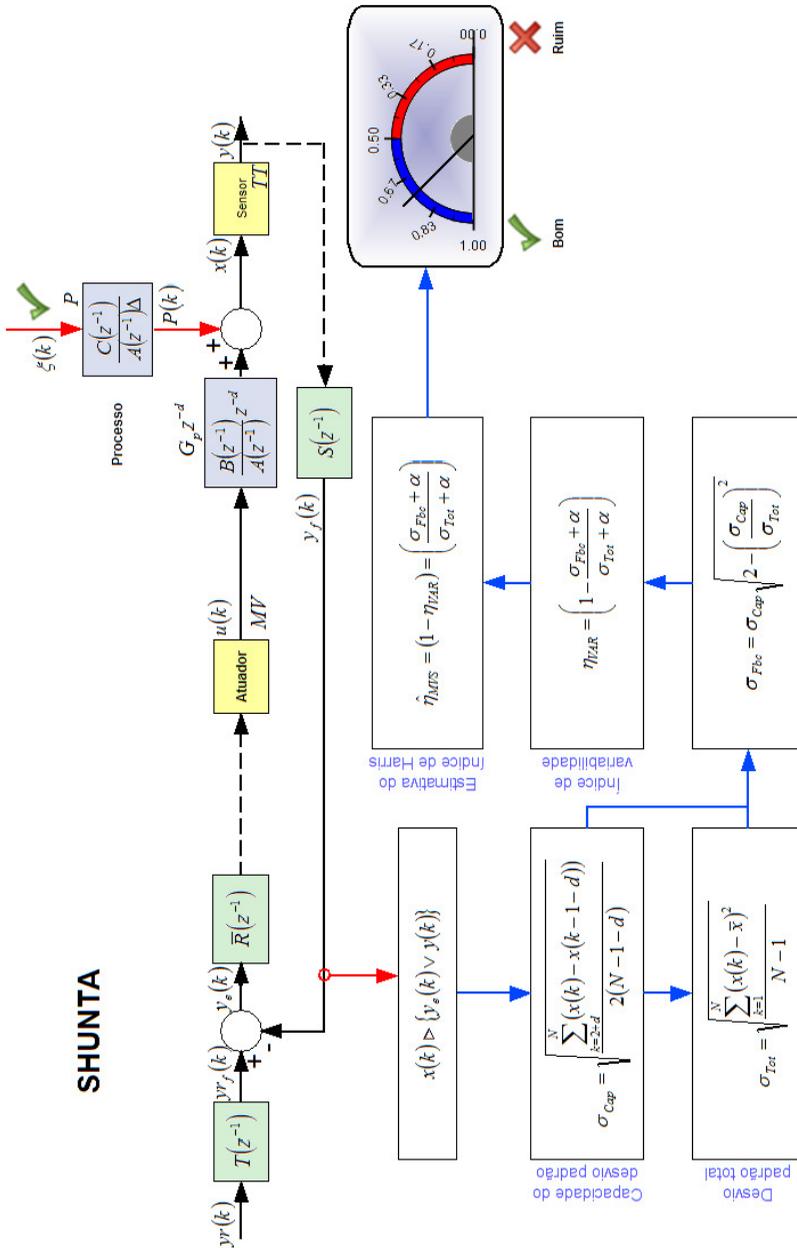


Figura 2.11 - Princípio do método para avaliação do desempenho de Shunta (1995).

2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o controle de mínima variância, bem como maneiras de se realizar análise, projeto e avaliação de desempenho do controlador. Para avaliação de desempenho, esta dissertação utilizará o método proposto por Shunta, em função de sua simplicidade computacional.

O MVC é simples, útil e teoricamente uma ótima estratégia de controle de processos. Porém, apresenta restrições quanto a alta sensibilidade na precisão dos parâmetros da planta e para sistemas com fase não mínima. Além disto, o atraso de transporte do sistema deve ser conhecido a priori. Assim, melhorias devem ser feitas neste método de controle para compensar as restrições discutidas neste capítulo, e sendo apresentadas no capítulo 3.

CAPÍTULO 3 - CONTROLADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA GENERALIZADA – GMV

A estratégia de controle da variância mínima, apesar de ser vantajosa pela simplicidade, apresenta algumas desvantagens, ou seja, trata apenas sistemas de fase mínima e não penaliza a energia de controle. Entretanto, a despeito de sua concepção já contar com mais de três décadas, tem um importante papel como base no desenvolvimento de outras estratégias de controle preditivas que hoje são muito utilizadas na indústria, como os controladores GMV (Clarke *et al.*, 1975) e GPC (Clarke *et al.*, 1987). Em última análise, estes controladores nada mais são do que generalizações da estratégia de controle de variância mínima fundamentadas em um desenvolvimento teórico bastante consistente. Esta seção apresenta o estudo do controlador GMV, visando identificar e contornar suas deficiências, no que diz respeito a dinâmica transitória e a garantia de erro nulo em regime permanente.

A literatura apresenta diversas formas de obtenção do equacionamento do controlador GMV. No trabalho original de (Clarke *et al.*, 1975) a lei de controle é derivada pela minimização de uma função custo associada ao conceito de *Sistemas Generalizados*. O objetivo é incluir no desenvolvimento do controlador alguns parâmetros de projeto que permitam atender às diversas especificações de projeto, conferindo maior flexibilidade a estrutura de controle. O sistema generalizado é especificado pelo projetista e varia de acordo com os parâmetros a serem incluídos no cálculo do controlador, com o modelo do sistema original a ser adotado e com a própria estrutura da função custo a ser minimizada. Para o projeto do controlador GMV, o sistema generalizado é expresso pela seguinte equação:

$$\phi(t+d) = P(z^{-1})y(t+d) + Q(z^{-1})u(t) - T(z^{-1})y_r(t),$$

onde $y(t+d)$ é a saída da planta a d passos a frente, d é o atraso de transporte, $u(t)$ é o sinal de controle e $y_r(t)$ é a referência. $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ são polinômios de ponderação sobre os respectivos sinais e servem como parâmetros de projeto do GMV. A estrutura do sistema generalizado para o controlador GMV é mostrada na figura (3.1) (Aguirre *et al.*, 2007c), (Coelho e Coelho, 2004), (Reis, 2008).

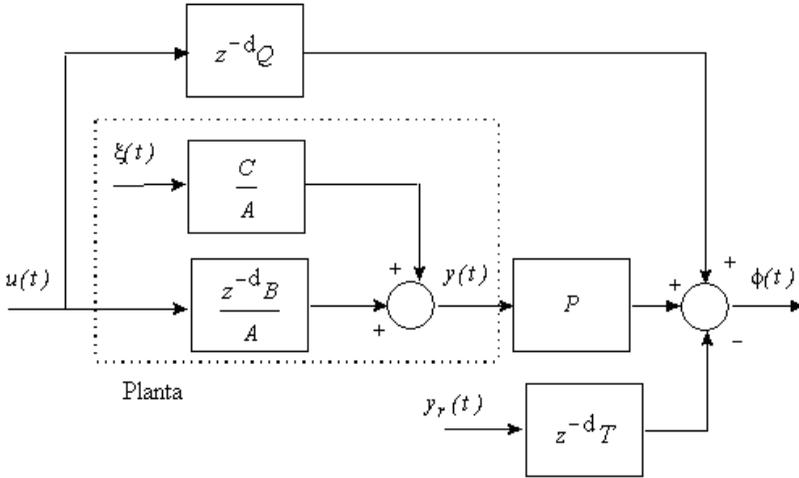


Figura 3.1 - Estrutura do sistema generalizado para o GMV.

Sem perda de generalidade admite-se o processo representado pelo modelo determinístico

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t), \quad (3.1)$$

onde $y(t)$ é a saída, $u(t)$ é o controle e d é o atraso de transporte. Os polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ representam os pólos e zeros da planta de malha aberta. O objetivo é determinar $u(t)$, a lei de controle GMV, que minimiza a variância da saída do sistema generalizado, conforme a função custo da equação (3.2), isto é,

$$J_{\text{GMV}} = [\phi(t+d)]^2 = \left[P(z^{-1})y(t+d) - T(z^{-1})y_r(t) + Q(z^{-1})u(t) \right]^2, \quad (3.2)$$

A seleção dos parâmetros de projeto do controlador GMV, $P(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$, afeta a dinâmica da planta controlada. O polinômio $P(z^{-1})$ pode ser considerado como um filtro, $T(z^{-1})$ ajusta o erro em regime permanente e $Q(z^{-1})$ pondera a magnitude (energia) do sinal de controle (ajuda a evitar a saturação do atuador).

A função custo envolve um termo no futuro, $\phi(t+d)$, que não está disponível no instante de tempo t . Logo, a minimização não pode

ser realizada a menos que o termo $\phi(t + d)$ seja substituído com uma estimativa realizável. Assim, multiplicando a equação (3.1) por $E(z^{-1})$ tem-se

$$A(z^{-1})E(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})E(z^{-1})u(t), \quad (3.3)$$

Seja a seguinte identidade polinomial:

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})E(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1}), \quad (3.4)$$

onde $ns = na - l$ e $ne = d - l$. Aplicando a equação (3.4) na equação (3.3) obtém-se

$$P(z^{-1})y(t + d) = S(z^{-1})y(t) + B(z^{-1})E(z^{-1})u(t). \quad (3.5)$$

Substituindo-se a equação (3.5) no cálculo do sistema generalizado tem-se

$$\begin{aligned} \phi(t + d) &= P(z^{-1})y(t + d) - T(z^{-1})y_r(t) + Q(z^{-1})u(t) = \\ &= S(z^{-1})y(t) - T(z^{-1})y_r(t) + [B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1})]u(t), \end{aligned}$$

e a equação (3.2) reescrita como

$$J_{\text{GMV}} = \left[S(z^{-1})y(t) - T(z^{-1})y_r(t) + \{B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1})\}u(t) \right]^2 \quad (3.6)$$

A minimização da saída do sistema generalizado da equação (3.6) conduz ao controlador GMV posicional, onde o sinal de controle, $u(t)$, é calculado por

$$\left[B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1}) \right] u(t) = T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t), \quad (3.7)$$

sendo $R(z^{-1}) = B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1})$. A equação de malha fechada sob o controlador GMV é representada por

$$y(t) = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{B(z^{-1})P(z^{-1}) + A(z^{-1})Q(z^{-1})} y_r(t-d). \quad (3.8)$$

Observações:

- Os fatores $P(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ são especificados pelo operador e configuram o comportamento dinâmico do processo físico controlado. As ponderações $P(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ podem ser selecionadas de modo que os pólos do sistema de malha fechada sejam alocados em posições desejadas visando uma dinâmica de malha estabelecida pelo operador. O GMV pode ser aplicado a processos de fase não mínima e instável em malha aberta;
- Para o projeto do GMV é necessário o conhecimento a priori do modelo matemático do processo. O controlador GMV proporciona uma compensação do atraso de transporte da planta (ausência do atraso de transporte no polinômio característico). No controle GMV é importante que o atraso de transporte seja corretamente selecionado. Valores incorretos de d podem instabilizar os sinais de controle e saída ou aumentar o erro de regulação;
- As variâncias da saída e controle, figura (3.2), conforme simulações realizadas, podem ser ajustadas por $Q(0) = q_0$, isto é,
- O erro em regime permanente para referências do tipo degrau é garantido para

$$\left. \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{B(z^{-1})P(z^{-1}) + A(z^{-1})Q(z^{-1})} \right|_{z=1} = 1 \Rightarrow Q(z^{-1}) = q_0(1 - z^{-1}),$$

onde obtém-se $y(t) \rightarrow y_r(t)$ se, adicionalmente, $T(z^{-1}) = T(1) = t_0 = P(1)$.

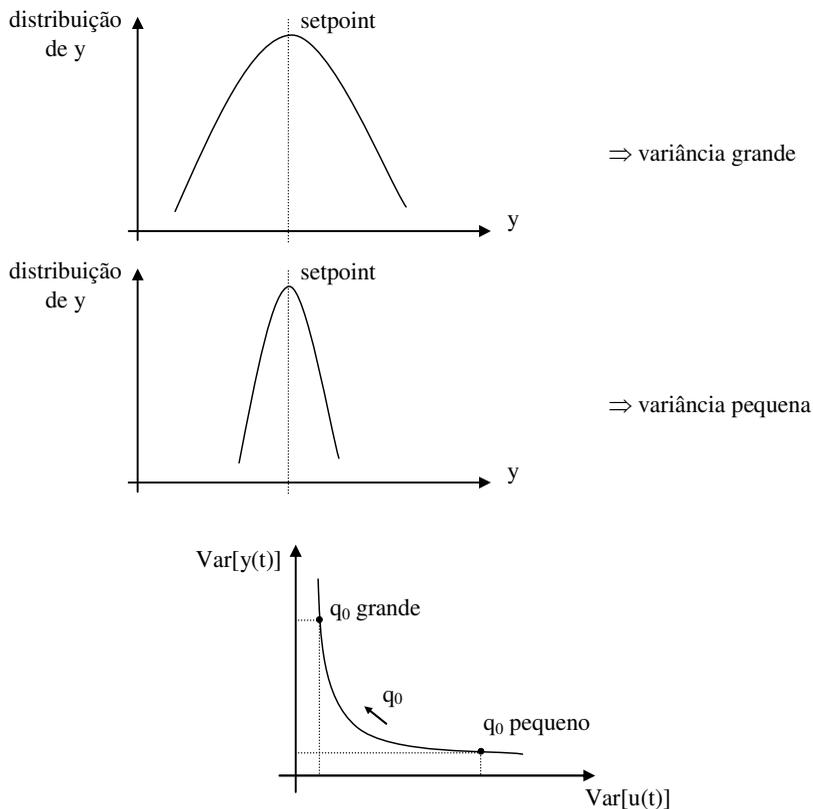


Figura 3.2 – Visualização da influência de q_0 na variância dos sinais de saída e entrada.

3.1 ANÁLISE E PROJETOS ALTERNATIVOS PARA O CONTROLADOR GMV

Se $Q(z^{-1}) = T(z^{-1}) = 0$ e $P(z^{-1}) = 1$, então obtém-se o regulador de variância mínima proposto por (Åström *et al.*, 1973), isto é,

$$J_{MV} = [y(t+d)]^2,$$

e cuja lei de controle é calculada por

$$\left[B(z^{-1})E(z^{-1}) \right] u(t) = -S(z^{-1})y(t) .$$

Na presença do fenômeno *ringing* (variável de controle com excessivas oscilações), deve-se implementar o regulador de variância mínima *detuned*, onde $Q(z^{-1}) = T(z^{-1}) = 0$ e $P(z^{-1}) = W(z^{-1})$ e sendo o critério expresso da forma

$$J_{DMV} = \left[W(z^{-1})y(t+d) \right]^2 ,$$

onde $W(z^{-1})$ é um polinômio de projeto selecionado de acordo com

$$W(z^{-1}) = 1 - w_1 z^{-1} \quad ; \quad 0.6 < w_1 < 0.9 .$$

As estratégias de controle dos reguladores de variância mínima e variância mínima *detuned* não são aplicáveis em processos de fase não mínima (os zeros do polinômio $B(z^{-1})$ estão fora do círculo unitário no plano complexo z).

Se $Q(z^{-1}) = 0$, então o controlador GMV proporciona a seguinte saída:

$$y(t) = \frac{T(z^{-1})}{P(z^{-1})} y_r(t-d) .$$

Logo, a concepção de projeto GMV se restringe ao controle por modelo de referência. A saída rastreia o setpoint com característica de resposta governada por $T(z^{-1})/P(z^{-1})$ (seguimento de modelo). Adicionalmente, a seleção de $P(z^{-1})$ baseia-se em alguns aspectos de desempenho como a minimização do sobre-sinal ou na filtragem de ruídos na medida da planta (por exemplo, um filtro passa-baixa).

A literatura apresenta várias técnicas de parametrização da condição erro nulo em regime permanente. (Favier *et al.*, 1982) apresentaram uma versão multivariável do controlador GMV com a inclusão de um vetor de referência para o sinal de controle. Embora originalmente projetado para tratar sistemas MIMO, o controlador de Favier e Hassani pode ser particularizado para sistemas SISO. A idéia

básica é incluir no sistema generalizado uma referência para o sinal de controle que seja calculada a cada iteração, de modo a garantir que a saída do sistema original aproxime-se assintoticamente da referência quando o sinal de controle converge para a referência do controle. Sob estas considerações, o sistema generalizado, a lei de controle e o sinal de referência para o controle são expressos por

$$\phi(t+d) = P(z^{-1})y(t+d) - T(z^{-1})y_r(t) + Q(z^{-1})[u(t) - u_r(t)] ,$$

$$R(z^{-1})u(t) = Q(z^{-1})u_r(t) + T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t) ,$$

$$u_r(t) = \frac{T(1) - S(1)}{B(1)E(1)} y_r(t) = \frac{A(1)}{B(1)} y_r(t) ,$$

onde $u_r(t)$ é a referência para $u(t)$.

Outro procedimento visando a garantia de erro nulo em regime para a variável controlada foi desenvolvido por (Coelho *et al.*, 1988) para a determinação do polinômio $T(z^{-1})$, que garanta um ganho unitário ao sistema em malha fechada, sem impor restrições adicionais aos outros parâmetros de projeto. Este critério, conhecido como Ponderação Adaptativa para a Referência, foi proposto para tratar sistemas MIMO e no caso de sistemas SISO é calculado por:

$$\hat{t}_0 = \frac{B(1)P(1) + A(1)Q(1)}{B(1)} = P(1) + \frac{A(1)}{B(1)} Q(1) .$$

Estes dois procedimentos de projeto de controle garantem a eliminação do erro em regime permanente sem a necessidade do uso de uma ponderação integral para o sinal de controle ou o uso da representação *CARIMA* para o modelo matemático do processo.

Uma versão modificada de projeto do controlador GMV foi proposto por (Furuta *et al.*, 1989), a qual compensa a deficiência do comportamento transitório da planta controlada que está inerente em algumas concepções de projeto de controladores digitais. Além da estrutura integral, o algoritmo de controle utiliza o erro do sistema ponderado por parâmetros selecionados pelo usuário. A equação da lei de controle utiliza a seguinte função custo a ser minimizada:

$$J_F = p_0 [e(t+1) + k_1 e(t) + k_2 e(t-1)]^2 + q_0 [\Delta u(t)]^2,$$

onde $e(t) = y_r(t) - y(t)$. Considerando um modelo matemático de primeira ordem para o processo, a lei de controle é implementada de acordo com

$$u(t) = \frac{q_0 u(t-1) + b_0 p_0 [y_r(t+1) + k_1 e(t) + k_2 e(t-1) + a_1 y(t)]}{b_0^2 p_0 + q_0}.$$

As constantes p_0 e q_0 são parâmetros de projeto que ponderam o desempenho transitório e o esforço de controle, respectivamente. As constantes k_1 e k_2 determinam o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada.

(Lim, 1990), utilizando a estrutura convencional do controlador GMV de (Clarke *et al.*, 1975), derivou o projeto de um controlador GMV digital que adiciona a derivada da saída do processo na função custo, isto é,

$$J_L = [y(t+1) - y_r(t)]^2 + p_0' \left[\frac{dy(t+1)}{dt} \right]^2 + q_0 [\Delta u(t)]^2,$$

onde p_0' e q_0 são parâmetros de projeto sintonizados pelo usuário para o processo controlado. Utilizando-se a aproximação de primeira ordem para o termo derivativo e um processo de primeira ordem, a lei de controle ótima é calculada por

$$u(t) = \frac{1}{\beta} \left\{ u(t-1) + \frac{b_0}{q_0} [y_r(t) - \alpha y(t)] \right\},$$

$$\beta = q_0 + b_0^2(1 + p_0) \quad ; \quad \alpha = a_1(1 + p_0) - p_0,$$

sendo $p_0 = p_0' / T_s^2$ (T_s - período de amostragem). O algoritmo de controle proporciona uma característica antecipatória em virtude do termo derivativo. Assim, pelo ajuste da contribuição do termo derivativo é possível minimizar a sobre-elevação da saída do processo. Adicionalmente, o algoritmo de controle garante erro nulo em regime.

3.2 APLICAÇÃO EM UMA PLANTA DE SEGUNDA ORDEM

Considere o seguinte processo de segunda ordem discreto:

$$G_p(z) = \frac{z^{-1}(b_0 + b_1 z^{-1})}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (3.9)$$

De acordo com a equação (3.9) tem-se

$$\begin{cases} n_a = 2 \\ n_b = 1 \\ d = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} n_e = d - 1 = 0 \rightarrow e_0 \\ n_s = n_a - 1 = 1 \rightarrow s_0, s_1 \end{cases}$$

Admitindo $P(z^{-1}) = 1$, então para a identidade polinomial da equação (3.4) obtém-se

$$\begin{aligned} P(z^{-1}) &= A(z^{-1})E(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1}) \Rightarrow \\ 1 &= (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})e_0 + z^{-1}(s_0 + s_1 z^{-1}) . \end{aligned}$$

$$e_0 = 1 \quad ; \quad s_0 = -a_1 \quad ; \quad s_1 = -a_2 .$$

Logo, a correspondente equação a diferenças do controlador GMV, equação (3.7), é

$$R(z^{-1}) = [B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1})]$$

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} = (b_0 e_0 + q_0) + (b_1 e_0 - q_0) z^{-1} = (b_0 + q_0) + (b_1 - q_0) z^{-1}$$

$$T(z^{-1}) = t_0 = P(1) = 1 \quad ; \quad Q(z^{-1}) = q_0(1 - z^{-1})$$

$$u(t) = -\frac{r_1}{r_0} u(t-1) + \frac{1}{r_0} y_r(t) - \frac{s_0}{r_0} y(t) - \frac{s_1}{r_0} y(t-1) .$$

Observação:

- Admitindo um processo de primeira ordem

$$G_p(z) = \frac{b_0 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} ,$$

então, a lei de controle *GMV* torna-se

$$u(t) = -\frac{r_1}{r_0} u(t-1) + \frac{1}{r_0} y_r(t) - \frac{s_0}{r_0} y(t) ,$$

onde

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} = (b_0 e_0 + q_0) - q_0 z^{-1} = (b_0 + q_0) - q_0 z^{-1} .$$

3.3 CONTROLE GMV POSICIONAL DIRETO

Os controladores adaptativos do tipo auto-ajustável podem ser implementados com as seguintes estruturas de malha:

- i) Indireta: os parâmetros do processo são estimados *on-line* e, então, calcula-se a lei de controle a ser aplicada no processo;
- ii) Direta: os parâmetros do controlador são estimados *on-line* e, então, a lei de controle é aplicada no processo. Para obter o projeto do controlador *GMV* auto-ajustável direto deve-se multiplicar o polinômio $E(z^{-1})$ na equação (3.1) e, com a equação (3.4), obtém-se

$$P(z^{-1})y(t) = S(z^{-1})y(t-d) + B(z^{-1})E(z^{-1})u(t-d) , \quad (3.10)$$

Adicionando-se em ambos os lados da equação (3.10) a parcela

$$[Q(z^{-1})u(t-d) - T(z^{-1})y_r(t-d)] ,$$

então, é possível reescrever a equação (3.10) como

$$\phi(t) = S(z^{-1})y(t-d) + R(z^{-1})u(t-d) - T(z^{-1})y_r(t-d) = \phi^T(t-d)\theta(t) , \quad (3.11)$$

onde o polinômio $R(z^{-1})$, o sinal $\phi(t)$ e os vetores de medida e parâmetros são calculados como

$$R(z^{-1}) = B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1})$$

$$\phi(t) = P(z^{-1})y(t) - T(z^{-1})y_r(t-d) + Q(z^{-1})u(t-d)$$

$$\phi^T(t-d) = \begin{bmatrix} y(t-d) & y(t-d-1) & \dots & u(t-d) & u(t-d-1) & \dots & \dots \\ & & & -y_r(t-d) & -y_r(t-d-1) & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$\theta^T(t) = [s_0 \quad s_1 \quad \dots \quad r_0 \quad r_1 \quad \dots \quad t_0 \quad t_1 \quad \dots]$$

Deste modo, pode-se aplicar o estimador dos mínimos quadrados recursivo na equação (3.11) para identificar os polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ da lei de controle GMV, equação (3.7), configurando-se assim, a implementação auto-ajustável direta.

Observação:

- A estrutura de controle auto-ajustável é extremamente genérica e permite uma grande variedade de modelos do processo, de algoritmos de identificação, de critérios de sintonia do controlador e até da própria estrutura do controlador.

3.4 APLICAÇÃO EM UMA PLANTA DE PRIMEIRA ORDEM

Considere o seguinte processo discreto de primeira ordem:

$$G_p(z) = \frac{z^{-2}(1+0.5z^{-1})}{1-0.2z^{-1}} = \frac{Y(z)}{U(z)} \Rightarrow \begin{cases} n_a = 1 \\ n_b = 1 \\ d = 2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} n_e = d-1 = 1 \\ n_s = n_a - 1 = 0 \end{cases}$$

Admitindo-se uma onda quadrada para a referência e $P(1) = p_0 = T(1) = t_0 = 1$, $q_0 = 3.5$, $\theta(0) = 0.5 \cdot \text{ones}(1,5)$, $P(0) = 1000I_{5 \times 5}$. Avaliar a

resposta temporal do sistema quando controlado pelo controlador GMV auto-ajustável direto. A tabela (3.1) ilustra o programa em Matlab da lei de controle GMV e a figura (3.3) a dinâmica de malha fechada.

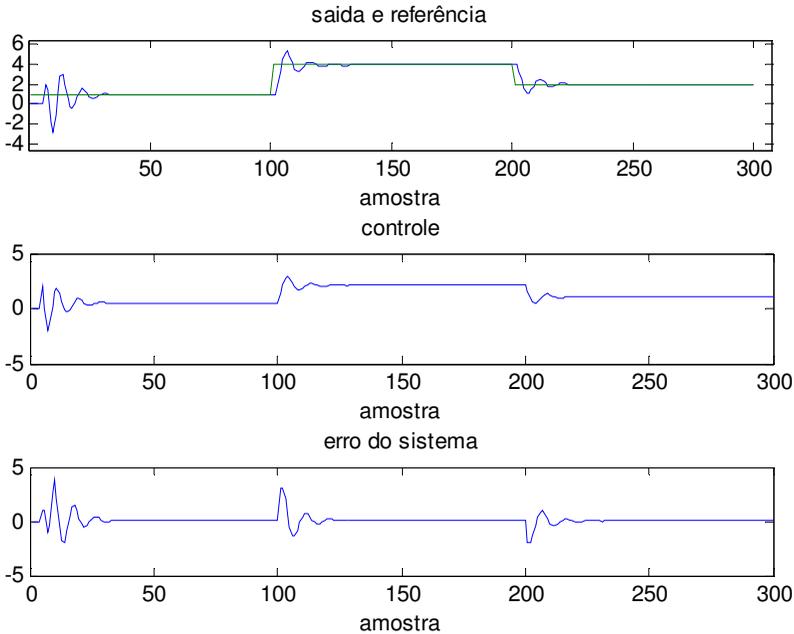


Figura 3.3 - Respostas com o controle GMV direto.

3.5 CONTROLE GMV INCREMENTAL INDIRETO

No projeto da lei de controle GMV incremental as equações da planta, identidade polinomial e critério, empregadas no desenvolvimento do projeto do controlador GMV posicional, são modificadas para:

$$A(z^{-1})\Delta y(t) = z^{-d}B(z^{-1})\Delta u(t)$$

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})\Delta E(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1})$$

$$J_{GMV} = [\phi(t+d)]^2 = [P(z^{-1})y(t+d) - T(z^{-1})y_r(t) + Q(z^{-1})\Delta u(t)]^2,$$

onde $\Delta = (I - z^{-1})$, $ns = na$ e $ne = d - 1$. Seguindo os mesmos passos aplicados no projeto do controlador GMV posicional, obtém-se a seguinte lei de controle GMV incremental:

$$\left[B(z^{-1})E(z^{-1}) + Q(z^{-1}) \right] \Delta u(t) = T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t) ,$$

e sendo o sinal de controle aplicado na planta calculado por

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) .$$

A equação de malha fechada com o controlador GMV incremental é do tipo

$$y(t) = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{B(z^{-1})P(z^{-1}) + A(z^{-1})\Delta Q(z^{-1})} y_r(t-d) .$$

Observações:

- Em regime permanente a condição $y(t) \rightarrow y_r(t)$ é garantida se $T(I) = t_0 = P(I) = S(I)$;
- O algoritmo de controle GMV incremental na versão direta pode também ser implementado de forma similar ao caso do controle GMV posicional;
- Diversos algoritmos de controle digital direto do tipo PI e PID podem ser obtidos a partir dos projetos dos controladores MV e GMV, respectivamente.

3.6 CONTROLE PID-GMV INDIRETO E DIRETO

Um controlador que combina a estrutura do controlador PID com as características do controlador de variância mínima generalizada de (Clarke *et al.*, 1975) foi desenvolvido em (Roffel *et al.*, 1989). Este controlador PID-GMV pode adaptar-se a sistemas com características complexas, tais como fase não mínima, atraso de transporte e instável em malha aberta. A sintonia dos ganhos do controlador é obtida a partir do conhecimento do modelo matemático da planta e pela solução de equações polinomiais (projeto indireto).

Considere a planta controlada representada pelo modelo da equação (3.1), onde os polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são definidos por:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \quad , \quad (3.12)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \quad , \quad (3.13)$$

Para o projeto do controlador GMV utiliza-se as seguintes identidades polinomiais:

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})\Delta E(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1}) \quad (3.14)$$

$$G(z^{-1}) = B(z^{-1})E(z^{-1}) \quad , \quad (3.15)$$

onde $ns = na = 2$, $ne = d - 1$, $ng = nb + ne$ e a lei de controle é obtida pela minimização da seguinte função custo:

$$J = [P(z^{-1})y(t+d) - T(z^{-1})y_r(t)]^2 + Q_1(z^{-1})[\Delta u(t)]^2 \quad , \quad (3.16)$$

onde $P(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$ são polinômios de projeto e $y_r(t)$ é o sinal de referência.

De acordo com o modelo da planta, equação (3.1), e pelas identidades das equações (3.14) e (3.15) é possível obter a saída da planta a d passos a frente, isto é,

$$P(z^{-1})y(t+d) = S(z^{-1})y(t) + G(z^{-1})\Delta u(t) \quad . \quad (3.17)$$

Substituindo-se a equação (3.17) na equação (3.16) obtém-se

$$J = [S(z^{-1})y(t) + G(z^{-1})\Delta u(t) - T(z^{-1})y_r(t)]^2 + Q_1(z^{-1})[\Delta u(t)]^2 \quad . \quad (3.18)$$

Pela minimização da equação (3.18) em relação a $\Delta u(t)$ mostra-se que a lei de controle GMV incremental é dada por

$$\Delta u(t) = [T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t)]/[G(z^{-1}) + Q_1(z^{-1})] \quad , \quad (3.19)$$

onde

$$Q(z^{-1}) = Q_1(z^{-1})/b_0 \quad .$$

Adicionalmente, a lei de controle PID digital na forma incremental (aproximação *forward* para a parcela integral e a diferença de primeira ordem para a parcela da derivada), de um controlador PID contínuo ideal, pode ser escrita por

$$\Delta u(t) = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) e(t) - K_c \left(1 + \frac{2T_d}{T_s} \right) e(t-1) + \frac{K_c T_d}{T_s} e(t-2) \quad (3.19)$$

sendo o sinal do erro definido por $e(t) = y_r(t) - y(t)$ e T_s o período de amostragem. Os parâmetros de sintonia são K_c , T_i e T_d , sendo o setpoint incluído nas parcelas proporcional, integral e derivativa.

Para o projeto do controlador considera-se as seguintes relações:

$$G(z^{-1}) + Q(z^{-1}) = B(1)E(1) + Q(1) = 1/q_0 \quad (3.20)$$

$$T(z^{-1}) = S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} \quad (3.21)$$

Utilizando-se a equação (3.21), então, é possível reescrever a lei de controle GMV como

$$\Delta u(t) = q_0 [s_0 e(t) + s_1 e(t-1) + s_2 e(t-2)] \quad (3.22)$$

Comparando-se as equações (3.20) e (3.22) obtém-se:

$$q_0 s_0 = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right); \quad q_0 s_1 = -K_c \left(1 + \frac{2T_d}{T_s} \right); \quad q_0 s_2 = \frac{K_c T_d}{T_s} \quad (3.23)$$

Após algumas manipulações na equação (3.23) os parâmetros de sintonia do controlador PID são calculados através de

$$K_c = -q_0 (s_1 + 2s_2); \quad T_i = \frac{-(s_1 + 2s_2)T_s}{s_0 + s_1 + s_2}; \quad T_d = \frac{-s_2 T_s}{s_1 + 2s_2} \quad (3.24)$$

Observações:

- O efeito de q_0 na dinâmica da planta corresponde ao modo de variação do ganho K_c do controlador PID e, adicionalmente, pode também ser avaliado de modo inverso ao parâmetro $Q_I(z^{-1})$ do controlador GMV. Um valor de q_0 de magnitude pequena proporciona uma resposta em malha fechada conservativa;

- A equação em malha fechada é obtida substituindo-se a equação (3.22) na equação (3.1), obtendo-se

$$y(t) = \frac{z^{-d}q_0B(z^{-1})S(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta + z^{-d}q_0B(z^{-1})S(z^{-1})} y_r(t)$$

$$y(t) = \frac{z^{-d}q_0B(z^{-1})S(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta [1 - q_0G(z^{-1})] + q_0B(z^{-1})P(z^{-1})} y_r(t) ;$$

assim, a saída do sistema acompanha a referência, a estrutura de controle comporta-se como um compensador do atraso de transporte e os pólos em malha fechada são calculados da forma

$$A(z^{-1})\Delta + z^{-d}q_0B(z^{-1})S(z^{-1}) \quad \text{ou} \\ A(z^{-1})\Delta [1 - q_0G(z^{-1})] + q_0B(z^{-1})P(z^{-1}) ;$$

- Embora a metodologia de controle PID-GMV apresentada esteja apoiada no projeto de (Roffel *et al.*, 1989), a literatura de controle de processos relata o projeto de (Cameron *et al.*, 1983) como a primeira proposta de hibridização da técnica de controle GMV na sintonia do controlador PID. Trabalho semelhante ao de (Roffel *et al.*, 1989) foi também apresentado por (Yamamoto *et al.*, 1998) mas, adicionalmente, incluindo a técnica por alocação de pólos no projeto PID-GMV.

O algoritmo para calcular o controle PID-GMV indireto pode ser resumido nos seguintes passos:

- Obter a medida da planta;
- Identificar o modelo da planta, equação (3.1);
- Resolver as equações polinomiais (3.14) e (3.21);
- Obter os ganhos do controlador PID pela equação (3.24);
- Calcular e aplicar a lei de controle da equação (3.20);
- Repetir os passos (i) até (v) para um novo período de amostragem.

Outro projeto PID-GMV, mas agora no contexto da implementação auto-ajustável direta, baseia-se na definição do sistema generalizado, $\phi(t)$, no caso incremental e representado em função dos polinômios do controlador $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$, isto é,

$$\phi(t) = S(z^{-1})y(t-d) + R(z^{-1})\Delta u(t-d) - T(z^{-1})y_r(t-d) \quad (3.25)$$

que também emprega a lei de controle I+PD (Bobál *et al.*, 2005), ou seja,

$$R(z^{-1})\Delta u(t) = T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t) \quad (3.26)$$

$$R(z^{-1}) = 1 \quad ; \quad S(z^{-1}) = s_0 + s_1z^{-1} + s_2z^{-2} \quad ; \quad T(z^{-1}) = t_0 \quad ,$$

sendo

$$s_0 = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) ; \quad s_1 = -K_c \left(1 + \frac{2T_d}{T_s} \right) ; \quad s_2 = \frac{K_c T_d}{T_s} ; \quad (3.27)$$

$$t_0 = \frac{K_c T_s}{T_i}$$

↓

$$K_c = -(s_1 + 2s_2) \quad ; \quad T_i = \frac{K_c T_s}{t_0} \quad ; \quad T_d = \frac{s_2 T_s}{K_c} \quad .$$

De modo a adequar a equação (3.25) na concepção de uma implementação adaptativa, com o estimador dos mínimos quadrados recursivo, é necessário reagrupar através de

$$\bar{\phi}(t) = \phi(t) - \Delta u(t-d) = S(z^{-1})y(t-d) - T(z^{-1})y_r(t-d)$$

$$\bar{\phi}(t) = s_0 y(t-d) + s_1 y(t-d-1) + s_2 y(t-d-2) - t_0 y_r(t-d) = \phi^T(t-d)\theta(t) \quad (3.28)$$

onde o sinal $\phi(t)$ e os vetores de medida e parâmetros são calculados como

$$\phi(t) = P(z^{-1})y(t) + Q(z^{-1})\Delta u(t-d) - T(z^{-1})y_r(t-d)$$

$$\phi^T(t-d) = [y(t-d) \quad y(t-d-1) \quad y(t-d-2) \quad -y_r(t-d)]$$

$$\theta^T(t) = [s_0 \quad s_1 \quad s_2 \quad t_0] .$$

Observações:

- No projeto do controlador PID digital ideal as parcelas das bandas proporcional e derivativa aparecem multiplicadas pelo erro do sistema. Isto tem uma implicação direta no desempenho do controlador uma vez que variações bruscas na referência, também no erro, variam instantaneamente. Com este erro as bandas proporcional e derivativa geram ações de controle que podem ser excessivas (de magnitude elevada) e, conseqüentemente, comprometem a operação do atuador do processo (a banda derivativa executa a derivada do erro). Para evitar problemas práticos deve-se optar pela seguinte implementação:
 - i. manter o termo integral relacionado com $e(t) = y_r(t) - y(t)$;
 - ii. substituir os termos proporcional e derivativo por $e(t) = -y(t)$. Assim, o controlador PID, reescrito na forma I+PD, pode ser calculado através de

$$\Delta u(t) = K_c \left\{ -y(t) + y(t-1) + \frac{T_s}{T_i} [y_r(t) - y(t)] + \frac{T_s}{T_d} [-y(t) + 2y(t-1) - y(t-2)] \right\} \quad (3.29)$$

Embora esta lei de controle reduza a velocidade de resposta da planta controlada, o benefício quanto a minimização do esforço de controle e variabilidade da saída tornam-se evidentes na prática (BOBÁL *et al.*, 2005); - Na implementação do controlador PID digital direto alguns cuidados são necessários

para evitar que os elementos do vetor de medida tendam a zero. Isto instabiliza o estimador de parâmetros (fenômeno denominado blow up) e, conseqüentemente, a planta controlada (Coelho *et al.*, 2004);

- O algoritmo de controle I+PD digital direto apresentado diferencia-se do projeto de (Cameron et al., 1983) que trata somente da implementação indireta.

O algoritmo para calcular o controle PID-GMV auto-ajustável direto pode ser resumido nos seguintes passos:

- i. Obter a medida da planta;
- ii. Identificar o modelo do controlador, equação (3.28);
- iii. Obter os ganhos do controlador I+PD pela equação (3.27);
- iv. Calcular e aplicar a lei de controle da equação (3.29);
- v. Repetir os passos (i) até (iv) para um novo período de amostragem.

3.6.1 Aplicação em uma Planta de Segunda Ordem

Para avaliar o controlador PID-GMV de Roffel, um estudo de simulação é realizado em uma planta de segunda ordem dada por

$$G_p(s) = \frac{1}{(s+1)(5.17s+1)} .$$

Os objetivos do estudo de simulação são para investigar o efeito da variação do parâmetro q_0 (1.5 e 8.5) na dinâmica de malha fechada e para verificar se ganhos adequados do controlador PID podem ser implementados na prática.

A representação matemática discreta da planta, para $T_s = 0.5$ seg, é caracterizada por

$$G_p(z) = \frac{z^{-1}(0.0199 + 0.0163z^{-1})}{1 - 1.5143z^{-1} + 0.5506z^{-2}} .$$

Com $P(z^{-1}) = 1$ a equação (3.14) produz

$$s_0 = 1 - a_1 = 2.1514 \quad ; \quad s_1 = a_1 - a_2 = -2.0646 \quad ; \quad s_2 = a_2 = 0.5506 .$$

A figura (3.4) ilustra as respostas do sistema para os dois valores de q_0 e os respectivos valores de sintonia de cada projeto do controlador PID digital. O Apêndice D apresenta o código em Matlab da implementação do controlador PID de Roffel.

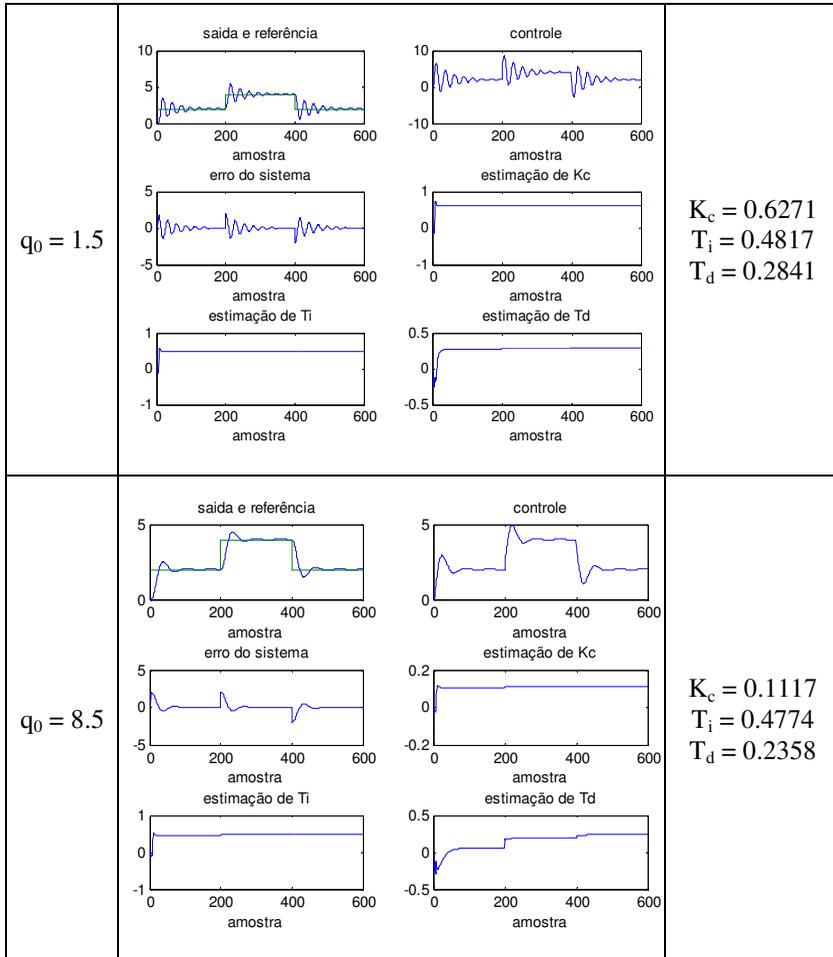


Figura 3.4 - Respostas da planta de segunda ordem com o controlador PID de Roffel.

Observa-se um controle eficaz e melhoria significativa na performance com o aumento de q_0 .

3.7 MVC VERSUS GMV

Para finalizar este capítulo, avaliam-se os métodos de controle dos capítulos 2 e 3 com um exemplo numérico. Considere o sistema descrito pelos polinômios

$$y(t) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t)$$

com

$$A(z) = 1 - 1.7z^{-1} + 0.7z^{-2}$$

$$B(z) = 0.9 + z^{-1}$$

$$C(z) = 1 - 0.7z^{-1}$$

e atraso $d = 1$.

A lei de controle obtida para MVC é dada por

$$u(t) = -\frac{1 - 0.7z^{-1}}{0.9 + z^{-1}} y(t) .$$

A simulação em Simulink é mostrada nas figuras (3.5) e (3.6).

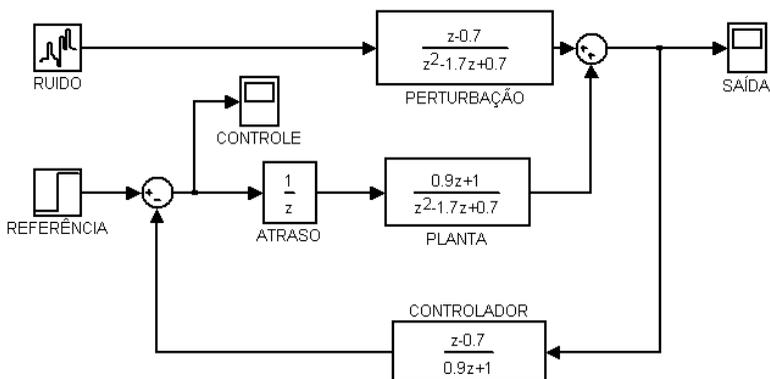


Figura 3.5 - Diagrama Simulink da planta sob MVC.

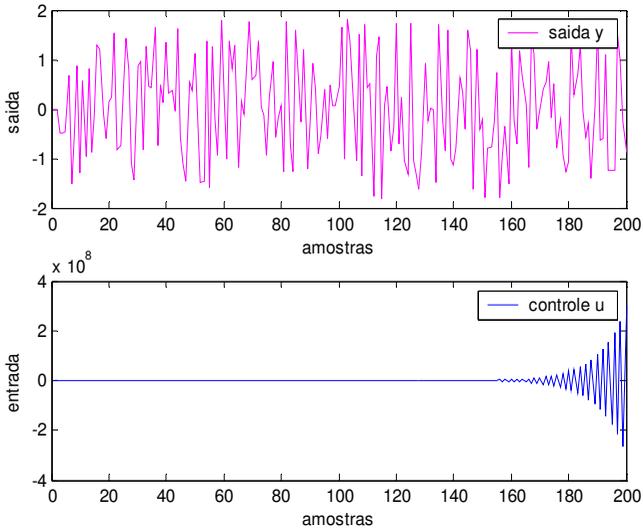


Figura 3.6 - Resultados da Simulação sob MVC.

Como se pode verificar na figura (3.6), embora o sinal de saída é estável e com variação próxima de 1 (1.01), o sinal de entrada teve overflow, com uma variação e amplitude excessiva.

Aplicando-se o controlador GMV obtém-se

$$u(t) = -\frac{S(z^{-1})}{B^+(z^{-1})E(z^{-1})} y(t) = -\frac{1-0.7z^{-1}}{1+z^{-1}} y(t) ,$$

com o seguinte diagrama do Simulink:

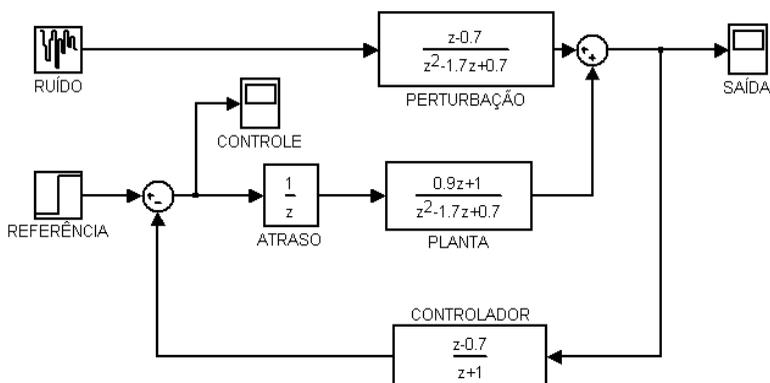


Figura 3.7 - Diagrama Simulink do sistema sob GMV.

Na figura (3.8) observa-se uma variância do erro de controle de aproximadamente 1.07, justamente 5% maior que o obtido via MVC, mas a magnitude do sinal de entrada é reduzida consideravelmente.

A figura (3.9) mostra a simulação da acumulação da saída ($\sum y(t)^2$) e a entrada ($\sum u(t)^2$) sob MVC e GMV. Verifica-se que o controle sob MVC diverge, mesmo tendo uma leve menor variância de saída do que o GMV.

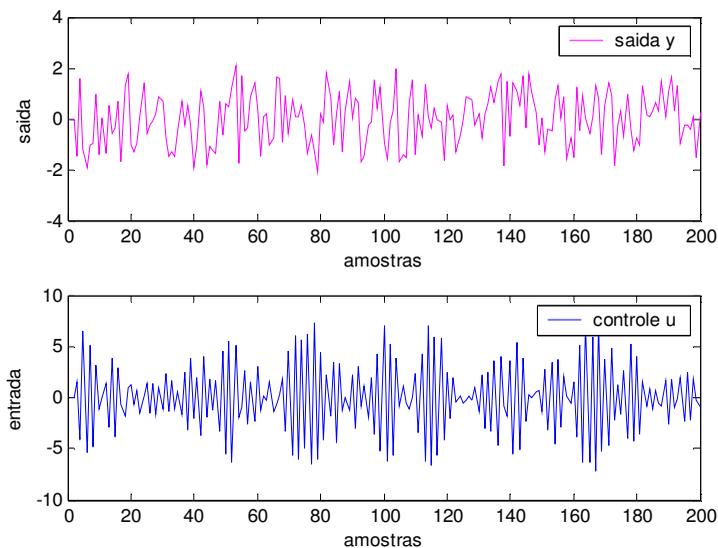


Figura 3.8 - Resultado da simulação com GMV.

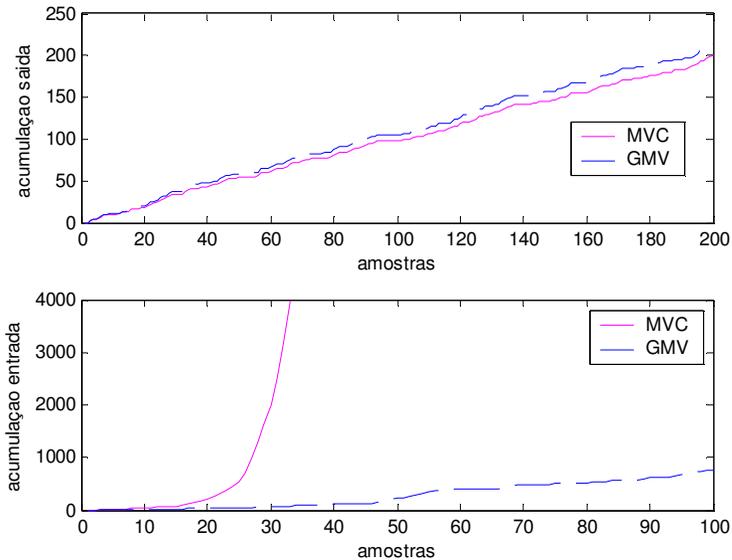


Figura 3.9 - Acumulação da saída e entrada sob MVC e GMV.

3.8 CONCLUSÃO

O projeto do controle de variância mínima foi generalizado formando uma nova estratégia de controle denominada GMV, com eficácia muito mais abrangente em variedades de classe de plantas industriais. Os exemplos constataam a grande melhoria como controlador e atestam o bom desempenho do GMV.

Dentro do conceito de evolução, no capítulo 4 apresenta-se uma nova configuração alternativa para o GMV, objetivando uma flexibilidade maior na sintonia do controlador, bem como ponderações diferenciadas. Essa nova configuração de controlador passa a ser designada como GMV-M.

CAPÍTULO 4 - PROJETO GMV SELF-TUNING ALTERNATIVO (GMV-M)

4.1 INTRODUÇÃO

O advento da tecnologia dos microcomputadores tem motivado intensas pesquisas na aplicação de esquemas de controle avançado self-tuning digital para superar a degradação e desvantagens de desempenho do controle por realimentação em sistemas não lineares (Kirecci *et al.*, 2003; Lim *et al.*, 1990; Filip *et al.*, 2006; Furuta *et al.*, 1989; Saleh *et al.*, 2001; Jen *et al.*, 1992).

Neste capítulo um controlador self-tuning digital é proposto e projetado para minimizar uma nova função custo que valoriza ou penaliza as características de malha como o erro do sistema, a energia do controle e a aceleração dinâmica na obtenção da lei de controle. Na síntese do controlador digital minimiza-se uma função custo que depende do modelo do sistema (identificação on-line dos parâmetros do sistema via o estimador dos mínimos quadrados com reinicialização da matriz de covariância visando aplicações complexas) de modo a obter uma lei de controle ótima.

Embora a literatura da engenharia de controle de processos seja rica na descrição de técnicas e procedimentos de projeto de controle baseado em modelo, poucos trabalhos exploram o aspecto do controle em tempo real (a avaliação de um grande número de algoritmos de controle baseia-se em ambientes de simulação numérica digital).

Experimentos em uma planta oscilatória são apresentados.

4.2 PROJETO DO CONTROLADOR GMV-M

O algoritmo de controle digital utiliza o modelo do sistema para calcular a ação de controle atual para garantir que a saída siga as trajetórias dinâmicas desejadas sem oscilação e com energia de controle conservativa. O GMV-M é implementado minimizando-se uma função custo, determinada a partir de critérios de desempenho, para o projeto de variados sistemas de controle. Estes critérios podem determinar quais fatores devem ser valorizados ou penalizados para a obtenção da lei de controle, isto é, quais especificações de desempenho (overshoot, tempo de resposta, erro em regime permanente, esforço de controle,

minimização da perturbação) são otimizadas. Assim, no projeto deve-se avaliar uma função custo e otimizá-la de modo a obter o sinal de controle.

Para derivação da lei de controle emprega-se um modelo linear discreto de segunda ordem para descrever a dinâmica de uma planta, sendo expresso pela relação:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{as^2 + bs + c} \Rightarrow G_p(z) = \frac{b_0z^{-1} + b_1z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}, \quad (4.1)$$

que representa uma ampla classe de processos com comportamento monotônico ou oscilatório encontrados na indústria ($A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}$, $B(z^{-1}) = b_0z^{-1} + b_1z^{-2}$).

O projeto do controlador digital incremental, nomeado GMV-M, baseia-se no seguinte índice de desempenho:

$$J = \{e(k+1) + p_1e(k) + p_2e(k-1)\}^2 + \bar{\alpha} \left\{ \frac{dy(k+1)}{dt} \right\}^2 + \bar{\beta} \left\{ \frac{d^2y(k+1)}{dt^2} \right\}^2 + \lambda \{\Delta u(k)\}^2, \quad (4.2)$$

onde:

- as constantes p_1 e p_2 condicionam o comportamento transitório;
- λ ajusta o esforço de controle;
- $\bar{\alpha}$ e $\bar{\beta}$ calibram as dinâmicas da velocidade e aceleração do sistema de malha fechada pela diminuição do overshoot excessivo ou oscilações na saída do processo controlado.

Pela minimização da função custo, $\partial J / \partial \Delta u(t) = 0$, obtém-se o controle digital incremental ótimo que é representado como

$$\Delta u(k) = \{t_0y_r(k+1) + t_1y_r(k) + t_2y_r(k-1) - s_0y(k) - s_1y(k-1) - q_0q(k)\} / r_0, \quad (4.3)$$

onde $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$ e os coeficientes do polinômio $\bar{A}(z^{-1}) = A(z^{-1})\Delta$ são calculados através de $\bar{a}_1 = a_1 - 1$, $\bar{a}_2 = a_2 - a_1$, $\bar{a}_3 = -a_2$. O sinal $q(k)$ e os termos derivativos de primeira e segunda ordem são calculados através de

$$q(k) = -\bar{a}_1 y(k) - \bar{a}_2 y(k-1) - \bar{a}_3 y(k-2) + b_1 \Delta u(k-1) \quad (4.4)$$

$$\frac{dy(k+1)}{dt} \approx \frac{y(k+1) - y(k)}{T_s} \quad (4.5)$$

$$\frac{d^2 y(k+1)}{dt^2} \approx \frac{y(k+1) - 2y(k) + y(k-1)}{T_s^2} \quad (4.6)$$

e sendo as demais constantes da equação (4.3) da forma

$$t_0 = b_0, \quad t_1 = b_0 p_1, \quad t_2 = b_0 p_2 \quad (4.7)$$

$$s_0 = b_0(p_1 - \alpha - 2\beta), \quad s_1 = b_0(p_2 + \beta) \quad (4.8)$$

$$\alpha = \bar{\alpha} / T_s^2, \quad \beta = \bar{\beta} / T_s^4 \quad (4.9)$$

$$q_0 = b_0(1 + \alpha + \beta), \quad r_0 = b_0^2(1 + \alpha + \beta) + \lambda. \quad (4.10)$$

Este controlador, além de permitir o rastreamento da referência do tipo degrau e eliminação de perturbações no controle e na saída, é eficiente também para tratar plantas de fase não mínima, instável em malha aberta e oscilatória.

Na prática pode ser necessário relacionar o comportamento transitório do sistema de malha fechada com a constante de tempo em malha aberta do processo físico controlado. Usualmente, especifica-se o pólo de malha fechada como de 2 a 5 vezes mais rápido do que o pólo em malha aberta. Admitindo-se que o pólo de malha fechada desejado tenha constante de tempo τ_{MF} , isto é, $P(s) = \tau_{MF}s + 1$, então, para um período de amostragem T_s , o polinômio $P(z^{-1})$ é calculado por

$P(z^{-1}) = 1 - p_1 z^{-1}$, onde $p_1 = \exp(-T_s / \tau_{MF})$. Valores adequados de p_1 devem estar entre *zero* e *um* para evitar o fenômeno *ringing* no sinal de controle. Valores na vizinhança de *zero* conduzem a uma resposta rápida com controle agressivo em malha fechada.

Admitindo uma trajetória desejada com comportamento de segunda ordem $P(s) = s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2$, então, os correspondentes pólos discretos são calculados por $P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}$, $p_1 = -2e^{-\zeta w_n T_s} \cos(w_n T_s \sqrt{1 - \zeta^2})$ e $p_2 = e^{-2\zeta w_n T_s}$. Observe que o ajuste de ζ e w_n impõe condições operacionais de malha fechada em termos do overshoot, tempo de subida e largura de banda para a saída da planta controlada. Por exemplo, pela especificação do tempo de resposta (t_s) e da porcentagem de overshoot (PO) obtém-se ζ e w_n pelas seguintes relações:

$$\zeta = \sqrt{\frac{\{\ln(PO)\}^2}{\pi^2 + \{\ln(PO)\}^2}} \quad (4.11)$$

$$w_n = 3 / \zeta t_s \quad (4.12)$$

e sendo os valores de p_1 e p_2 sintonizados.

Os casos particulares pela imposição das ponderações utilizadas na equação (4.2), em diferentes estratégias de controle apresentadas na literatura de controle GMV digital de processos, estão apresentados na tabela (4.1).

Tabela 4.1 - Ponderações nas Estratégias de Controle GMV Digital.

Técnica de Controle	p_1	p_2	$\bar{\alpha}$	$\bar{\beta}$
Lim <i>et al.</i> , 1990	não	não	sim	não
Filip <i>et al.</i> , 2006	não	não	não	não
Furuta <i>et al.</i> , 1989	sim	sim	não	não
Saleh <i>et al.</i> , 2001	não	não	sim	sim
Lee <i>et al.</i> , 1992	sim	sim	não	não
GMV-M	sim	sim	sim	sim

4.3 PROJETO DO ESTIMADOR DE PARÂMETROS

Em termos da síntese do controle self-tuning a estimação dos parâmetros do processo precede a geração da entrada de controle. Na literatura de controle de processos existem várias técnicas para identificação on-line de parâmetros, isto é, mínimos quadrados recursivo, aproximação estocástica, variável instrumental e máxima verossimilhança (Aguirre, 2007a). A técnica de identificação dos mínimos quadrados recursivo (MQR) é utilizada para estimar os parâmetros do modelo da planta em cada período de amostragem baseado nas medidas de entrada e saída e está acoplada ao projeto do controlador. No procedimento de projeto da técnica self-tuning o controle é calculado supondo que os parâmetros do processo são conhecidos, ou seja, emprega-se a última estimativa dos parâmetros no cálculo da lei de controle que é aplicada no pêndulo amortecido (figura (4.1)). Este esquema de controle é denominado princípio da equivalência certa (Kirecci *et al.*, 2003).

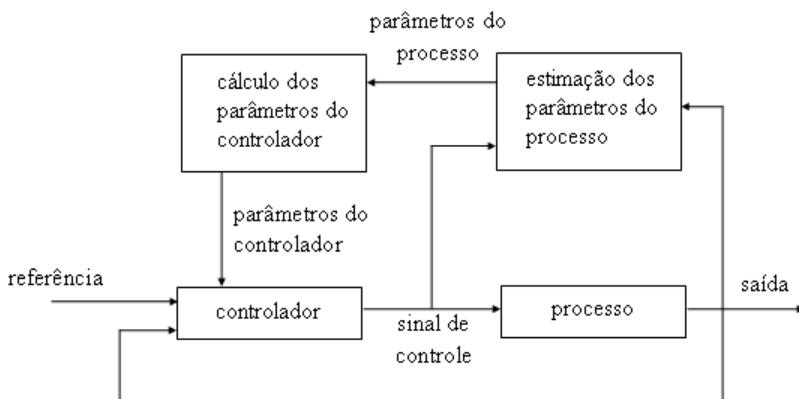


Figura 4.1 - Esquema de controle self-tuning indireto.

As seguintes equações compõem o estimador MQR:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + K(k) \{y(k) - \phi^T(k)\theta(k-1)\} \quad (4.13)$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k)}{1 + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)} \quad (4.14)$$

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)\varphi(k)\varphi^T(k)P(k-1)}{1 + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)}, \quad (4.15)$$

onde $K(k)$ é o ganho do estimador e $P(k)$ é a matriz de covariância. De acordo com o modelo discreto linear da equação (4.1), os vetores de parâmetros estimados e medidas são, respectivamente, dados pelas relações

$$\theta^T(k) = [a_1 \ a_2 \ b_0 \ b_1] \quad (4.16)$$

$$\varphi^T(k) = [-y(k-1) \ -y(k-2) \ u(k-1) \ u(k-2)]. \quad (4.17)$$

No início da execução do algoritmo do estimador os valores para $\theta(0)$ e $P(0)$ devem ser atribuídos. Se os parâmetros são conhecidos, então devem ser utilizados em $\theta(0)$, com $P(0) = mI_{4 \times 4}$, onde $m \approx 10$. Quando nenhum conhecimento do sistema está disponível, $\theta(0)$ pode ser calibrado com valores pequenos (10^{-2}) e $m \approx 10^3$ ou maior.

O rastreamento de parâmetros variantes no tempo é um importante problema na identificação de sistemas dinâmicos complexos (Aström *et al.*, 2006). Independente da aplicação dada ao estimador é necessário que seja eficaz no rastreamento das mudanças no sistema identificado (pela presença de não linearidades).

Para prevenir imprecisões, melhorar a robustez e manter a capacidade de adaptação do estimador, o procedimento da reinicialização da matriz de covariância é utilizado, isto é, na atualização da matriz de covariância os elementos de $P(k)$ são aumentados pela adição de uma matriz diagonal semi-definida positiva, $Q(k)$. A nova matriz de covariância é calculada através de

$$P(k) = P(k) + Q(k), \quad (4.18)$$

onde neste esquema de estimação proposto adiciona-se a matriz $Q(k)$ somente se a soma ponderada dos valores do erro de predição, $erro_{reset}(k)$, excede um valor de tolerância especificado pelo usuário, isto é, e_{tol} . O algoritmo da reinicialização de $P(k)$ assume a forma

$$\text{erro}_{\text{reset}}(k) = \sum_{i=1}^{N_e} \gamma(i)e(k-i+1) / \sum_{i=1}^{N_e} \gamma(i), \quad (4.19)$$

sendo $e(k) = y(k) - \varphi^T(k)\theta(k-1)$ e N_e representa a janela da filtragem para reduzir reinicializações de $P(k)$ indesejáveis pela presença do ruído na planta controlada. No estudo de caso do pêndulo amortecido adota-se $N_e = 3$, com $\gamma(1) = 0.6$, $\gamma(2) = 0.3$, $\gamma(3) = 0.1$.

Adicionalmente, para assegurar uma interação satisfatória entre o estimador e o controlador e, ajudar a prevenir oscilações excessivas no sinal de controle, a seguinte restrição de malha é considerada:

$$u(k) = \begin{cases} u_{\max} & , \quad u(k) > u_{\max} \\ u(k) & , \quad u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max} \\ u_{\min} & , \quad u(k) < u_{\min} \end{cases}, \quad (4.20)$$

sendo u_{\min} e u_{\max} os valores pré-especificados do sinal de controle e dependentes do tipo de tecnologia empregada na simulação prática. No caso do experimento no pêndulo amortecido têm-se os limites de saturação em $u_{\min} = 0V$ e $u_{\max} = 5V$.

O algoritmo de controle GMV self-tuning digital indireto pode ser resumido nos seguintes passos:

- i. Ajustar a trajetória de referência, as condições iniciais e os parâmetros de projeto do controlador;
- ii. Obter a saída da planta do processo, $y(k)$;
- iii. Atualizar o modelo discreto $A(z^{-1},k)$ e $B(z^{-1},k)$ utilizando o estimador dos mínimos quadrados recursivo;
- iv. Calcular o incremento de controle ótimo $\Delta u(k)$ usando a equação (4.3);
- v. Aplicar o valor do controle atual $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$ no processo pêndulo amortecido;
- vi. Substituir o instante de tempo k por $k+1$ e ir para o passo 2 em cada período de amostragem para todos os pontos de referência pré-programados.

4.4 CARACTERÍSTICA E MODELAGEM DO PÊNDBULO AMORTECIDO

O pêndulo amortecido (PAM) é um popular experimento de laboratório que pode ser utilizado para estudar e avaliar o projeto de técnicas de controle digital. A característica dinâmica não linear deste sistema motiva o estudo do controle self-tuning digital de posição em função da dinâmica de malha aberta oscilatória e variante.

O pêndulo amortecido contém uma barra vertical onde no ponto de pivô existe um potenciômetro para medição da posição angular, como pode ser visto na figura (4.2). No ponto extremo da barra existe um sistema propulsor composto por um motor CC e uma hélice. Quando uma tensão é aplicada ao propulsor, a posição angular da barra é modificada. O objetivo é posicionar a barra em um ângulo especificado com uma dinâmica desejada.

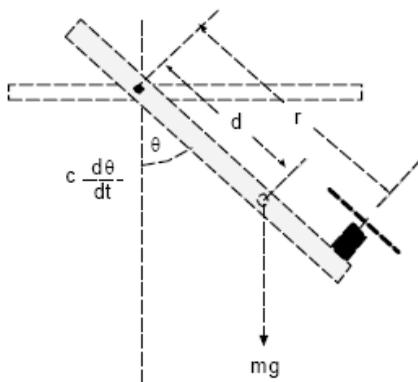


Figura 4.2 - Processo pêndulo amortecido.

A equação dinâmica não linear de movimento do pêndulo amortecido está caracterizada por

$$J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + c \frac{d\theta(t)}{dt} + mgd \sin\theta(t) = T(t). \quad (4.21)$$

Os parâmetros do sistema estão descritos na tabela (4.2), sendo $\theta(t)$ a posição angular (variável controlada) e $T(t)$ o torque de comando (sinal de controle).

Tabela 4.2 - Parâmetros do Pêndulo Amortecido.

Símbolo	Descrição
J	Momento de inércia
c	Amortecimento
m	Massa do pêndulo
d	Distância para o centro de gravidade do pivô do pêndulo
r	Comprimento da barra em relação ao motor/hélice

Essencialmente, a aproximação para um ângulo pequeno é utilizada para linearização da equação dinâmica, onde o torque é proporcional a voltagem aplicada no motor e o resultado está na figura (4.3).

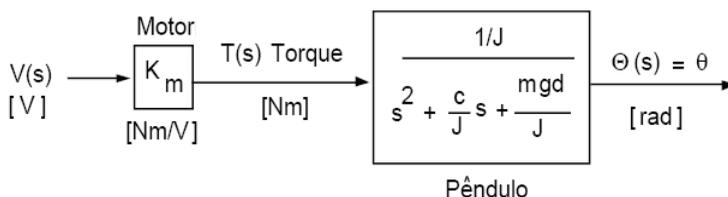


Figura 4.3 - Modelo linearizado de segunda ordem do pêndulo amortecido.

A escolha da ordem do modelo deve refletir o entendimento físico do sistema, que no caso observado do modelo linearizado do PAM, está relacionado ao modelo simplificado ARX (Auto-Regressive with eXternal input) discreto da equação (4.1).

Embora não utilizado nos ensaios práticos do controle self-tuning, a parametrização do modelo linear de segunda ordem do PAM (figura (4.3)) pode ser obtida a partir da figura (4.5) utilizando-se técnicas clássicas de identificação de sistemas dinâmicos com base na curva de reação do sistema (Aguirre, 2007).

4.5 RESULTADOS DA EXPERIMENTAÇÃO

Nesta seção são discutidos os testes experimentais sobre a planta do pêndulo amortecido (figura (4.4)) para investigar a eficiência do GMV-M self-tuning proposto. O objetivo é direcionar a saída para a trajetória desejada com uma energia de controle (variância de controle) mínima.



Figura 4.4 - Processo real pêndulo amortecido.

Para observar a característica não linear do pêndulo amortecido aplicam-se três níveis de tensão de entrada de valores $1.5 V$, $2.5 V$ e $3.5 V$ (ensaio em malha aberta). A dinâmica da posição angular do pêndulo amortecido em volts está ilustrada na figura (4.5). Note o comportamento variante do sistema na medida em que tanto o overshoot como o tempo de resposta modifica-se em cada ponto de operação aplicado. Estas características de malha complicam o problema de controle do PAM.

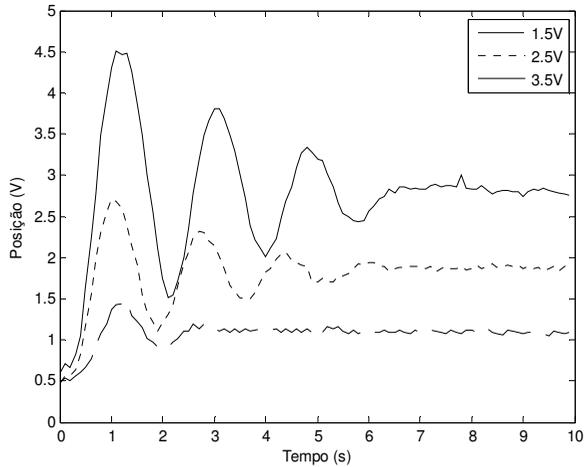


Figura 4.5 - Respostas ao degrau em malha aberta da posição angular.

O controlador self-tuning digital está implementado de acordo com os parâmetros de sintonia da tabela (4.3) e o estimador dos mínimos quadrados recursivo foi utilizado na estimação paramétrica on-line.

Tabela 4.3 - Parametrização do Controlador Self-Tuning no PAM.

$G_p(z)$	$\frac{b_0 z^{-1} + b_1 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$
$\theta^T(0)$	[0.1 0.1 0.1 0.1]
$P(0)$	$100I_{4 \times 4}$
$Q(k)$	$0.05I_{4 \times 4}$
e_{tol}	0.125
Pólos Desejados	0.5 ; 0.5
α	0.8
β	4.5
λ	0.5
T_s	0.2 s

As figuras (4.6), (4.7) e (4.8) mostram, respectivamente, a dinâmica de malha fechada, os parâmetros estimados e a evolução do traço da matriz de covariância com respeito ao GMV-M self-tuning quando a planta PAM é submetida a duas mudanças de referência de valores 2.5 V e 3.5 V.

As figuras (4.9) e (4.10) ilustram o comportamento do PAM com o controlador self-tuning simplificado, ou seja, quando $\alpha = \beta = 0$, sem o procedimento da reinicialização da matriz de covariância e sob as mesmas condições de operação. Comparando com o caso da figura (4.6) observa-se o amortecimento adicional para as oscilações do sistema e comportamento mais conservativo quando se implementa o GMV-M self-tuning.

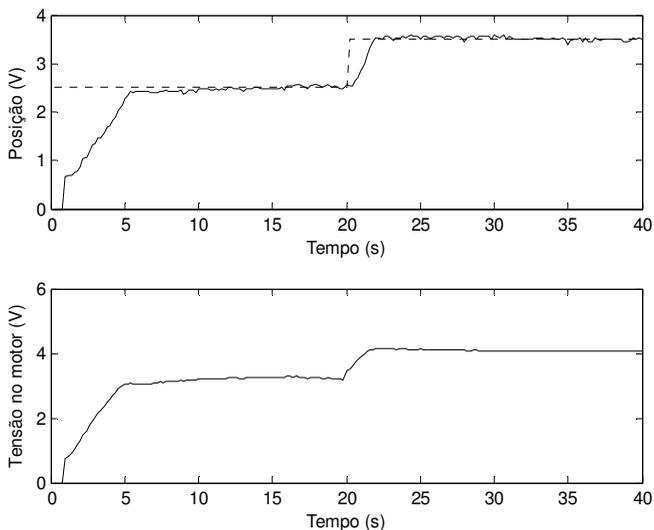


Figura 4.6 - Resposta do PAM com o controle self-tuning.

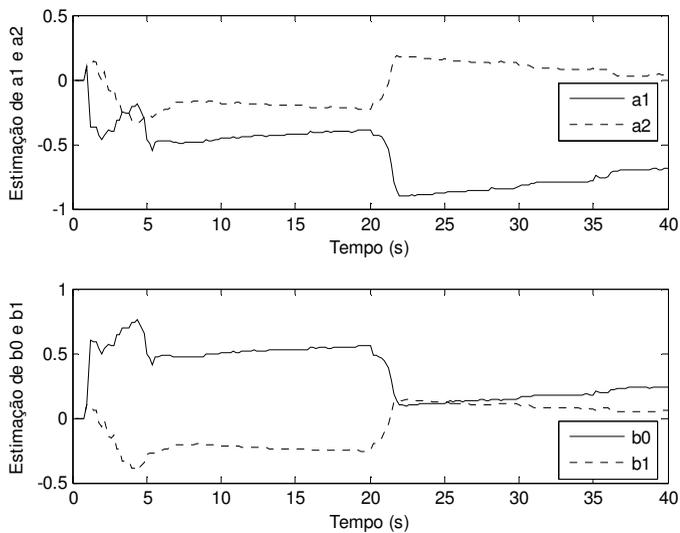


Figura 4.7 - Estimativa do modelo do PAM.

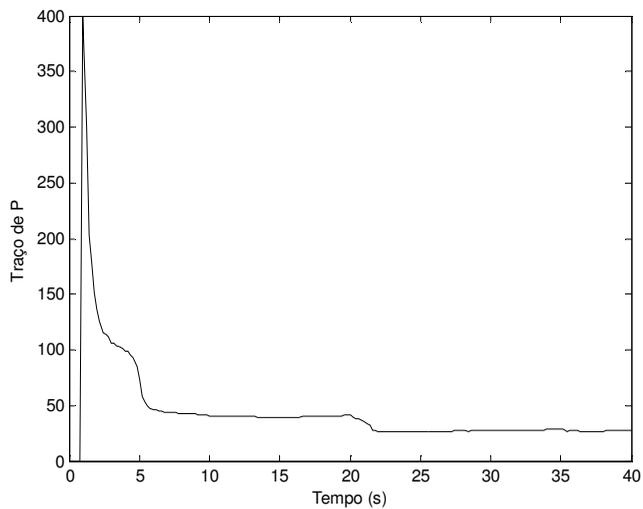


Figura 4.8 - Evolução do traço de $P(k)$.

Como pode ser observado nas figuras (4.7) e (4.10), as estimativas paramétricas variam com a mudança de referência e melhoram a convergência dos parâmetros no ponto de operação selecionado quando o procedimento da reinicialização está habilitado no estimador. Este fato não penaliza o desempenho do sistema de controle de malha fechada e está condicionado ao aumento de ganho da matriz de covariância, como mostra a figura (4.8), na medida em que o estimador fica em estado de alerta para tratar a dinâmica variante do pêndulo amortecido.

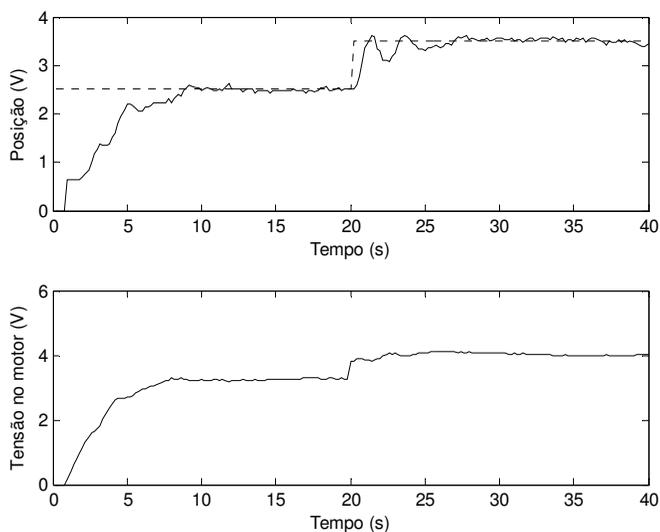


Figura 4.9 - Resposta do PAM com controle self-tuning simplificado.

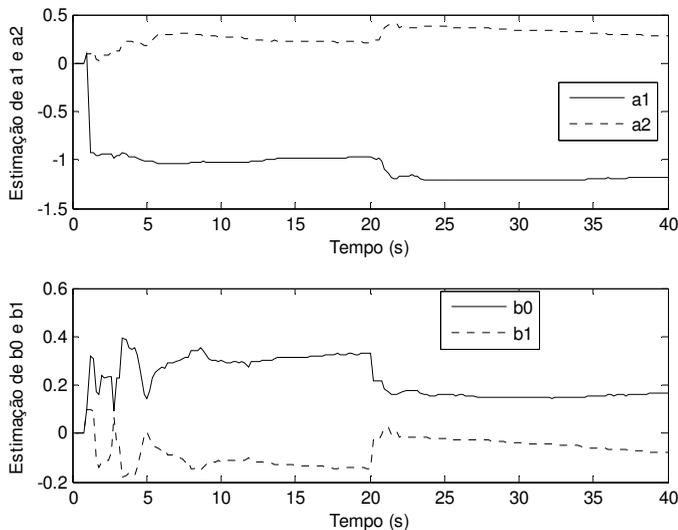


Figura 4.10 - Estimativa do modelo do PAM com o controle simplificado.

4.6 CONCLUSÃO

O projeto e o desempenho de um esquema de controle GMV self-tuning digital modificado foram apresentados. O estimador dos mínimos quadrados recursivo com reinicialização da matriz de covariância e cujo disparo está apoiado na soma ponderada do erro de predição foi utilizado para obter os parâmetros do sistema do tipo pêndulo amortecido em tempo real. Resultados de simulação mostraram que o algoritmo de controle GMV self-tuning digital impôs um amortecimento adicional na dinâmica de malha fechada do sistema e, portanto, sendo atrativo na estabilização de processos que apresentam comportamentos oscilatórios. O GMV-M pode ser facilmente aplicado em sistemas de controle realimentados industriais onde o controlador PID falha em termos da dificuldade de sintonia, desempenho dinâmico de malha não ótimo e condicionamento agressivo na energia de entrada da planta. Adicionalmente, o esquema de controle proposto não impõe qualquer tipo de restrição sobre a planta controlada, isto é, tem aplicabilidade em sistemas de fase mínima ou não mínima e estável ou instável.

No capítulo 5 serão apresentadas simulações em três novas plantas, além do PAM, confrontando e avaliando quatro técnicas de controle, onde uma delas é o GMV-M.

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são avaliadas as técnicas de controle GMV, GMV-M e PID-GMV, utilizando a implementação algorítmica no pacote computacional *Matlab*. Como *benchmark*, avalia-se também o comportamento da técnica de controle PID sintonizado via IMC. Ratificar do entendimento da técnica, conhecer as dificuldades para implementação, mensurar o tamanho do esforço computacional necessário, confirmar o grau de robustez do procedimento e prospectar o desempenho possível de se atingir são alguns dos aspectos que a simulação busca esclarecer.

Inicialmente, as plantas selecionadas para a simulação são apresentadas, juntamente com uma breve justificativa. Em seguida, discute-se a metodologia de simulação empregada. Resultados são apresentados do ponto de vista qualitativo (por meio de gráficos) e quantitativo (por meio de tabelas). Por fim, vantagens e desvantagens de cada uma das técnicas são abordadas.

5.2 PROCESSOS SELECIONADOS

Conforme tratado no capítulo 1, as plantas selecionadas para as simulações procuram retratar algumas dinâmicas fortemente presentes em processos reais da indústria. Dentre estas dinâmicas importantes destacam-se os processos com atraso de transporte, integradores, fase não mínima, oscilatórios e não lineares e que costumam dificultar uma correta sintonia. Destes, quatro processos foram selecionados e são apresentados a seguir.

5.2.1 Processo com Atraso de Transporte (Temperatura em Tanque Acoplado)

O atraso de transporte é uma dinâmica com ocorrência muito freqüente em plantas industriais, seja de modo dominante ou não. Cameron e Seborg (1983) apresentaram em seu trabalho o controle de temperatura em tanques acoplados por um longo tubo, o qual introduz o atraso de transporte, conforme ilustrado na figura (5.1).

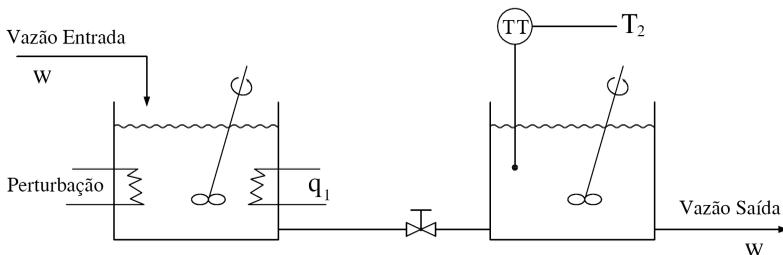


Figura 5.1 - Planta de controle de temperatura com atraso de transporte para tanques acoplados.

A temperatura T_2 no segundo tanque é controlada por meio de uma resistência de aquecimento q_1 instalada dentro do primeiro tanque. Uma resistência adicional no primeiro tanque pode ser utilizada para introduzir perturbação no processo. O nível em ambos os tanques é mantido constante.

A equação que modela o processo no domínio contínuo é dada por

$$\frac{T_2(s)}{q_1(s)} = \frac{4.15e^{-53s}}{(119s+1)(71s+1)}. \quad (5.1)$$

O processo representado pela equação (5.1) pode ser também representado no domínio discreto, utilizando o período de amostragem $T_s = 12s$, método ZoH, (Bobál *et al.*, 2005), pela seguinte equação:

$$\frac{T_2(z^{-1})}{q_1(z^{-1})} = \frac{(0.0323 + 0.0296z^{-1})z^{-5}}{1 - 1.7486z^{-1} + 0.7635z^{-2}}. \quad (5.2)$$

5.2.2 Processo Integrador com Fase Não mínima (Nível em Caldeira)

Sistemas de geração de energia termelétrica podem utilizar vapor para movimentar turbo-generadores. O vapor é gerado em equipamentos denominados caldeiras, os quais possuem diversas variáveis a serem controladas, tais como: pressão e temperatura do vapor, pressão na câmara de combustão e nível de água no tubulão, dentre outras. A

caldeira tipo aquatubular, onde a água está confinada em tubulações é mais comumente utilizada onde os volumes de vapor gerado são grandes. A figura (5.2) traz uma representação do “circuito de águas” deste tipo de caldeira.

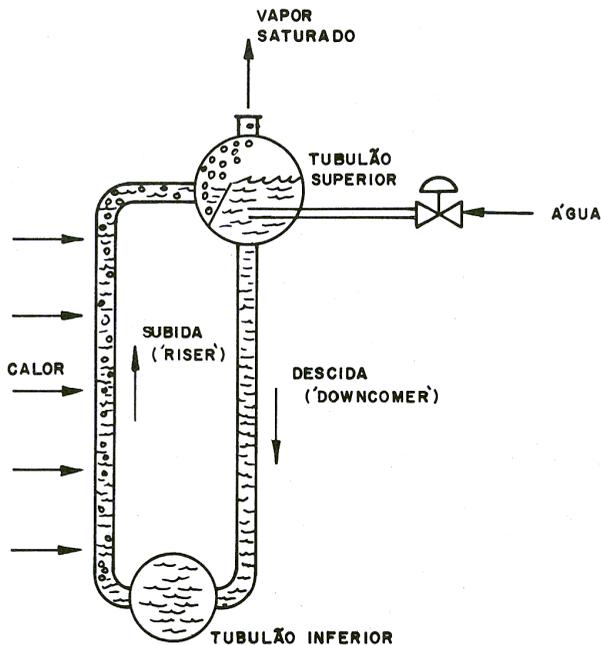


Figura 5.2 - Circuito de águas de uma caldeira aquatubular.

(Levine, 1996) apresentou as equações dinâmicas que descrevem o comportamento do nível de água H no tubulão superior em relação à vazão de entrada de água fria W_e , para uma determinada caldeira, resultando na seguinte equação de transferência:

$$\frac{H(s)}{W_e(s)} = \frac{(s + 2.8)(s + 1.3)(s + 0.5 \pm 0.7i)(s + 0.4)(s - 0.1 \pm 0.005i)}{(s + 7.7758)(s + 0.7817 \pm 0.1835i)(s + 0.3854 \pm 0.3145i)(s + 0.3023)(s + 0.0274)s} \quad (5.3)$$

(Cologni, 2003) propôs uma simplificação do modelo dado pela equação (5.3), onde se procurou capturar duas das principais dinâmicas envolvidas na planta de controle de nível de caldeiras: processo integrador e de fase não mínima.

$$G_s(s) = \frac{(s - 0.1)}{s(s + 0.0274)}. \quad (5.4)$$

Estando o consumo de vapor e a alimentação de água na caldeira equilibrados, o nível de água no balão da caldeira permanecerá constante. Porém um aumento na vazão de água de alimentação da caldeira acarretará num aumento do nível no balão de forma integradora. Ao mesmo tempo, um aumento da quantidade de água fria na caldeira causa o fenômeno de redução do volume de água dentro balão e conseqüente redução do nível que pode ser modelado pela fase não mínima com zero localizado no semi-plano direito.

O processo simplificado representado pela equação (5.4) pode ser também representado no domínio discreto, utilizando o período de amostragem $T_s = 0.1s$, pela seguinte equação:

$$\frac{H(z^{-1})}{W_e(z^{-1})} = \frac{-0.0994z^{-1} + 0.1004z^{-2}}{1 - 1.9973z^{-1} + 0.9973z^{-2}}. \quad (5.5)$$

5.2.3 Processo Oscilatório (Posição de Pêndulo Amortecido)

O pêndulo amortecido (PAM) foi apresentado no capítulo 4 e possui uma dinâmica de malha aberta oscilatória e variante (em função da linearização). Como exemplos práticos, cita-se ponte rolante, portainers e guindastes.

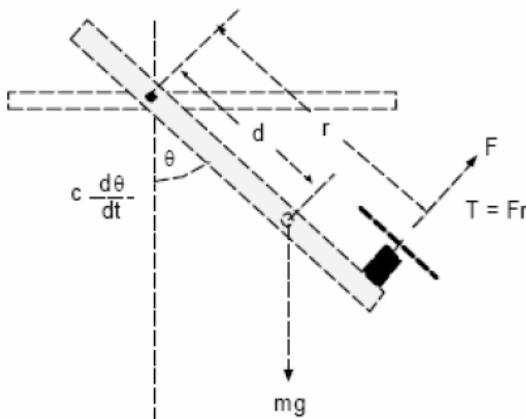


Figura 5.3 - Pêndulo amortecido oscilatório.

(Knihš *et al.*, 2010b) apresentou a aproximação para um ângulo pequeno que é utilizada para linearização da equação dinâmica, onde o torque é proporcional a tensão aplicada ao motor

$$\frac{\Theta(s)}{T(s)} = \frac{4.9}{(s + 0.3370 \pm 2.3686i)}, \quad (5.6)$$

e cuja representação no domínio discreto utilizando período de amostragem $T_s = 0.2s$ é dada pela seguinte equação:

$$\frac{\Theta(z^{-1})}{T(z^{-1})} = \frac{0.0920z^{-1} + 0.0879z^{-2}}{1 - 1.6637z^{-1} + 0.8739z^{-2}}. \quad (5.7)$$

5.2.4 Processo Não Linear (Nível em Tanque Acoplado)

Um sistema consistindo de dois tanques acoplados, conforme ilustra a figura (5.4), com o objetivo de armazenar líquidos, requer um controle do nível (h_1 e h_2). Os sistemas de controle de níveis de líquido são importantes processos presentes em aplicações, principalmente, nas indústrias de açúcar & álcool, química, petroquímica, nuclear e celulose.

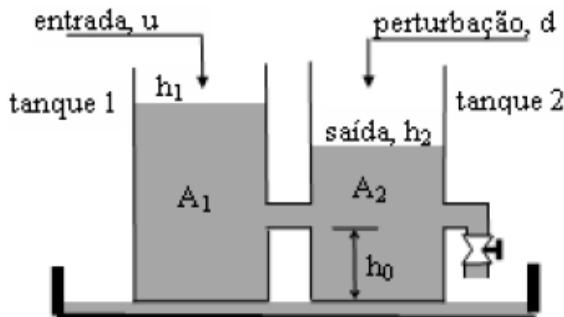


Figura 5.4 - Tanques acoplados para controle de nível não linear.

As equações temporais que caracterizam a dinâmica de segunda ordem da planta de nível acoplada são dadas por:

$$\begin{aligned}
 A_1 h_1(t) &= u(t) - a_1 c_1 \sqrt{2g [h_1(t) - h_2(t)]} \\
 A_2 h_2(t) &= a_1 c_1 \sqrt{2g [h_1(t) - h_2(t)]} - a_2 c_2 \sqrt{2g [h_2(t) - h_0]} + d(t).
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

Esta dinâmica é não linear em função dos termos com raiz quadrada.

A planta acima foi avaliada por (Knihs *et al.*, 2010a) e o seguinte modelo discreto foi identificado via mínimos quadrados recursivos para um ponto de operação:

$$\frac{H_2(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{0.0053z^{-1} + 0.0023z^{-2}}{1 - 1.437z^{-1} + 0.461z^{-2}}.
 \tag{5.9}$$

5.3 METODOLOGIA DA SIMULAÇÃO

As técnicas de controle de variância mínima apresentadas nos capítulos anteriores foram implementadas em pacote computacional *Matlab*, cuja linguagem de programação se assemelha às disponíveis em controladores lógicos programáveis (CLPs) utilizados em aplicações industriais.

A fim de avaliar o comportamento servo e regulatório e também buscar uma aproximação das condições normalmente encontradas em instalações industriais, os seguintes elementos foram adicionados nas simulações:

- a) Ruído branco com média nula e variância $\sigma^2 = 0.002$, inserido na saída do processo, o que representa uma relação sinal-ruído de 2%, aproximadamente;
- b) Inseriu-se perturbação de carga tipo degrau, na saída do processo;
- c) Considerou-se a mudança de referência para verificação do comportamento servo em diferentes pontos de operação;
- d) As respostas temporais das simulações são apresentadas por meio de gráficos e uma verificação quantitativa é realizada empregando-se o índice de avaliação de desempenho proposto por Shunta.

Na figura (5.5) é possível verificar de forma gráfica os procedimentos utilizados para simulação das técnicas de controle: na região I é realizada uma alteração de referência de 0 (zero) para 8 (oito). Em seguida, na região II é realizada nova alteração de referência levando-se o processo para nova região de operação. Por fim, na região III é avaliada a rejeição do sistema à perturbação.

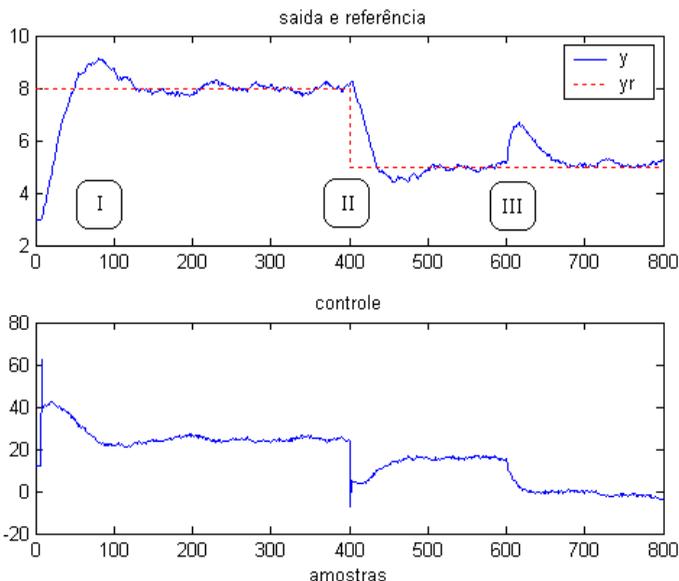


Figura 5.5 - Metodologia da simulação das técnicas de controle

5.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Apresentam-se, nesta seção, as simulações das técnicas de controle estudadas nos capítulos anteriores. As repostas temporais da saída do processo e ação de controle são destacadas, pois permitem a observação qualitativa da dinâmica temporal obtida com as estratégias de controle tanto para o comportamento servo quanto regulatório.

Procurando avaliar quantitativamente, o índice de desempenho de Shunta definido no capítulo 2 é computado para avaliação do comportamento servo e regulatório.

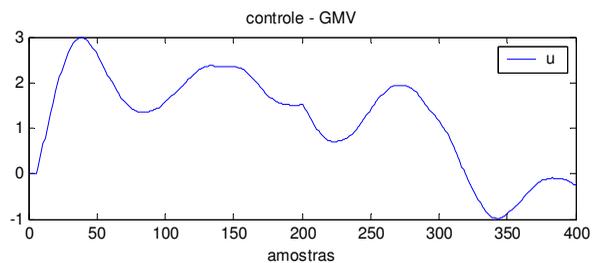
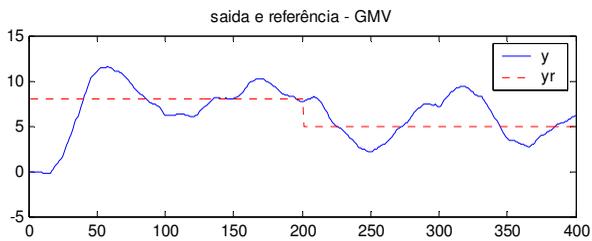
Foram considerados os seguintes requisitos de projeto para a sintonia: erro nulo em regime, *overshoot* inferior a 25%, tempo de

estabilização inferior a três vezes a constante de tempo dominante em malha aberta e robustez perante as mudanças de pontos de operação, nos casos dos processos linearizados.

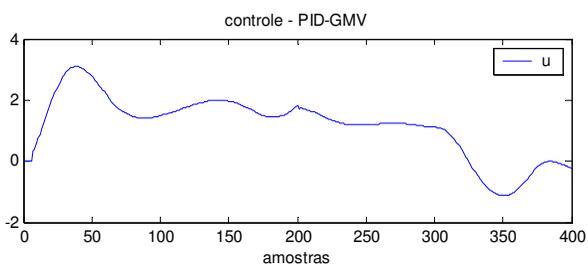
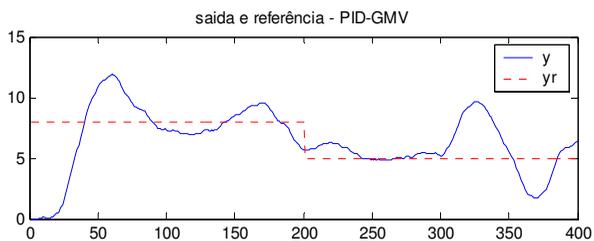
Para servir como base de comparação na avaliação dos controladores de variância mínima, o controlador PID ideal com sintonia IMC, *destacado no apêndice desta dissertação* tem resultados de simulação também avaliados. A escolha desta técnica justifica-se por sua simplicidade computacional, flexibilidade para imposição da dinâmica de resposta em malha fechada e, sobretudo, pelos excelentes resultados práticos já comprovados pela WEG em aplicações industriais.

5.4.1 Processo com Atraso de Transporte

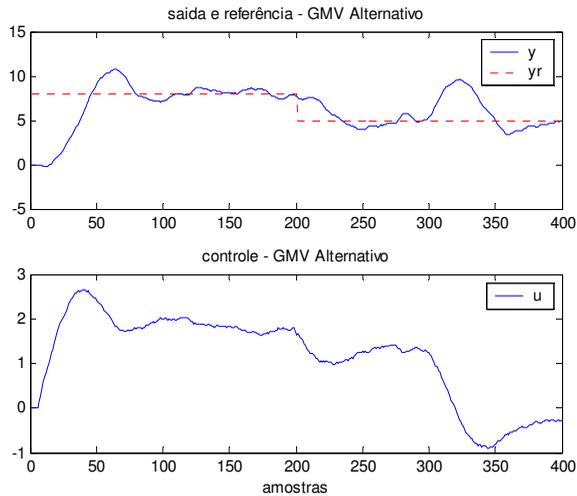
O processo com atraso de transporte modelado pelas equações (5.1) e (5.2) apresenta a relação $\theta/\tau \approx 0.25$, podendo, desta forma, ser classificado como de média dificuldade para ser controlado. Na figura (5.6) pode-se observar a resposta temporal para as simulações das quatro estratégias de controle selecionadas.



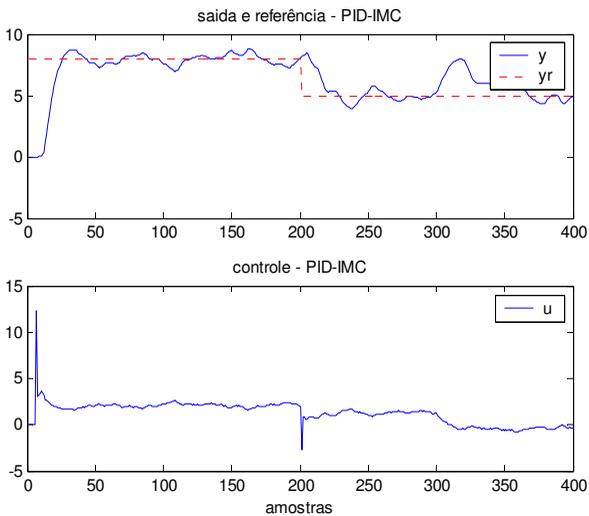
(a) – GMV



b) - PID-GMV



(c) - GMV-M



(d) - PID-IMC

Figura 5.6 – Respostas temporais em malha fechada para o processo com atraso de transporte.

A sintonia dos controladores avaliados está disponível na tabela (5.1).

Tabela 5.1 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo com atraso de transporte.

GMV					PID-GMV		
r_0	r_1	s_0	s_1	s_2	K_c	T_i	T_d
61.8707	0.0296	2.7486	-2.5121	0.7635	0.7635	11.8210	9.3006
GMV-M					PID-IMC		
t_0	t_1	t_2	s_0	s_1	K_c	T_i	T_d
0.0323	-0.0323	0.0081	-0.3493	0.1536	0.3407	178.2698	41.3455

Na tabela (5.2) verifica-se o índice de desempenho de Shunta resultante em cada técnica de controle.

Tabela 5.2 - Índice de Shunta para o processo com atraso de transporte.

Índice Shunta	GMV	GMV-M	PID-GMV	PID-IMC
η_{MVS}	0.41932	0.46608	0.41132	0.59492

Os seguintes aspectos relevantes são considerados nas simulações:

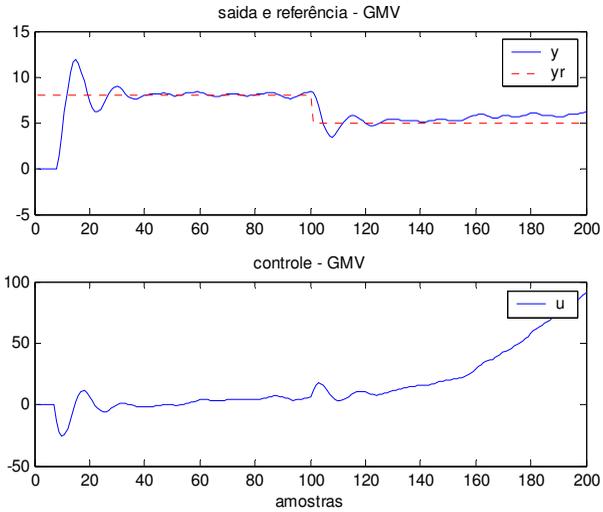
- Período de amostragem: $T_s = 12s$;
- Amplitude da perturbação tipo degrau é aproximadamente 5% do ponto de operação;
- Nas estratégias GMV e PID-GMV selecionou-se $q_0 = 2$;
- Na estratégia GMV-M utilizou-se $p_1 = -1$, $p_2 = 0.25$, $\alpha = 0.8$, $\beta = 4.5$ e $\lambda = 0.5$;
- Selecionou-se constante de malha fechada $\lambda_{MF} = 120s$ para sintonia PID-IMC;
- As técnicas GMV e PID-GMV apresentam respostas temporais e índice de Shunta similares;

- O ruído penaliza sensivelmente as técnicas de controle;
- O controlador PID utilizando sintonia IMC apresentou a resposta temporal mais adequada, com esforços de controle moderados, exceto no início, quando chega a passar levemente do limite de 10V.

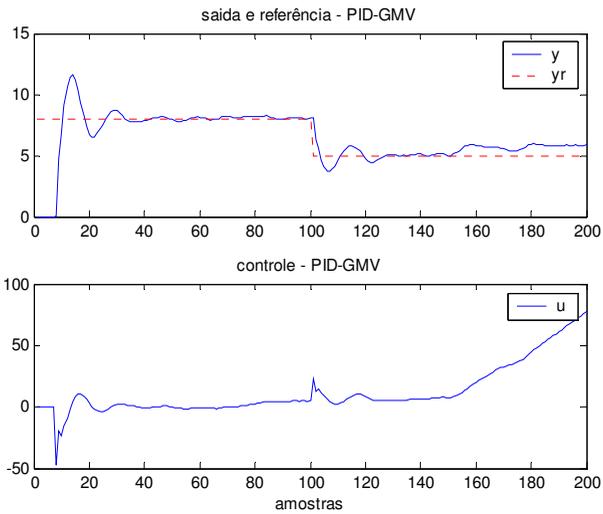
Como resultado geral das simulações com o processo com atraso de transporte tem-se que todas as técnicas de controle conseguiram atender os requisitos de projeto em malha fechada estabelecidos no item 5.4, ficando GMV-M e PID-IMC com melhores desempenhos.

5.4.2 Processo Integrador com Fase Não Mínima

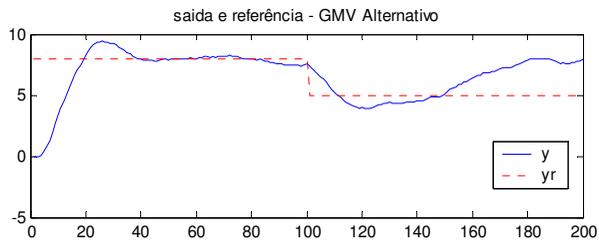
Foi simulado o processo modelado pelas equações (5.4) e (5.5), o qual apresenta desafios como o fato de ser integrador e fase não mínima. Na figura (5.7) pode-se observar a resposta temporal para as simulações das quatro estratégias de controle selecionadas.



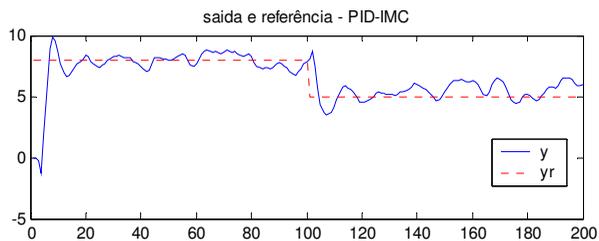
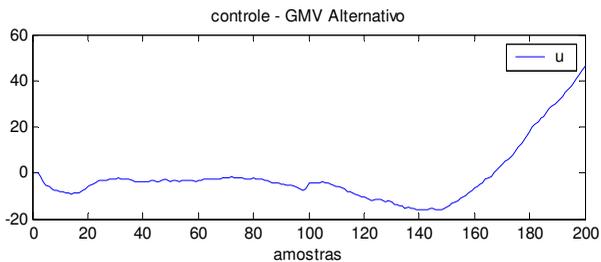
(a) – GMV



b) - PID-GMV



(c) - GMV-M



(d) - PID-IMC

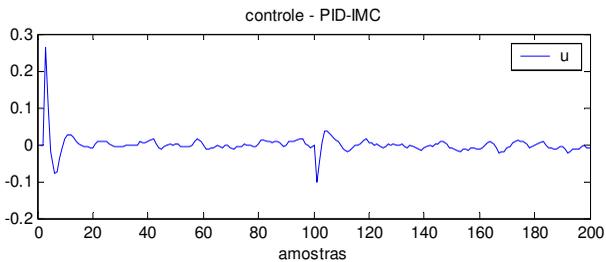


Figura 5.7 - Respostas temporais em malha fechada para o processo integrador com fase não mínima.

A sintonia dos controladores avaliados está disponível na tabela (5.3).

Tabela 5.3 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo integrador com fase não mínima.

GMV					PID-GMV		
r_0	r_1	s_0	s_1	s_2	K_c	T_i	T_d
-0.6026	0.1004	2.9973	-2.9945	0.9973	-1.9912	0.1000	0.0997
GMV-M					PID-IMC		
t_0	t_1	t_2	s_0	s_1	K_c	T_i	T_d
-0.0994	0.0994	-0.0248	1.0731	-0.4720	0.0090	∞	30.8246

Na tabela (5.4) verifica-se o índice de desempenho de Shunta resultante em cada técnica de controle.

Tabela 5.4 - Índice de Shunta para o processo integrador com fase não mínima.

Índice Shunta	GMV	GMV-M	PID-GMV	PID-IMC
η_{MVS}	0.93053	0.64656	0.95698	0.78296

Os seguintes aspectos relevantes são considerados nas simulações:

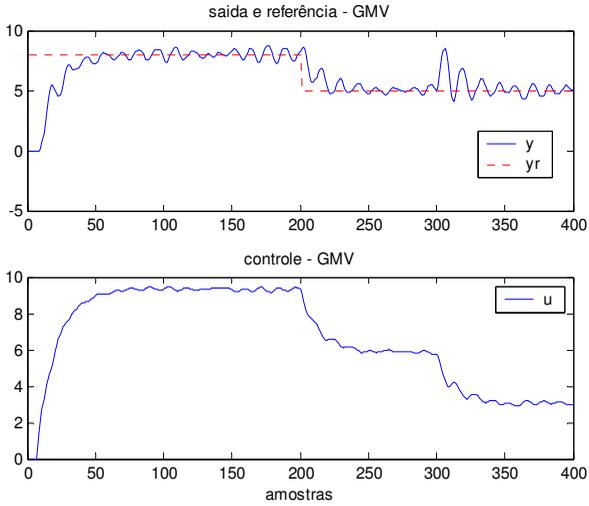
- Tempo de amostragem para os controladores de variância mínima é $T_s = 0.1s$. Entretanto para o controlador PID-IMC foi necessário utilizar amostragem $T_s = 12s$ para que a influência da dinâmica de fase não mínima fosse minimizada;
- Amplitude da perturbação tipo degrau é aproximadamente 5% do ponto de operação;
- Nas estratégias GMV e PID-GMV selecionou-se $q_0 = 0.05$;
- Na estratégia GMV-M utilizou-se $p_1 = -1$, $p_2 = 0.25$, $\alpha = 0.8$, $\beta = 4.5$ e $\lambda = 0.05$;
- Selecionou-se constante de malha fechada $\lambda_{MF} = 24s$ para sintonia PID-IMC;

- As técnicas GMV e PID-GMV apresentam respostas temporais e índice de Shunta similares;
- O ruído penaliza sensivelmente as técnicas de controle, especialmente a sintonia PID-IMC;
- O controlador GMV-M não apresentou comportamento regulatório adequado, o que penalizou o desempenho avaliado pelo índice de Shunta;
- Os controladores baseados na técnica de variância mínima anularam o efeito da fase não mínima do processo.

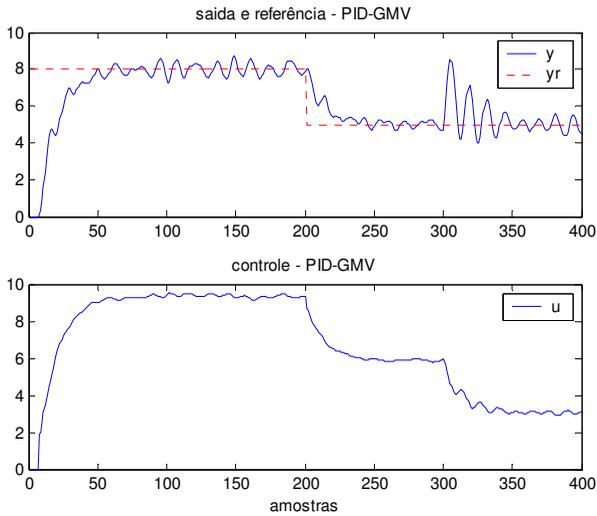
Como resultado geral das simulações do processo integrador com fase não mínima tem-se que as técnicas de controle GMV ou sintonizadas na mesma (PID-GMV) respondem bem, porém a regulação para longa duração degrada, chegando a exigir controle excessivo acima dos limites. Já a técnica PID-IMC tem o sinal de controle bem comportado, porém a regulação não estabiliza, influenciado pelo ruído presente.

5.4.3 Processo Oscilatório

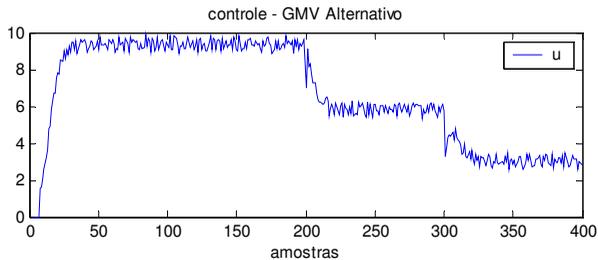
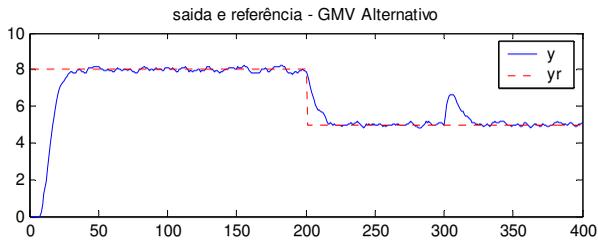
O processo oscilatório modelado pelas equações (5.6) e (5.7) foi utilizado nas simulações. Na figura (5.8) pode-se observar a resposta temporal para as simulações com as quatro estratégias de controle selecionadas.



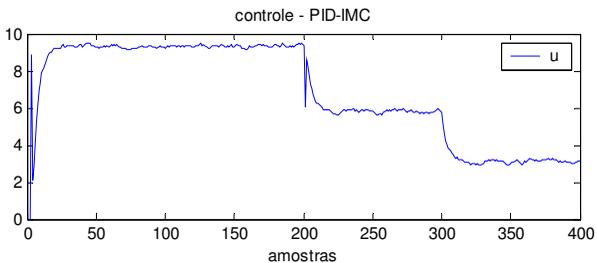
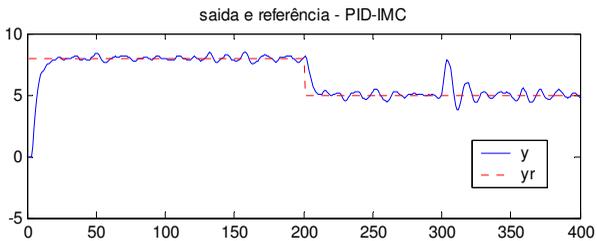
(a) – GMV



b) - PID-GMV



(c) - GMV-M



(d) - PID-IMC

Figura 5.8 - Respostas temporais em malha fechada para o processo oscilatório.

A sintonia dos controladores avaliados está disponível na tabela (5.5).

Tabela 5.5 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo oscilatório.

GMV					PID-GMV		
r_0	r_1	s_0	s_1	s_2	K_c	T_i	T_d
10.9637	0.0879	2.6637	-2.5376	0.8739	0.0715	0.1580	0.2213
GMV-M					PID-IMC		
t_0	t_1	t_2	s_0	s_1	K_c	T_i	T_d
0.0920	-0.0920	0.0230	-0.9934	0.4369	-0.0931	-0.0800	-2.0798

Na tabela (5.6) verifica-se o índice de desempenho de Shunta resultante em cada técnica de controle.

Tabela 5.6 - Índice de Shunta para o processo oscilatório.

Índice Shunta	GMV	GMV-M	PID-GMV	PID-IMC
η_{MVS}	0.76421	0.79057	0.77531	0.89474

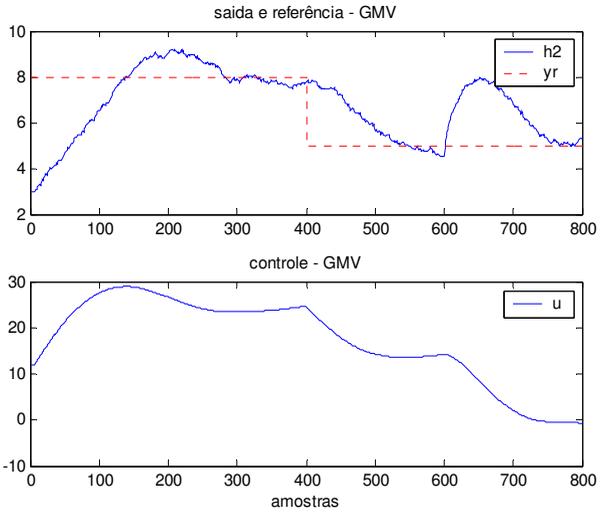
Os seguintes aspectos relevantes são considerados nas simulações:

- Período de amostragem utilizado nos controladores é $T_s = 0.2s$;
- Amplitude da perturbação tipo degrau é aproximadamente 10% do ponto de operação;
- Nas estratégias GMV e PID-GMV selecionou-se $q_0 = 1$;
- Na estratégia GMV-M utilizou-se $p_1 = -1$, $p_2 = 0.25$, $\alpha = 0.8$, $\beta = 4.5$ e $\lambda = 0.05$;
- Selecionou-se constante de malha fechada $\lambda_{MF} = 0.9s$ para sintonia PID-IMC;
- As técnicas GMV e PID-GMV apresentam respostas temporais e índice de Shunta similares, bem como um amortecimento das oscilações pouco adequado tanto para o comportamento servo quanto regulatório.

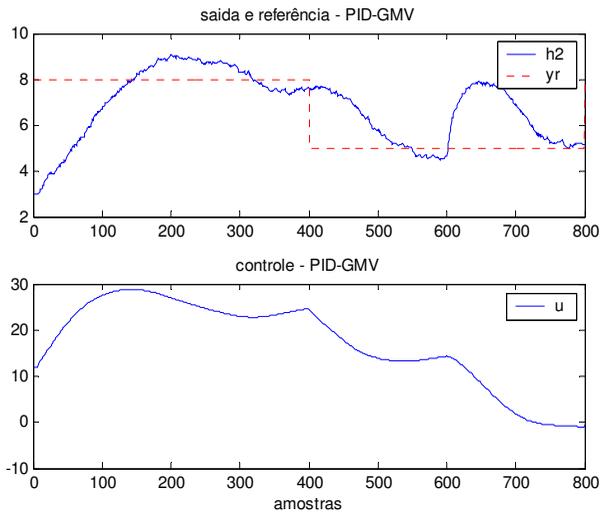
Como resultado geral das simulações do processo oscilatório tem-se que as técnicas de controle PID-IMC e GMV-M atenderam mais adequadamente os requisitos de projeto em malha fechada, conforme acusam os gráficos e índice de Shunta.

5.4.4 Processo Não Linear

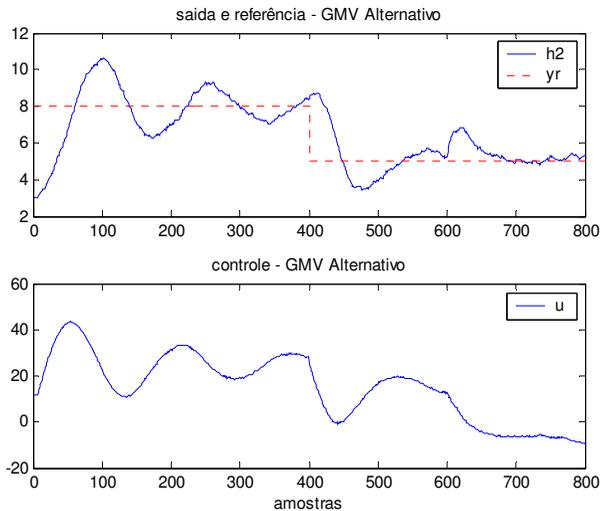
Foi simulado o processo não linear modelado pela equação (5.8), onde o controlador foi projetado com base no modelo linearizado dado pela equação (5.9). Na figura (5.9) pode-se observar a resposta temporal para as simulações com as quatro estratégias de controle selecionadas.



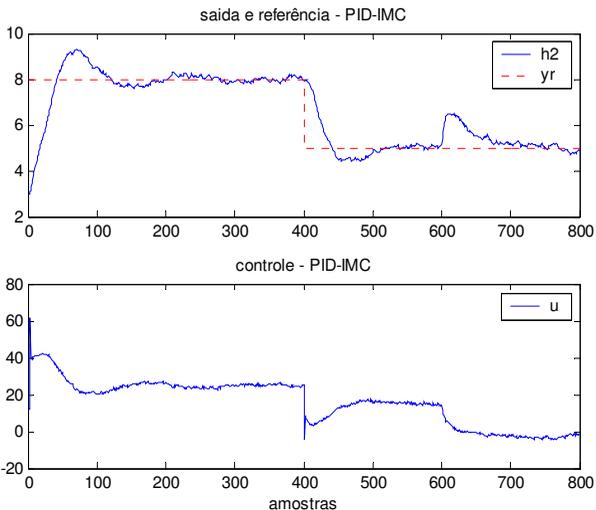
(a) – GMV



b) - PID-GMV



(c) - GMV-M



(d) - PID-IMC

Figura 5.9 - Respostas temporais em malha fechada para o processo não linear.

A sintonia dos controladores avaliados está disponível na tabela (5.7).

Tabela 5.7 - Parâmetros de sintonia dos controladores para o processo não linear.

GMV					PID-GMV		
r_0	r_1	s_0	s_1	s_2	K_c	T_i	T_d
18.8732	0.0023	2.4370	-1.8980	0.4610	0.0517	1.9520	0.9447
GMV-M					PID-IMC		
t_0	t_1	t_2	s_0	s_1	K_c	T_i	T_d
0.0053	-0.0053	0.0013	-0.0572	0.0252	5.2099	42.9167	1.7903

Na tabela (5.8) verifica-se o índice de desempenho de Shunta resultante em cada técnica de controle.

Tabela 5.8 - Índice de Shunta para o processo não linear.

Índice Shunta	GMV	GMV-M	PID-GMV	PID-IMC
η_{MVS}	0.45788	0.42147	0.46651	0.60180

Os seguintes aspectos relevantes são considerados nas simulações:

- Período de amostragem utilizado nos controladores é $T_s = 2s$;
- Amplitude da perturbação tipo degrau é aproximadamente 8% do ponto de operação;
- Nas estratégias GMV e PID-GMV selecionou-se $q_0 = 0.1$;
- Na estratégia GMV-M utilizou-se $p_1 = -1$, $p_2 = 0.25$, $\alpha = 0.8$, $\beta = 4.5$ e $\lambda = 0.005$;
- Selecionou-se constante de malha fechada $\lambda_{MF} = 25s$ para sintonia PID-IMC;
- As técnicas GMV e PID-GMV apresentam respostas temporais e índice de Shunta similares;

Como resultado geral das simulações do processo não linear tem-se que a técnicas de controle baseadas em reguladores de variância mínima não atenderam adequadamente os requisitos de projeto em malha fechada.

5.4.5 Simulações Complementares

Como alguns resultados nas seções 5.4.1 a 5.4.4 não foram satisfatórios, um esforço adicional de re-sintonia para a estratégia de controle GMV-M é apresentado nesta seção. São apresentados resultados para um diferente conjunto de parâmetros de sintonia. Objetiva-se mostrar a influência da re-sintonia sobre a resposta temporal dos processos selecionados, bem como a influência sobre o índice de desempenho de Shunta, na técnica GMV-M por ser a contribuição principal desta dissertação.

Na figura (5.10) verifica-se a resposta temporal obtida para o **processo não linear**, utilizando o seguinte conjunto de parâmetros: $p_1 = -0.5$, $p_2 = 0.1$, $\alpha = 10.8$, $\beta = 5$ e $\lambda = 0.005$, o que resulta no índice de Shunta $\eta_{MVS} = 0.52205$.

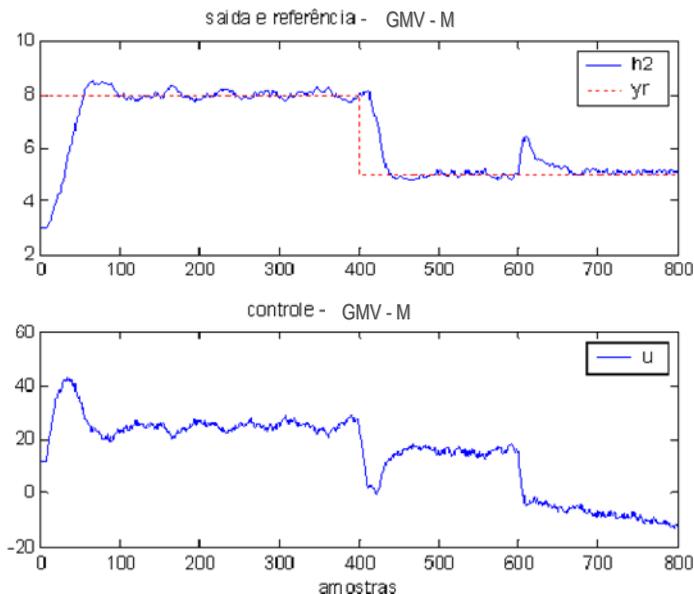


Figura 5.10 – Respostas temporais em malha fechada para o processo não linear após re-sintonia.

Na figura (5.11) verifica-se a resposta temporal obtida para o **processo integrador com fase não mínima**, utilizando o seguinte conjunto de parâmetros: $p_1 = 0.1$, $p_2 = 0.2$, $\alpha = 2.8$, $\beta = 0.5$ e $\lambda = 0.02$, o que resulta no índice de Shunta $\eta_{MVS} = 0.95203$. Um ótimo índice, porém o controle no longo tempo, diverge.

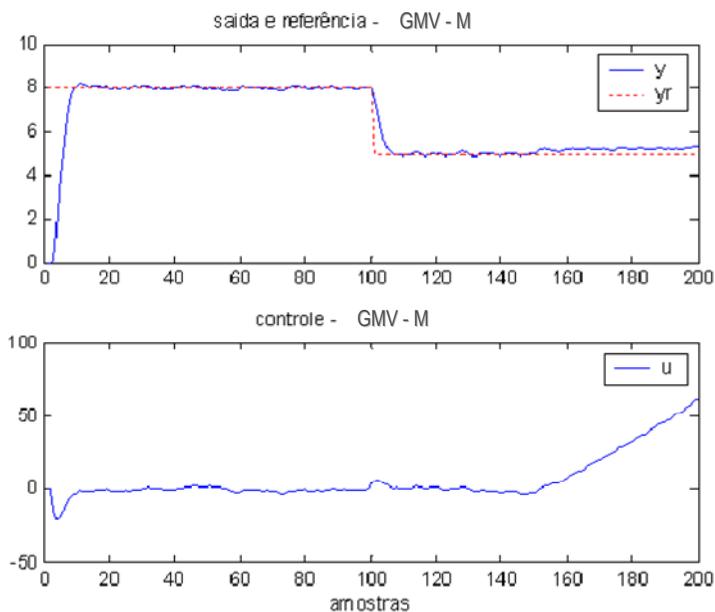


Figura 5.11 – Respostas temporais em malha fechada para o processo integrador com fase não mínima após re-sintonia.

Na figura (5.12) verifica-se a resposta temporal obtida para o **processo oscilatório**, utilizando o seguinte conjunto de parâmetros: $p_1 = 0.1$, $p_2 = 0.003$, $\alpha = 0.8$, $\beta = 4.5$ e $\lambda = 0.05$, o que resulta no índice de Shunta $\eta_{MVS} = 0.95929$.

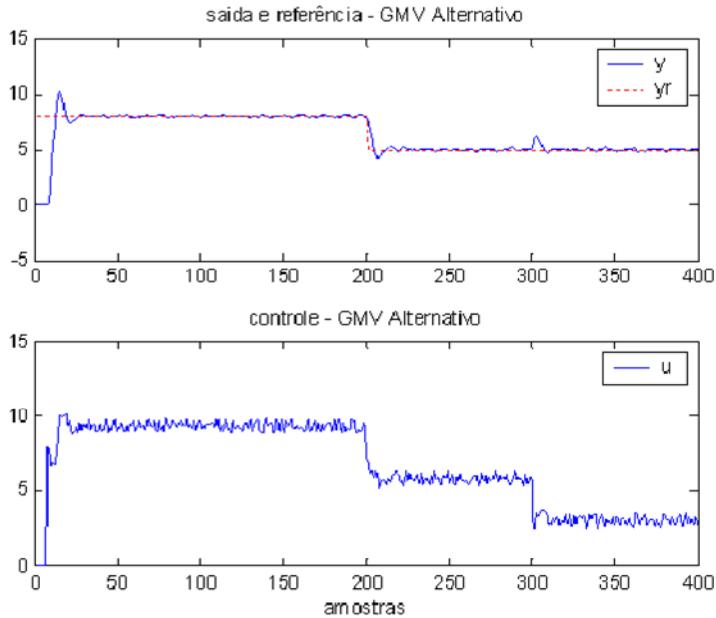


Figura 5.12 – Respostas temporais em malha fechada para o processo oscilatório após re-sintonia.

Na figura (5.13), para ser comparada com a figura (5.14), verifica-se a resposta temporal obtida para o **processo com atraso de transporte**, utilizando o seguinte conjunto de parâmetros: $p_1 = -0.15$, $p_2 = 0.002$, $\alpha = 8.8$, $\beta = 50.5$ e $\lambda = 0.5$.

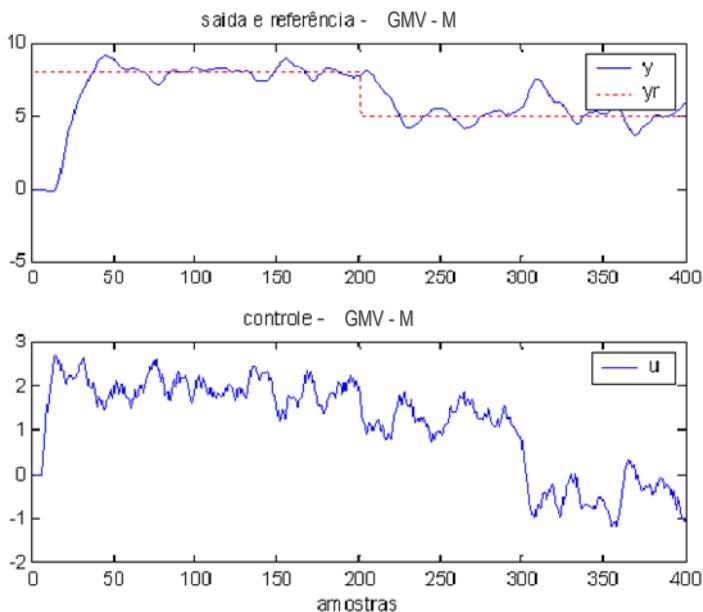


Figura 5.13 – Respostas temporais em malha fechada para o processo com atraso de transporte após re-sintonia.

Preparou-se na figura (5.14), uma simulação **sem a presença do ruído**, a fim de demonstrar sua grande influência nos resultados obtidos, para o mesmo processo. O conjunto de parâmetros de sintonia utilizado é idêntico ao utilizado na figura (5.13), ou seja, $p_1 = -0.15$, $p_2 = 0.002$, $\alpha = 8.8$, $\beta = 50.5$ e $\lambda = 0.5$.

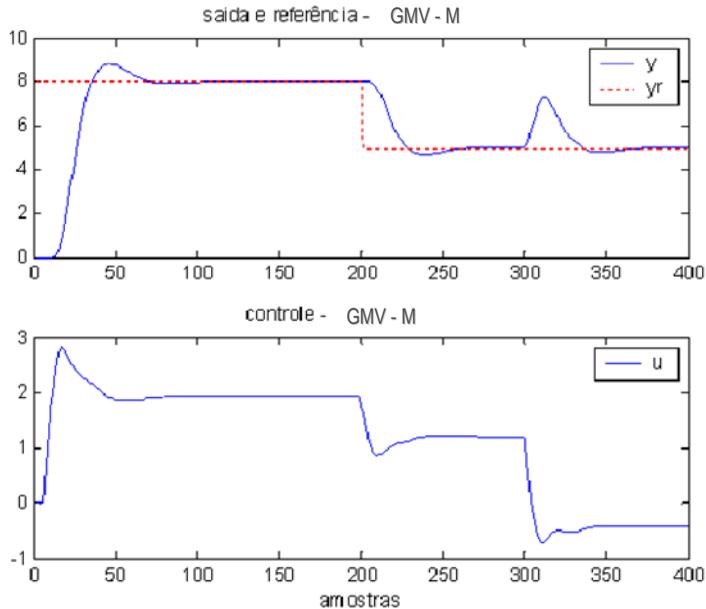


Figura 5.14 – Respostas temporais em malha fechada para o processo com atraso de transporte sem ruído de medição.

5.5 COMPARATIVO GERAL

Na tabela (5.9) pode-se observar vantagens e desvantagens das técnicas de controle simuladas, levando-se em consideração apenas os estudos de caso abordados neste trabalho.

Tabela 5.9 - Quadro resumo das vantagens e desvantagens das estratégias de controle.

	VANTAGENS	DESVANTAGENS
GMV	<ul style="list-style-type: none"> - Sintonia de um único parâmetro; - Compensação da fase não mínima. 	<ul style="list-style-type: none"> - Pode apresentar dificuldades com processos não lineares ou oscilatórios.
GMV-M	<ul style="list-style-type: none"> - Maior flexibilidade para sintonia, com ponderação para diferentes objetivos de controle; - Compensação da fase não mínima; - Desempenho superior, comparando-se ao GMV e PID-GMV. 	<ul style="list-style-type: none"> - Maior grau de complexidade para sintonia devido a uma maior quantidade de parâmetros.
PID-GMV	<ul style="list-style-type: none"> - Pode ser aplicado mantendo-se a estrutura do PID; - Compensação da fase não mínima. 	<ul style="list-style-type: none"> - Pode apresentar dificuldades com processos não lineares ou oscilatórios.
PID-IMC	<ul style="list-style-type: none"> - Sintonia por um único parâmetro que determinada a constante de tempo de malha fechada; - Surpreendente desempenho e robustez. 	<ul style="list-style-type: none"> - Controla; - Não compensa completamente a fase não mínima.

5.6 CONCLUSÃO

Os algoritmos de controle por variância mínima foram avaliados, por meio de simulações em pacote computacional, em plantas encontradas em aplicações industriais.

As estratégias de controle selecionadas foram avaliadas utilizando a observação da resposta temporal tanto para seguimento de referência quanto para rejeição de perturbação, com ruído presente. Utilizou-se o índice de Shunta para quantificação dos resultados da sintonia.

Inicialmente foi apresentada a motivação, os objetivos, a estrutura e os processos ou plantas de interesse e envolvimento do autor para esta dissertação. Quatro tipos de plantas foram selecionadas para a validação das técnicas de controle apresentadas ao longo dos capítulos 2, 3, 4 e Apêndice A.

As plantas foram selecionadas com interesse prático e contém uma ótima amostra de casos reais com um certo ou alto grau de dificuldade em controlá-las, permitindo uma boa avaliação dos métodos de controle selecionadas. São elas:

- Com atraso de transporte (temperatura em tanque acoplado);
- Integradora com fase não mínima (nível de caldeira);
- Oscilatória (posição de pêndulo amortecido);
- Não Linear (nível em tanque acoplado).

As técnicas de controle foram avaliadas por simulação no capítulo 5, sendo:

- GMV;
- PID-GMV;
- GMV-M;
- PID-IMC,

onde uma atenção maior foi dada ao GMV-M, por ser uma contribuição desta dissertação.

De um modo geral, todas as estratégias estudadas são computacionalmente factíveis para implementação em controlador lógico programável, desde que se tenha o modelo da planta. O aspecto do custo computacional é da mesma ordem de grandeza dos algoritmos de controle PID. As técnicas GMV-M e PID-IMC apresentaram bom desempenho e superior, comparando-se com as outras duas, mesmo com ruído presente.

Dentro do propósito desta dissertação, numa parceria entre UFSC e Weg, de aumentar o conhecimento em plantas de grande interesse da Weg e técnicas de controle avançadas, o aprofundamento e conhecimentos específicos foram obtidos, atingindo o objetivo proposto.

Com a filosofia de melhoria contínua e evolução, ficam a seguir sugestões de trabalhos futuros.

6.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

- Avaliar outros modelos de plantas presentes na indústria;
- Verificar a possibilidade de sintonizar outras configurações de malha PID, GMV e GPC e uso de filtros;
- Sintonia de controladores, incluindo restrições tanto nos parâmetros de sintonia, como no sinal de controle e da saída;
- Explorar a abordagem adaptativa dos algoritmos de sintonia;
- Explorar a possibilidade de desenvolver em CLP algoritmos generalizados aplicáveis a uma variedade de processos;
- Utilizar uma estrutura dedicada para planta integradora;
- Implementar “Performance Assessment”.

6.2 CITAÇÃO FINAL

Um importante elemento para educação e desenvolvimento de tecnologia no país é a aproximação das universidades às indústrias e vice-versa. Os benefícios são mútuos à medida que é trazida para o meio acadêmico uma maior compreensão sobre os problemas do mundo real e são transferidos conhecimentos atualizados de volta para o meio industrial (Murray *et al.*, 2003).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Aguirre, L. A.; Silva, A. P. A.; Campos, M. F. M. e Amaral, W. C. (2007a). Enciclopédia de Automática: Controle e Automação, Vol. 3, Capítulo 3, Ed. Blucher.
- Aguirre, L. A.; Silva, A. P. A.; Campos, M. F. M. e Amaral, W. C. (2007b). Enciclopédia de Automática: Controle e Automação, Vol. 2, Capítulo 12, Ed. Blucher.
- Aguirre, L. A.; Silva, A. P. A.; Campos, M. F. M. e Amaral, W. C. (2007c). Enciclopédia de Automática: Controle e Automação, Vol. 2, Capítulo 13, Ed. Blucher.
- Asano, K. e Morari, M. (1998). Interaction Measure of Tension-Thickness Control in Tandem Cold Rolling. *Control Engineering Practice*, Vol. 6, pp. 1021-1027.
- Asano, M. e Yamamoto, T. (2001). A Design of Self-Tuning Predictive PID Controllers. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E84-A, No. 7, pp. 1779-1783.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (1984). Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins. *Automatica*, 1984, Vol. 20, pp. 645-651.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (1995). PID Controllers: Theory, Design and Tuning, 2nd ed. Research Triangle Park, NC, USA:Instrument Society of America.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2000a). Advanced PID Control. ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2000b). Benchmark Systems for PID Control, *IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, Terrassa, Spain.

- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2004). Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, Vol. 14, pp. 635-650.
- Balestrino A.; Landi A.; Medaglia M. e Satler M. (2006). Performance Indices and Tuning in Process Control. *14th Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 1-6.
- Bobál, V.; Böhm, J.; Fessl, J. e Macháček, J. (2005). *Digital Self-Tuning Controllers*, Springer.
- Brosilow C. e Joseph B. (2002). *Techniques of Model-Based Control*. Prentice Hall. (Series: Prentice-Hall international series in the physical and chemical engineering sciences).
- Cameron, F. e Seborg, D.E. (1983). A Self-Tuning Controller with PID Structure. *International Journal of Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 401-417.
- Cao, S. e Rhinehart, R. R. (1995). An Efficient Method of On-Line Identification of Steady State. *Journal of Process Control*, Vol. 5, pp. 363-374.
- Caon Jr., José R. (1999). *Controladores PID Industriais com Sintonia Automática por Realimentação*, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos.
- Clarke, D.W. e P.J. Gawthrop (1975). Self-Tuning Controller, *IEE Proc.*, v.112, p.929-934.
- Clarke, D. W.; Mohtadi, C. e Tuffs, P.S. (1987). Generalized Predictive Control. Part I and II. The Basic Algorithm. *Automatica*, Vol. 23, No. 2, pp. 137-160.
- Coelho, A.A.R. e L.V.R. Arruda (1988). Implementação do Controlador Auto-Ajustável com Detecção de Ruptura do Modelo, 3^o Congresso Nacional de Automação Industrial, São Paulo, SP, p.308-313.

- Coelho, L. S.; Sumar, R. R.; Almeida, O. M.; Coelho, A. A. R. (2001). Predictive Control of a Nonlinear Process Using Multiple Models: Evolutionary and Adaptive Approaches. *6th Online World Conf. on Soft Computing in Ind. Applications*, pp. 179-190.
- Coelho, A. A. R. e Coelho, L. S. (2004). Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares, Editora da UFSC.
- Coleman, B. e Joseph, B. (2002). *Techniques of Model-Based Control*.
- Cogni, M. A. (2003). Análise e Projeto de um Sistema de Controle de Nível do Evaporador em Caldeiras, Trabalho de Conclusão de Curso de Especialização em Controle, Acionamentos Elétricos e Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- Cunha, M. J.; Brandão, D. e Pinotti, M. (2008). Identificação de Sistemas em Ambiente Fieldbus. *Revista Mecatrônica Atual – Automação Industrial de Processos e Manufatura*, No. 37, Editora Saber Ltda.
- Desborough, L.; Miller, R. e Nordh, P. (2000). *Regulatory Control Survey*, Honeywell.
- Desborough, L. e Miller, R. (2001). *Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring - Honeywell's Experience*, CPC VI., Arizona, pp. 172-192.
- DeVries, W. R. e Wu, S. M. (1978). Evaluation of Process Control Effectiveness and Diagnosis of Variation in Paper Basis Weight via Multivariate Time-Series Analysis, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 23, pp. 702-708.
- Diehl, J. (2004). Preprocessing and Visualization, *Seminar Data Mining in WS*, pp. 1-21.
- Edwards, W. J.; Thomas, P. J.; Gomez, G. e Goodwin, G. C. (1995). A Review of Thickness Control on Reversing Cold Rolling Mills. *Proceedings of Control'95*, pp. 129-134.

- Favier, G. e Hassani, M. (1982), Multivariable Self-Tuning Controllers Based on Generalized Minimum Variance. Strategy, Proc. of 21th IEEE CDC, Orlando, USA.
- Filip, I.; Prosteian, O. e Szeidert, I. (2006). Adaptive Fuzzy Controller and Adaptive Self-Tuning Controller: Comparative Analysis for the Excitation Control of a Synchronous Generator, *7th WSEAS International Conference on Automation & Information*, pp. 89-94.
- Friman, M. e Waller, K. V. (1997). A Two-Channel Relay for Autotuning, *Ind. Eng. Chem. Res.* 1997, Vol. 36, pp. 2662-2671.
- Furuta, K.; Kosuge, K. e Kobayashi, K. (1989). VSS-Type Self-Tuning Control of Direct-Drive Motor, *Proc. of IECON*, pp. 281-286.
- Garcia, C. E. e Morari, M. (1982). Internal Model Control 1: A Unified Review and Some New Results. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, Vol. 21, pp. 308.
- Garcia, C. E.; Prett, D. M. e Morari, M. (1989). Model Predictive Control: Theory and Practice - A Survey. *Automatica*, Vol. 25, pp. 335-348.
- Gawthrop, P. T. (1986). Self-Tuning PID Controllers: Algorithm and Implementation. *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 31, pp. 201-209.
- Grégoire M.; Desbiens A. e Richard É. (1999). Development of an Auto-tuning PID and Applications to the Pulp and Paper Industry , *Third International Conference on Industrial Automation, Montréal, Canada*, pp. 3.5-3.8.
- Gude, J. J.; Kahoraho, E. e Etxaniz, J. (2006). Practical Aspects of PID Controllers: An Industrial Experience. *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, ETFA'06*, pp. 870 - 878.
- Gyöngy, I. J. e Clarke, D. W. (2005). On the Automatic Tuning and Adaptation of PID Controllers. *Control Engineering Practice*, Vol. 14, pp. 149-163.

- Hadjiski, M.; Strmcnik, S.; Boshnakov, K.; Gerksic, S.; Christova, N. e Kocijan, J. (2003). On-Line Control Performance Monitor with Robust Properties, *Industrial Technology, IEEE International Conference*, Vol. 2, pp. 918-923.
- Hågglund, T. (1995). A Control-Loop Performance Monitoring, *Control Engineering Practice*, Vol. 3, pp. 1543-1551.
- Hågglund, T. e Åström, K. J. (2000). Supervision of Adaptive Control Algorithms. *Automatica*, Vol. 36, pp. 1171-1180.
- Hågglund, T. e Åström, K. J. (2002). Revisiting the Ziegler-Nichols Tuning Rules for PI Control. *Asian Journal of Control*, Vol. 4, pp. 364-380.
- Hang, C. C. ; Lee, T. H. e Ho, W. K. (1993). Adaptive Control. Instrument Society of America.
- Hang C. C.; Åström K. J. e Wang Q. G. (2002). Relay Feedback Auto-tuning of Process Controllers - A Tutorial Review. *Journal of Process Control*, Vol. 12, pp. 143-162.
- Harris, T. J. (1989). Assessment of Control Loop Performance, *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, Vol. 67, pp. 856-861.
- Harris, T. J. e Seppala, C. T. (2002). Recent Developments in Controller Performance Monitoring and Assessment Techniques, *Chem.Proc. Control-VI, AIChE Symposium Series No. 326*, Vol. 98, pp. 208-222.
- Huang, H. P. e Jeng, J-C. (2002). Monitoring and Assessment of Performance for Single Loop Control Systems. *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol. 41, pp. 1297-1309.
- IJofriet, P. J.; Seppala, C.; Harvey, M.; Surgenor, B. e Harris, T. J. (1996). An Expert System for Control Loop Performance, *Pulp & Paper Canada*, vol. 97, pp. 207-211.
- Jen, Y. e Lee, C. (1992). Robust Speed Control of a Pump-Controlled Motor System, *IEE Proceedings*, pp. 503-510.

- Johnson, M. A. e Moradi, M. H. (2005). PID Control - New Identification and Design Methods. Springer-Verlag, London.
- Kinney, T. (2004). Using a Performance Monitor to Connect to a Historical Database, *ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society*, pp. 1-5.
- Kirecci, A.; Eker, I. e Dulger, L. C. (2003). Self-Tuning as Conventional Method, *Electrical Engineering*, pp. 101-107.
- Knihs, V. L.; Cologni, M. A. e Coelho, A. A. R. (2007). Estudo Comparativo de Três Métodos de Controle para uma Planta com Atraso de Transporte. *Revista C & I. Controle & Instrumentação*, No. 130, pp. 50-57.
- Knihs, V. L.; Franca, A. A.; Silveira, A. S.; Gomes, F. J. G. e Coelho, A. A. R. (2010a). Aplicação da Sintonia IMC no Controlador PID em Sistemas Não Lineares Simulados com ScicosLab. In: IX Conferência Internacional de Aplicações Industriais, São Paulo, Vol. 1. pp. 1-6.
- Knihs, V. L.; Franca, A. A.; Silveira, A. S.; Gomes, F. J. G. e Coelho, A. A. R. (2010b). Avaliação e Projeto de um Controlador Self-Tuning na Estabilização de Sistemas Oscilatórios. In: IX Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Vol. 1. pp. 7-12.
- Kugi, A.; Novak, R.; Schlacher, K. e Aistleitner, K. (2000). A Flatness Based Approach for the Thickness Control in Rolling Mills. *XIV International Symposium of Mathematical Theory of Networks and Systems MTNS'00, CD - publication*, Perpignan, France, Junho 19-23.
- Landau, I. D. (1998). The R-S-T digital controller design and applications. *Control Engineering Practice* 6 155-165.
- Levine, W. S. (1996). The Control Handbook. CRC Press, Boca Raton, FL.
- Lim, C. M. e Hiyama, T. (1990). Self-Tuning Control Scheme for Stability Enhancement of Multimachine Power Systems, *IEEE Proceedings*, pp. 269-275.

- Lo, W. L.; Rad, A. B e Tsang K. M. (1999). Auto-tuning of Output Predictive PI Controller. *ISA Transactions*, Vol. 38, pp. 25-36.
- Luo, R.; Qin, S.J. e Chen D. (1998). A New Approach to Closed Loop Autotuning for PID Controllers. *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol. 37, pp. 2462 -2468.
- Luyben, W. L. (1996). Tuning Proportional-Integral-Derivative Controllers for Integrator/Deadtime Processes. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 35, pp. 3480-3483.
- Majhi, S. e Litz, L. (2003). On-line Tuning of PID Controllers. *Proceedings of the American Control Conference*, Vol.6, pp. 5003-5004.
- Malik, O. P.; Hope, G S e Cheng, S J. (1991). Some Issues on the Practical Use of the Recursive Least Squares Identification in Self-Tuning Control. *International Journal of Control*, Vol. 53, pp. 1021-1033.
- Monnerat, N. L. P. M. (2007). Desenvolvimento e Implementação de um Filtro para Redução de Ruído em Giroscópio DTG. Tese de Doutorado, Engenharia Civil, Universidade Federal do Rio de Janeiro, RJ.
- Moudgalya, K. M. (2007). *Digital Control*.
- Murray, R. M.; Åström, K. J.; Boyd, S.P.; Brockett, R.W. e Stein, G. (2003). Future Directions in Control in an Information-Rich World. *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 23, pp. 20-33.
- Normey-Rico, J. E. e Camacho E. F. (2007). Control of Dead-time Processes, Springer-Verlag London Limited.
- O'Dwyer, A. (2000). A Summary of PI and PID Controller Tuning Rules for Processes with Time Delay. Part 2: PID Controller Tuning Rules, Preprints of PID'00 – *IFAC Workshop on Digital Control – Past, Present and Future of PID Control*, Terrassa, Spain, April, pp. 242-247.

- Oliveira, M. A. (2004). Controle PID Preditivo para Plantas com Atraso de Transporte: Estudo de Caso em um Laminador, Trabalho de Conclusão de Curso do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- Park J. e Mackay S. (2003). Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems, Newnes, Elsevier.
- Park, H. C.; Koo, D. G.; Youn, J. H.; Lee, J. e Sung S. W. (2004). Relay Feedback Approaches for the Identification of Hammerstein-Type Nonlinear Processes. *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol. 43, pp. 735-740.
- Qin, S. J. e Badgwell, T. A. (2003) A Survey of Industrial Model Predictive Control Technology. *Control Engineering Practice*, Vol. 11, pp. 733-764..
- Pi-Mira, J.; Mateo, E.; Sarrate, R. e Quevedo, J. (1999). A Three-stage Automatic PID Tuning System. *Proceedings European Control Conference, ECC'99 Publications*.
- Pi-Mira, J.; Mateo, E.; Sarrate, R. e Quevedo, J. (2000). LS-3000 Digital PID Controller. *IFAC Digital Control : Past, Present and Future of PID Control*, pp. 409-415.
- Popescu, D.; Tambozi, G. e Petrescu, C. (2000). Some Considerations about the Refinements and the Accuracy of PID Controllers. *IFAC Digital Control: Past, Present, and Future of Pid Control*, Volume from the Ifac Workshop, pp. 247-252, Terrassa, Spain.
- Ramos, M. A. P.; Marquez, E. Q. M. e Jimenez, J. T. (2004). Automatic Intelligent Initialization for a Modified Generalized Minimum Variance Controller. *5th Asian Control Conference*, Vol. 2, pp. 1232-1239.
- Reis, L. L. N. (2008). Modelagem e Controle Preditivo Aplicado a um Sistema de Acionamento com Motor de Relutância Variável, *Tese de Doutorado*, UFSC.

- Rice, R. e Cooper D. J. (2002). Design and Tuning of PID Controllers for Integrating (Non-Self Regulating) Processes. *Proc. ISA 2002 Annual Meeting*, pp. 424-434, Chicago, IL.
- Rivera, D. E.; Morari, M. e Skogestad, S. (1986). Internal Model Control: PID controller design. *Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development*, Vol. 25, pp. 252-265.
- Roffel, B.; P.J. Vermeer e P.A. Chin (1989). *Simulation and Implementation of Self-Tuning Controllers*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- Ruel, Michael (2003). Using Filtering to Improve Performance. *ISA Expo 2003*, pp. 21-23 October, Houston, TX.
- Saleh, R. A. F. e Bolton, H. R. (2001). Comparison of an Adaptive Stabilizer and a Fuzzy Logic Stabilizer for Superconducting Generator Governor Control, *Electric Power Systems Research*, pp. 65-71.
- Santos, J.E.S. (1998). *Critérios de Desempenho e Aspectos de Robustez na Síntese de Controladores Preditivos Adaptativos*. Dissertação de Mestrado, Departamento de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Seborg D. E.; Edgar T. F. e Mellichamp D.A. (2004). *Process Dynamics and Control*. 2nd ed., John Wiley & Sons.
- Semino, D. e Scali, C. (1998). Improved Identification and Autotuning of PI Controllers for MIMO Processes by Relay Techniques. *J. Proc. Cont.* Vol. 8, pp. 219-227.
- Shunta, J. P. (1995). *Achieving World Class Manufacturing Through Process Control*, NJ.
- Skogestad S. (2003). Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning. *Journal of Process Control*, Vol. 19, pp. 291-309.
- Strang, G. (1988). *Linear Algebra and its Applications*. Harcourt Brace Jovanovich, Inc., 3rd ed.

- Swanda, A. P. e Seborg, D. E. (1999), Controller Performance Assessment Based on Setpoint Response Data, *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 3863-3867.
- Takada, H. (1998). Process Health Monitoring Applications in Chemical Facilities, *Insights* 98.
- Thornhill, N. F. e Hågglund, T. (1997). Detection and Diagnosis of Oscillation in Control Loops, *Control Engineering Practice*, vol. 5, pp. 1343-1354.
- Thornhill, N. F. (2000). Control Loop Performance Assessment - Report, *IEE Concepts for Automation and Control Professional Network*, Savoy Place, London.
- Thornhill, N. F.; Choudhury, M. A. A. S. e Shah, S. L. (2004). The Impact of Compression on Data-Driven Process Analyses, *Journal of Process Control*, pp. 389-398.
- VanDoren, V. (2003). Techniques for Adaptive Control.
- Xiong, Q; Cai W. J. e He M.. (2006). A Practical Decentralized PID Auto-Tuning Method For TITO Systems Under Closed-Loop Control. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, Vol. 2, pp. 305-322.
- Wang, L. e Cluett, W. R. (2000). *From Plant Data to Process Control*, Taylor & Francis.
- Wood, R. K. e Berry, M. W (1973). Terminal Composition of a Binary Distillation Column. *Chemical. Engineering Sciences*, Vol. 28, pp. 1707-1717.
- Zhuang, M. e Atherton, D. P.(1993). Automatic Tuning of Optimum PID Controllers. *IEEE Proceedings Control Theory and Applications*, Vol. 140, pp. 216-224.
- Ziegler, J. G. e Nichols, N. B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, Vol. 64, pp. 759-768.

APÊNDICE A – PROJETO PID-IMC

A.1 INTRODUÇÃO

O controlador PID é um dispositivo de controle marcante na indústria de processos com implementações em sistemas embarcados, controladores lógicos programáveis, sistemas de controle distribuído ou em softwares comerciais. Do ponto de vista da simplicidade e eficiência o controlador PID representa uma solução dinâmica adequada no controle de várias aplicações industriais (Aguirre, 2007b).

Quando a planta controlada apresenta dinâmica complexa e limitações operacionais ou tecnológicas, o desempenho do controlador PID torna-se inadequado e, em muitos casos, não assegurando estabilidade assintótica no sistema de controle de malha fechada (Gude *et al.*, 2006).

Muitas metodologias para ajustar os ganhos e incrementar o desempenho do controlador PID têm sido apresentadas na literatura da engenharia de controle de processos e enquadram-se nas seguintes concepções:

- i) Métodos clássicos (Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, Abbas, AMIGO, alocação de pólos, otimização);
- ii) Métodos avançados (variância mínima, gain scheduling, auto-tuning, self-tuning, nebuloso).

O número crescente de estudo de casos e publicações relacionadas ao controlador PID com hibridização com métodos avançados tem sido reportado mostrando a importância deste tipo de projeto de controle para fins da indústria.

Neste apêndice é discutida a combinação do projeto de Controle por Modelo Interno (IMC - Internal Model Control) na sintonia do controle PID digital visando melhorar o comportamento dinâmico e torná-lo apto a tratar uma ampla faixa de sistemas dinâmicos.

A idéia da estratégia de controle IMC pode ter sido originada a partir do compensador de atraso de transporte de Smith, no início dos

anos 60. Do ponto de vista conceitual o projeto do controlador IMC foi proposto por Garcia e Morari em 1982.

A principal característica do projeto IMC é a estrutura simples da lei de controle, com poucos parâmetros para sintonia on-line e a facilidade de interpretação de calibração (por exemplo, pode-se associar a dinâmica da planta de malha fechada com a resposta de um sistema de primeira ordem, sendo a constante de tempo determinante na qualidade da estabilidade de malha fechada) (Garcia *et al.*, 1989).

O IMC pode melhorar a robustez e desempenho do controle em sistemas com longo atraso de transporte e cuja compensação de realimentação ajuda, adicionalmente, no tratamento de incertezas e perturbações.

A técnica IMC trata aplicações monovariáveis e multivariáveis em ambientes contínuos e discretos. Estudos de estabilidade e robustez têm sido reportados em sistemas de controle lineares e não lineares. A partir de 1990 observam-se pesquisas em IMC inteligente, IMC com restrições, IMC multivariável, entre outras, e que persistem até hoje. Aplicações efetivas do IMC em processos industriais e como torná-lo um dispositivo de propósito geral em ambientes microcontrolados são áreas de pesquisa de interesse.

O controlador IMC pode ser combinado com estruturas adaptativas, preditivas, fuzzy e redes neurais. Como uma metodologia de controle baseado em modelo o IMC pode também ser hibridizado com o controlador PID.

A.2 PROJETO DIGITAL DO CONTROLADOR IMC

A principal idéia do IMC é conectar o modelo da planta em paralelo com a planta real e direcionar o controlador para ter a forma da dinâmica inversa do modelo. O sucesso do IMC está acoplado a precisão do modelo da planta aplicado no projeto.

Para sistemas de controle SISO o IMC emprega o inverso da parte de fase mínima do modelo e adiciona um filtro passa-baixa com parâmetro de sintonia visando garantir a implementação do sinal de controle, estabilidade e robustez de malha (assegurar um adequado desempenho de controle frente as especificações de projeto apresentadas).

A figura (A.1) ilustra a topologia do controlador IMC.

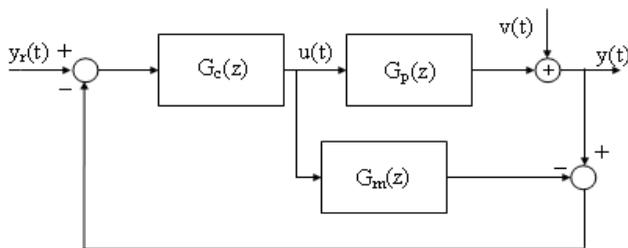


Figura A.1 - Diagrama de controle da estrutura IMC.

Assumindo que o sistema de controle de malha fechada é estável, a seguinte relação pode ser obtida:

$$y(t) = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1 + G_c(z)\{G_p(z) - G_m(z)\}} y_r(t) + \frac{\{1 - G_c(z)G_m(z)\}}{1 + G_c(z)\{G_p(z) - G_m(z)\}} v(t). \quad (\text{A.1})$$

Sob a suposição da modelagem perfeita, $G_p(z) = G_m(z)$, e com $G_m(z)$ de fase mínima, então $G_c(z) = G_m^{-1}(z)$. Como pode ser observado pela equação (A.1), perturbações podem ser eliminadas (offset nulo – “reference tracking and disturbance rejection”) e um desbalanceamento do modelo frente a planta é direcionado na malha adicional garantindo ainda estabilidade na planta controlada (comportamento robusto).

A.2.1 Propriedades do IMC

Estabilidade Dual: Assumindo que $G_p(z) = G_m(z)$ e, se o controlador e processo são estáveis, então a estrutura de controle IMC garante estabilidade de malha fechada.

Controle Perfeito: Assumindo que $G_p(z) = G_m(z)$ e, se o sistema em malha fechada é estável, enquanto $G_c(z) = G_m^{-1}(z)$, então apresenta erro nulo em regime permanente para a saída na presença de mudanças na referência e rejeita perturbações de carga.

Observações:

- Da estrutura IMC observa-se que para uma entrada externa o sistema IMC tem a estrutura de um sistema em malha aberta se não existe erro de modelagem;

- Na realimentação tem-se mensurada a perturbação da saída e realimentada a entrada do controlador. Através de um controle feedforward a influência da perturbação pode ser “parcialmente” eliminada. Logo, a estabilidade do sistema de malha fechada fica dependente da estabilidade da passagem feedforward;
- O controle IMC tem uma melhor dinâmica e robustez se comparado com o controle de realimentação tradicional.

Para plantas industriais as estratégias de controle avançadas como os controladores preditivo e IMC baseiam-se em modelos discretos. A seguir, apresenta-se o projeto do IMC e sua correlação na sintonia do controlador PID.

Primeiro, deve-se assumir o modelo do processo do tipo CAR (Controlled Auto-Regressive) expresso como

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t),$$

onde $y(t)$ é a saída do sistema, $u(t)$ é o sinal de controle, $A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{na}z^{-na}$ são os pólos em malha aberta, $B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{nb}z^{-nb}$ são os zeros em malha aberta, $k \geq 1$ é o atraso de transporte discreto (múltiplo inteiro do período de amostragem) e, dividir o modelo CAR em duas parcelas, isto é,

$$G_m(z) = G_m^+(z)G_m^-(z) = z^{-k} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \quad (\text{A.2})$$

onde $G_m^+(z)$ contém a parcela de fase não mínima e o atraso de transporte discreto z^{-k} enquanto que $G_m^-(z)$ contém a parcela de fase mínima. Assim, a função de transferência do controlador IMC assume a forma

$$G_c(z) = \frac{1}{G_m^-(z)}.$$

Segundo, deve-se conectar um filtro digital passa-baixa em série com o controlador IMC para garantir tanto uma estrutura causal como estabilidade de malha fechada, ou seja,

$$G_c(z) = \frac{F(z)}{G_m^-(z)}. \quad (\text{A.3})$$

Assumindo $G_p(z) = G_m(z)$, a equação de malha fechada, equação (A.1), torna-se

$$y(t) = G_p(z)G_c(z)y_r(t) + \{1 - G_c(z)G_p(z)\}v(t)$$

e com o resultado das equações (A.2) e (A.3), chega-se a seguinte expressão:

$$y(t) = F(z)G_m^+(z)y_r(t) + \{1 - F(z)G_m^+(z)\}v(t). \quad (\text{A.4})$$

Note pela equação (A.4) que o IMC proporciona compensação do atraso de transporte, o filtro qualifica a forma do rastreamento da referência e rejeição da perturbação e, em regime permanente, o controlador garante respostas sem offset.

A.3 MAPEAMENTO ENTRE O IMC E O CONTROLADOR PID

O sistema de controle IMC pode ser representado de forma equivalente ao sistema de controle de realimentação clássico, isto é, o diagrama de blocos da figura (A.1) pode ser rearranjado nas seguintes formas (caso sem perturbação):

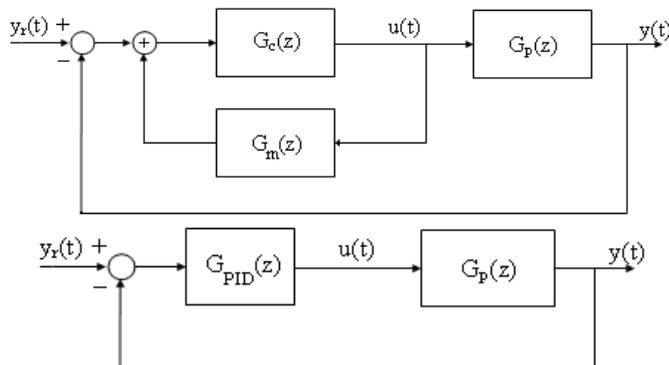


Figura A.2 - Diagrama de blocos do IMC e PID.

Comparando os dois sistemas de controle da figura (A.2), o controlador PID assume a forma

$$G_{\text{PID}}(z) = \frac{G_c(z)}{1 - G_c(z)G_m(z)}. \quad (\text{A.5})$$

Um filtro digital de primeira ordem é selecionado e é representado por

$$F(z) = \frac{b_f z^{-1}}{(1 - a_f z^{-1})} = \frac{(1 - \alpha)z^{-1}}{(1 - \alpha z^{-1})}, \quad (\text{A.6})$$

sendo $a_f = \alpha = \exp(-T_s / \lambda)$, $b_f = (1 - a_f) = (1 - \alpha)$ e λ é uma constante, selecionada pelo usuário, que regula a velocidade de resposta.

No sentido de processos industriais, o modelo matemático de segunda ordem abrange diversas situações encontradas na prática, ou seja,

$$y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_0 u(t-k-1) + b_1 u(t-k-2). \quad (\text{A.7})$$

De acordo com o procedimento de projeto IMC e do modelo da equação (A.7), a síntese do controlador PID é dada através de

$$G_{\text{PID}}(z) = \frac{G_c(z)}{1 - G_c(z)G_m(z)} = \frac{\{G_m^-(z)\}^{-1}}{F^{-1}(z) - G_m^+(z)}.$$

$$G_{\text{PID}}(z) = \frac{b_f}{(b_0 + b_1 z^{-1})} \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(1 - a_f z^{-1} - b_f z^{-k-1})}. \quad (\text{A.8})$$

Para obtenção da sintonia do PID considere o controlador PID ideal contínuo

$$u(t) = K_c \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\},$$

onde a forma discreta assume a forma

$$u(t) = K_c e(t) + \frac{K_c T_s}{T_i} \sum_{i=1}^t e(i) + \frac{K_c T_d}{T_s} \{e(t) - e(t-1)\} ,$$

e cuja representação recursiva por função de transferência é

$$G_{\text{PID}}(z) = \frac{u(t)}{e(t)} = \left[\frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})} \right] \quad (\text{A.9})$$

$$q_0 = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s}\right); \quad q_1 = -K_c \left(1 + 2 \frac{T_d}{T_s}\right); \quad q_2 = K_c \frac{T_d}{T_s} .$$

A lei de controle PID digital ideal da equação (A.9) está na forma incremental onde a aproximação forward é aplicada na parcela integral e a diferença de primeira ordem na parcela da derivada.

Sejam as seguintes simplificações implementadas:

$$b_0 + b_1 z^{-1} \approx b_0 + b_1 ,$$

$$1 - a_f z^{-1} - (1 - a_f) z^{-k-1} = (1 - z^{-1}) \{ [1 + (1 - a_f) z^{-1} + \dots + (1 - a_f) z^{-k}] \Big|_{z=1} \} \approx (1 - z^{-1}) \{1 + k(1 - a_f)\}$$

que são introduzidas de modo a não afetar o ganho do controlador e remover os pólos indesejáveis do mesmo (evitar inadequação ou instabilidade de malha).

De modo a garantir a estrutura de controle PID, é possível reescrever a equação (A.8) como

$$G_{\text{PID}}(z) = \frac{b_f}{(b_0 + b_1)} \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{\{1 + k(1 - a_f)\} (1 - z^{-1})} \quad (\text{A.10})$$

e as equações (A.9) e (A.10) relacionam-se pelas seguintes equações:

$$\bar{K} = \frac{b_f}{(b_0 + b_1)\{1 + k(1 - a_f)\}} \quad (\text{A.11})$$

$$\bar{K} = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s}\right)$$

$$\bar{K}a_1 = -K_c \left(1 + 2\frac{T_d}{T_s}\right) \quad (\text{A.12})$$

$$\bar{K}a_2 = K_c \frac{T_d}{T_s} .$$

Portanto, as equações de sintonia do controlador PID assumem a forma

$$K_c = -\bar{K}(a_1 + 2a_2) \quad (\text{A.13})$$

$$T_i = \frac{-(a_1 + 2a_2)T_s}{(1 + a_1 + a_2)} \quad (\text{A.14})$$

$$T_d = \frac{-a_2 T_s}{(a_1 + 2a_2)} \quad (\text{A.15})$$

Observações:

- O ajuste da dinâmica em malha fechada da equação (A.6) é interessante do ponto de vista de um comportamento conservativo na prática industrial;
- As considerações de projeto para imposição da estrutura PID, tais como

$$B(z^{-1}) \approx B(1) = b_0 + b_1 ,$$

$$1 - a_f z^{-1} - b_f z^{-k-1} \approx (1 - z^{-1})\{1 + k(1 - a_f)\} ,$$

são conduzidas de modo a não afetar o ganho do controlador e remover os pólos da função de transferência do controlador. Isto é vantajoso em situações experimentais onde a presença de pelo menos um deles com parte real negativa, no interior do círculo unitário no plano- z , produz oscilações no controle e excessiva variabilidade na variável controlada;

- O parâmetro ajustável α , associado a constante de tempo de malha fechada no projeto do controlador, calibra a resposta de malha fechada da planta controlada em função das especificações de projeto como, por exemplo, o tempo de resposta (velocidade da resposta).

APÊNDICE B - ALGORÍTMO DO REGULADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA

```

clear all, close all, clc
% ----- Condições iniciais
nit = 400;y(1:5) = 0;z(1:5) = 0;u(1:nit) = 0;
% ----- Ruído
x = rand(nit,1);    % Média 0.5 e variância 0.083
rand('state',0);
y = 2*x - 1;        % Média nula e variância 0.33
e = sqrt(3)*y;      % Média nula e variância 1
% ----- Simulação
for k = 5:(nit/2)
% ----- Saída da planta em malha aberta
    y(k) = 0.5*y(k-1) + 0.1*y(k-2) + u(k-1) + e(k) + 0.2*e(k-1);
end
for k = (nit/2):nit
% ----- Saída da planta sob o regulador de variância mínima
    y(k) = 0.5*y(k-1) + 0.1*y(k-2) + u(k-1) + e(k) + 0.2*e(k-1);
% ----- Lei de controle
    u(k) = -0.7*y(k) - 0.1*y(k-1);
end
dspd1 = std(y(1:nit/2))*ones(1,nit/2);
dspd2 = std(y(nit/2:nit))*ones(1,nit/2);
% ----- Resultados
dspd = [dspd1 dspd2];
t = 1:nit;
subplot(211),plot(t,y(t),t,dspd,t,-dspd),title('saída'),xlabel('amostra');
subplot(212),plot(t,u(t)),title('controle'),xlabel('amostra');

```


APÊNDICE C – ALGORÍTMO DE CONTROLE GMV DIRETO

```

clear all, close all, clc
% ----- Condições iniciais
y = zeros(1,5);u = zeros(1,5);erro = zeros(1,5);eest = zeros(1,5);
teta = 0.5*ones(1,5);nit = 300;
p0 = 1;t_0 = 1;lambda = 3.5;p = 1000*eye(5);
% ----- Referência
yr(1:100) = 1;yr(101:200) = 4;yr(201:300) = 2;
% ----- Simulação
for k = 5:nit
% ----- Saída do processo
y(k) = 0.2*y(k-1) + u(k-2) + 0.5*u(k-3);
erro(k) = yr(k) - y(k);
% ----- Estimador dos MQR
vm = [y(k-2) u(k-2) u(k-3) u(k-4) -yr(k-2)];
yhat = vm*teta';
fi(k) = p0*y(k) - t_0*yr(k-2) + lambda*u(k-2) - lambda*u(k-3);
eest(k) = fi(k) - yhat;
ganho = (p*vm)/(1 + vm*p*vm');
teta = teta + (ganho')*eest(k);
p = p - ganho*(1 + vm*p*vm')*(ganho');
s0(k) = teta(1,1);
r0(k) = teta(1,2);r1(k) = teta(1,3);r2(k) = teta(1,4);
t0(k) = teta(1,5);
% ----- Lei de controle
u(k) = (t0*yr(k) - s0*y(k) - r1*u(k-1) - r2*u(k-2))/(r0);
end
% ----- Resultados
t = 1:nit;
subplot(311),plot(t,y(t),t,yr(t)),title('saida e referência'),xlabel('amostra');
subplot(312),plot(t,u(t)),title('controle'),xlabel('amostra');
subplot(313),plot(t,erro(t)),title('erro do sistema'),xlabel('amostra');

```


APÊNDICE D – ALGORÍTMO DO CONTROLADOR PID DE ROFFEL (PID-GMV)

```

clear all, close all, clc
% ----- Condições iniciais
y(1:5) = 0;u(1:5) = 0;eest(1:5) = 0;erro(1:5) = 0;que1 = 8.5;
teta = [0.1 0.1 0.1 0.1];p = 2000*eye(4,4);nit = 450;ts = 0.5;
% ----- Referência
yr(1:150) = 2;yr(151:300) = 4;yr(301:450) = 2;
nps = [1]; dps = conv([1 1],[5.17 1]);
[npz,dpz] = c2dm(nps,dps,ts,'zoh');
% ----- Simulação
for k = 4:nit
% ----- Saída
    y(k) = -dpz(2)*y(k-1) - dpz(3)*y(k-2) + npz(2)*u(k-1) + npz(3)*u(k-2);
    erro(k) = yr(k) - y(k);
% ----- Estimador
    vm = [-y(k-1) -y(k-2) u(k-1) u(k-2)];
    yhat = vm*teta';eest(k) = y(k) - yhat;
    ganho = (p*vm') / (1 + vm*p*vm');
    teta = teta + (ganho')*eest(k);
    p = p - ganho*(1 + vm*p*vm')*(ganho');
    a1(k) = teta(1,1);a2(k) = teta(1,2);
    b0(k) = teta(1,3);b1(k) = teta(1,4);
    s0 = 1 - a1(k),s1 = a1(k) - a2(k);s2 = a2(k);
    que0 = 1/(b0(k) + b1(k) + que1);
% ----- Lei de controle
    kc(k) = -que0*(s1 + 2*s2);
    ti(k) = -((s1 + 2*s2)*ts)/(s0 + s1 + s2);
    td(k) = -(s2*ts)/(s1 + 2*s2);
    q0 = kc(k)*(1 + ts/ti(k) + td(k)/ts);
    q1 = -kc(k)*(1 + 2*td(k)/ts);
    q2 = kc(k)*td(k)/ts;
    u(k) = u(k-1) + q0*erro(k) + q1*erro(k-1) + q2*erro(k-2);
end
% ----- Resultados
figure(1)
t = 1:nit;
subplot(321),plot(t,y(t),t,yr(t)),title('saida e referência'),xlabel('amostra');

```

```
subplot(322),plot(t,u(t)),title('controle'),xlabel('amostra');  
subplot(323),plot(t,erro(t)),title('erro do sistema'),xlabel('amostra');  
subplot(324),plot(t,kc(t)),title('estimação de Kc'),xlabel('amostra');  
subplot(325),plot(t,ti(t)),title('estimação de Ti'),xlabel('amostra');  
subplot(326),plot(t,td(t)),title('estimação de Td'),xlabel('amostra');
```