

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE A REDAÇÃO FINAL DA  
DIPLOMAÇÃO DEFENDIDA POR Sergio Issamu  
Matsumoto E APROVADA PELA  
COMISSÃO JULGADORA EM 10/08/2000  
ORIENTADOR

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

**Controle Adaptativo de uma Plataforma**  
**Hidráulica de uma Colhedora Automotriz**

Autor : **Sergio Issamu Matsumoto**  
Orientador: **Prof. Dr. Eurípedes Guilherme de Oliveira Nóbrega**  
Co-orientador: **Prof. Dr. Paulo Sérgio Graziano Magalhães**

67/00

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
DEPARTAMENTO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL**

# **Controle Adaptativo de uma Plataforma Hidráulica de uma Colhedora Automotriz**

**Autor : Sergio Issamu Matsumoto**

**Orientador: Prof. Dr. Eurípedes Guilherme de Oliveira Nóbrega**

**Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Sérgio Graziano Magalhães**

**Curso: Engenharia Mecânica.**

**Área de concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico**

Dissertação de mestrado apresentada à comissão de Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Campinas, 2000

S.P. - Brasil



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	M429c
V.	Ex.
TOMBO BC/	43644
PROC.	16-392101
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREC.	R\$ 11,00
DATA	08/02/01
N.º CPD	



CM-00153262-4

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

M429c	<p>Matsumoto, Sergio Issamu</p> <p>Controle adaptativo de uma plataforma hidráulica de uma colhedora automotriz / Sergio Issamu Matsumoto. -- Campinas, SP: [s.n.], 2000.</p> <p>Orientadores: Eurípedes Guilherme de Oliveira Nóbrega; Paulo Sérgio Graziano Magalhães.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.</p> <p>1. Sistemas de controle ajustável. 2. Controle hidráulico. 3. Identificação de sistemas. I. Nóbrega, Eurípedes Guilherme de Oliveira. II. Magalhães, Paulo Sérgio Graziano. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. III. Título.</p>
-------	--

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
DEPARTAMENTO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Controle Adaptativo de uma Plataforma  
Hidráulica de uma Colhedora Automotriz**

Autor : Sergio Issamu Matsumoto

Orientador: Prof. Dr. Euripedes Guilherme de Oliveira Nóbrega

Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Sérgio Graziano Magalhães

---

**Prof. Dr. Paulo Sérgio Graziano Magalhães, Presidente  
Faculdade de Engenharia Agrícola - UNICAMP**

---

**Prof. Dr. Pablo Siqueira Meirelles  
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP**

---

**Prof. Dr. Akebo Yamakami  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP**

Campinas, 10 de Agosto de 2000

## **Dedicatória:**

Dedico este trabalho aos meus pais: Kenkichi e Yoko, que tanto me deram apoio e estímulo ao longo destes anos.

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE

## **Agradecimentos**

Este trabalho não poderia ser concluído sem a colaboração de diversas pessoas e órgãos às quais presto a minha homenagem:

Ao Prof. Dr. Eurípedes Guilherme de Oliveira Nóbrega, pela orientação e apoio no desenvolvimento do trabalho.

Ao Prof. Dr. Paulo Sérgio Graziano Magalhães, da Faculdade de Engenharia Agrícola da UNICAMP, pela co-orientação e auxílio nos experimentos.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, CNPq, pelo suporte financeiro.

A todos os professores da Faculdade de Engenharia Mecânica, que de uma maneira ou de outra, contribuíram para o desenvolvimento do trabalho.

Ao Departamento de Máquinas Agrícolas da Faculdade de Engenharia Agrícola da UNICAMP, que cedeu os laboratórios e equipamentos, que sem eles não poderia ser executado a parte experimental do trabalho.

Aos colegas do Departamento de Mecânica Computacional da FEM - UNICAMP, pela amizade e sugestões durante o transcorrer do meu curso de mestrado.

*O coração do entendido adquire o  
conhecimento, e o ouvido dos  
sábios busca a ciência.*

Provérbios 18:15

*Com a sabedoria se edifica a casa,  
e com a inteligência ela se firma; e  
pelo conhecimento se encherão as  
câmaras de todas as substâncias  
preciosas e delectáveis. Um varão  
sábio é forte, e o varão do  
conhecimento consolida a força.*

Provérbios 24:3-5

## Resumo

MATSUMOTO, Sergio Issamu, *Controle Adaptativo de uma Plataforma Hidráulica de uma Colhedora Automotriz*, Campinas,: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2000. 137 p. Dissertação (Mestrado)

Os sistemas hidráulicos têm aplicações em várias áreas, dentre elas na agricultura. Sendo que nesta área a maior utilização é nas máquinas agrícolas. Especificamente as máquinas colhedoras de grãos têm se utilizado de sistema hidráulico para regular a posição da altura da plataforma de corte. As técnicas atuais de controle da altura da plataforma de corte não têm apresentado uma boa eficiência, pois não conseguem acompanhar o perfil do solo, causando assim perdas significativas de grãos na colheita e até avarias na plataforma. Este trabalho tem por objetivo o estudo da aplicação de técnicas de controle adaptativo, do tipo auto-sintonizável, em uma plataforma hidráulica montada em laboratório, que procura reproduzir em tamanho reduzido uma plataforma de corte de uma colhedora de grãos. O objetivo é a avaliação de sua eficiência, o que foi estudado através da variação de determinados parâmetros de projeto. Inicialmente foi utilizado o método ERA (*"Eigensystem Realization Algorithm"*) para a identificação da ordem e dos parâmetros do sistema e posteriormente estudada a aplicação do método de controle adaptativo.

### *Palavras Chave*

Sistemas Hidráulicos, Controle Adaptativo, Identificação de Sistemas, Controle Auto-sintonizável

## Abstract

MATSUMOTO, Sergio Issamu, *Adaptive Control of a Hydraulic Platform of a Combine*, Campinas,: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2000. 137 p. Dissertação (Mestrado)

The hydraulic systems have applications in several areas, amongst them in agriculture. In this area the biggest use is in the agricultural machines. Specifically the harvester's machines of grains have used hydraulic system to regulate the position of the height of the cut platform. The current techniques to control the height of the cut platform have not presented a good efficiency, because they do not attain to follow the profile of the ground. This causes significant losses of grain during the harvest, and even damage in the platform. The objective of this work is to study applied techniques of adaptive control, of the self-tuning type, to a hydraulic platform tested in a laboratory, that seeks to reproduce in reduced size a cut platform of a grain harvester. To evaluate its efficiency, different values for some parameters of design is studied. Initially the ERA ("*Eigensystem Realization Algorithm*") method is used for the identification of the order and the parameters of the system, and after that the application of the control method is studied.

### *Key Words*

Hydraulic Systems, Adaptive Control, System Identification, Self-tuning Control

# Índice

<b>Índice</b>	i
<b>Lista de Figuras</b>	iii
<b>Lista de Tabelas</b>	v
<b>Nomenclatura</b>	vii
Letras Latinas	vii
Letras Gregas	viii
Superescritos	ix
Subscritos	ix
Abreviações	ix
<b>1. Introdução</b>	1
1.1 Princípios básicos	1
1.2 Histórico	4
1.3 Conteúdo	5
<b>2. Revisão Bibliográfica</b>	7
<b>3. Material e métodos</b>	16
3.1 Bancada Experimental	16
3.1.1 Plataforma	16
3.1.2 Sistema hidráulico	17
3.1.3 Instrumentação	19
<b>4. Identificação</b>	21
4.1 Curva característica da válvula proporcional	21
4.2 Identificação da planta	24
4.3 Resultados da identificação	34
4.3.1 Identificação para a Configuração 1	34
4.3.2 Identificação para a Configuração 2	36
<b>5. Controlador adaptativo</b>	40
5.1 Princípios básicos	40
5.2 Mínimos quadrados recursivos	41
5.3 Projeto do controlador auto-sintonizável	48

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE

<b>5.4 Projeto do modelo de referência</b>	52
5.4.1 Definição do modelo de referência na Configuração 1	54
5.4.2 Definição do modelo de referência na Configuração 2	58
<b>5.5 Análise dos resultados</b>	62
<b>6. Resultados experimentais</b>	63
<b>6.1 Experimentos</b>	63
<b>6.2 Experimentos na Configuração 1 e onda quadrada</b>	65
6.2.1 Estimação de parâmetros	65
6.2.2 Controlador	68
<b>6.3 Experimentos na Configuração 1 e onda senoidal</b>	71
6.3.1 Estimação de parâmetros	71
6.3.2 Controlador	73
<b>6.4 Experimentos na Configuração 1 e onda senoidal mista</b>	75
6.4.1 Estimação de parâmetros	75
6.4.2 Controlador	77
<b>6.5 Experimentos na Configuração 2 e onda quadrada</b>	79
6.5.1 Estimação de parâmetros	79
6.5.2 Controlador	82
<b>6.6 Experimentos na Configuração 2 e onda senoidal</b>	85
6.6.1 Estimação de parâmetros	85
6.6.2 Controlador	87
<b>6.7 Experimentos na Configuração 2 e onda senoidal mista</b>	89
6.7.1 Estimação de parâmetros	89
6.7.2 Controlador	92
<b>6.8 Erro médio quadrático dos experimentos</b>	94
<b>7. Conclusões e Sugestões para próximos trabalhos</b>	95
7.1 Conclusões	95
7.2 Sugestões para próximos trabalhos	96
<b>Referências Bibliográficas</b>	98
<b>Anexos</b>	101
<b>Anexo I: Programa de identificação da bancada de testes pelo método ERA em Matlab</b>	101
<b>Anexo II: Programa do controlador auto-sintonizável em Visual Basic</b>	105

## Lista de Figuras

Figura 1. 1: Esquema simples de um sistema hidráulico	2
Figura 1. 2: Esquema do controle auto-sintonizável	3
Figura 3. 1: Vista geral da plataforma	17
Figura 3. 2: Plataforma	17
Figura 3. 3: Sistema hidráulico	19
Figura 3. 4: Esquema de instrumentação para coleta de dados	20
Figura 4. 1: Curva característica de uma válvula proporcional	22
Figura 4. 2: Curva característica da válvula proporcional para zero mínimo	22
Figura 4. 3: Curva característica da válvula proporcional para zero médio	23
Figura 4. 4: Curva característica da válvula proporcional para zero máximo	23
Figura 4. 5: Sistema discreto linear invariante no tempo	25
Figura 4. 6: Gráfico dos valores singulares para a Configuração 1	34
Figura 4. 7: Diagrama de Bode (ganho) da planta na Configuração 1	35
Figura 4. 8: Diagrama de Bode (fase) da planta na Configuração 1	36
Figura 4. 9: Gráfico dos valores singulares para Configuração 2	37
Figura 4. 10: Diagrama de Bode (ganho) da planta na Configuração 2	38
Figura 4. 11: Diagrama de Bode (fase) da planta na Configuração 2	39
Figura 5. 1: Diagrama de blocos do controlador adaptativo	41
Figura 5. 2: Diagrama de blocos do controlador auto-sintonizável	49
Figura 5. 3: Resposta ao degrau da planta na Configuração 1	56
Figura 5. 4: Resposta ao degrau do modelo na Configuração 1	56
Figura 5. 5: Resposta ao degrau da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1	57
Figura 5. 6: Resposta ao degrau do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1	57
Figura 5. 7: Resposta ao degrau da planta na Configuração 2	60
Figura 5. 8: Resposta ao degrau do modelo na Configuração 2	60
Figura 5. 9: Resposta ao degrau da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2	61
Figura 5. 10: Resposta ao degrau do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2	61

Figura 6. 1: Estimação de parâmetros para o experimento 1	66
Figura 6. 2: Estimação de parâmetros para o experimento 2	66
Figura 6. 3: Estimação de parâmetros para o experimento 3	66
Figura 6. 4: Estimação de parâmetros para o experimento 4	67
Figura 6. 5: Estimação de parâmetros para o experimento 5	67
Figura 6. 6: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 1	69
Figura 6. 7: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 2	69
Figura 6. 8: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 3	70
Figura 6. 9: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 4	70
Figura 6. 10: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 5	71
Figura 6. 11: Estimação de parâmetros para o experimento 6	72
Figura 6. 12: Estimação de parâmetros para o experimento 7	72
Figura 6. 13: Estimação de parâmetros para o experimento 8	72
Figura 6. 14: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 6	74
Figura 6. 15: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 7	74
Figura 6. 16: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 8	75
Figura 6. 17: Estimação de parâmetros para o experimento 9	76
Figura 6. 18: Estimação de parâmetros para o experimento 10	76
Figura 6. 19: Estimação de parâmetros para o experimento 11	76
Figura 6. 20: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 9	78
Figura 6. 21: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 10	78
Figura 6. 22: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 11	79
Figura 6. 23: Estimação de parâmetros para o experimento 12	80
Figura 6. 24: Estimação de parâmetros para o experimento 13	80
Figura 6. 25: Estimação de parâmetros para o experimento 14	80
Figura 6. 26: Estimação de parâmetros para o experimento 15	81
Figura 6. 27: Estimação de parâmetros para o experimento 16	81
Figura 6. 28: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 12	83
Figura 6. 29: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 13	83
Figura 6. 30: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 14	84
Figura 6. 31: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 15	84
Figura 6. 32: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 16	85
Figura 6. 33: Estimação de parâmetros para o experimento 17	86
Figura 6. 34: Estimação de parâmetros para o experimento 18	86
Figura 6. 35: Estimação de parâmetros para o experimento 19	86
Figura 6. 36: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 17	88
Figura 6. 37: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 18	88
Figura 6. 38: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 19	89
Figura 6. 39: Estimação de parâmetros para o experimento 20	90
Figura 6. 40: Estimação de parâmetros para o experimento 21	90
Figura 6. 41: Estimação de parâmetros para o experimento 22	91
Figura 6. 42: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 20	92
Figura 6. 43: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 21	93
Figura 6. 44: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 22	93

## Lista de Tabelas

Tabela 4. 1: Parâmetros do denominador da planta na Configuração 1	35
Tabela 4. 2: Parâmetros do numerador da planta na Configuração 1	35
Tabela 4. 3: Parâmetros do denominador da planta na Configuração 2	37
Tabela 4. 4: Parâmetros do numerador da planta na Configuração 2	37
Tabela 5. 1: Denominador da planta em tempo contínuo na Configuração 1	54
Tabela 5. 2: Numerador da planta em tempo contínuo na Configuração 1	54
Tabela 5. 3: Pólos da planta na Configuração 1	54
Tabela 5. 4: Pólos do modelo na Configuração 1	55
Tabela 5. 5: Denominador do modelo em tempo discreto na Configuração 1	55
Tabela 5. 6: Numerador do modelo em tempo discreto na Configuração 1	55
Tabela 5. 7: Denominador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1	56
Tabela 5. 8: Numerador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1	57
Tabela 5. 9: Denominador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1	57
Tabela 5. 10: Numerador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1	57
Tabela 5. 11: Denominador da planta em tempo contínuo na Configuração 2	58
Tabela 5. 12: Numerador da planta em tempo contínuo na Configuração 2	58
Tabela 5. 13: Pólos da planta na Configuração 2	58
Tabela 5. 14: Pólos do modelo na Configuração 2	59
Tabela 5. 15: Denominador do modelo em tempo discreto na Configuração 2	59
Tabela 5. 16: Numerador do modelo em tempo discreto na Configuração 2	59
Tabela 5. 17: Denominador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2	60
Tabela 5. 18: Numerador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2	61
Tabela 5. 19: Denominador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2	61
Tabela 5. 20: Numerador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2	61

Tabela 6. 1: Tabela de experimentos	65
Tabela 6. 2: Valores iniciais e finais dos parâmetros	68
Tabela 6. 3: Valores iniciais e finais dos parâmetros	73
Tabela 6. 4: Valores iniciais e finais dos parâmetros	77
Tabela 6. 5: Valores iniciais e finais dos parâmetros	82
Tabela 6. 6: Valores iniciais e finais dos parâmetros	87
Tabela 6. 7: Valores iniciais e finais dos parâmetros	91
Tabela 6. 8: Erro médio quadrático dos experimentos	94

## Nomenclatura

### *Letras Latinas*

$\alpha_i$  - Parâmetros do denominador do sistema

$A$  – Matriz de estado do sistema

$A(.)$  – Polinômio do denominador do sistema

$b_i$  - Parâmetros do numerador do sistema

$B$  – Matriz de entrada do sistema

$B(.)$  – Polinômio do numerador do sistema

$C$  – Matriz de saída do sistema

$\mathbf{C}$  – Matriz de controlabilidade

$D$  – Matriz de transmissão direta do sistema

$e(k)$  - Erro

$E$  – Vetor de erros

$EMQ$  – Erro médio quadrático

$F(.)$  – Polinômio da equação Diophantina

$G(.)$  – Função de transferência do sistema

$H(.)$  – Matriz de Hankel

$I$  – Matriz identidade

$j$  – Termo imaginário

$J$  – Função soma dos quadrados dos erros

$k$  – Instante de tempo

$k_d$  - Ganho escalar para eliminação do erro estacionário

$K(k)$  – Vetor de cálculo no método de mínimos quadrados recursivos

$l$  – Número de dados amostrados  
 $M$  – Vetor dos parâmetros  $R$  e  $S$  do controlador  
 $n$  – Ordem do sistema  
 $N$  – Número total de amostras  
 $\mathbf{O}$  – Matriz de observabilidade  
 $p$  - Número de linhas da matriz de Hankel  
 $P(k)$  – Matriz do algoritmo dos mínimos quadrados  
 $q$  – Número de colunas da matriz de Hankel  
 $R(z)$  – Polinômio do controlador  
 $s$  – Operador da Transformada de Laplace  
 $S(z)$  – Polinômio do controlador  
 $\mathbf{S}$  – Matriz Sylvester  
 $t$  - tempo  
 $T(z)$  – Polinômio do controlador  
 $T$  – Intervalo de amostragem  
 $u(.)$  – Sinal de entrada do sistema  
 $U$  – Matriz da decomposição em valores singulares da matriz de Hankel  
 $U(z)$  – Transformada Discreta de Fourier do sinal de entrada  
 $V$  – Matriz da decomposição em valores singulares da matriz de Hankel  
 $x()$  - Vetor de estado do sistema  
 $y(.)$  – Sinal de saída do sistema  
 $Y$  – Vetor dos dados de saída do sistema  
 $Y(k)$  – Parâmetro de Markov  
 $Y(z)$  – Transformada Discreta de Fourier do sinal de saída  
 $z$  – Operador da Transformada Z

### *Letras Gregas*

$\alpha$  - Constante  
 $\varepsilon(k)$  – Erro de predição  
 $\theta$  - Vetor dos parâmetros desconhecidos  
 $\varphi(k)$  – Vetor de regressão com dados de entrada e de saída medidos

$\phi$  - Ângulo de fase

$\omega$  - Frequência

$\lambda$  - Fator de esquecimento

$\Lambda$  - Matriz diagonal de coeficientes de esquecimentos

$\Sigma$  - Matriz diagonal da decomposição em valores singulares da matriz de Hankel

$\Psi$  - Vetor dos valores das funções de transferência do sistema

$\Omega$  - Matriz para cálculo da identificação dos parâmetros

$\Phi$  - Vetor coluna formado pelos vetores de regressão

### *Superescritos*

$\bar{\phantom{x}}$  - Modificado

$\hat{\phantom{x}}$  - Estimativa de um parâmetro

$r_f$  - Sinal de referência

$r_p$  - Sinal de resposta

$T$  - Transposta

### *Subscritos*

$c$  - Designa o parâmetro como sendo em tempo contínuo

$ct$  - Sinal de controle

$d$  - Designa o parâmetro como sendo em tempo discreto

$i$  - Índice para parâmetros

$j$  - Índice para parâmetros

$m$  - Modelo de referência

$o$  - Observador

$r_f$  - Sinal de referência

### *Abreviações*

ARMA – *Auto Regressive Moving Average* (Auto Regressivo Média Móvel)

ERA – *Eigensystem Realization Algorithm* (Algoritmo de Realização do Auto-sistema)

LQ – Linear Quadrático

LQG – Linear Quadrático Gaussiano

LTR – *Loop Transfer Recovery*

MLE – *Maximum Likelihood Estimator* (Estimador de Máxima Verossimilhança)

PID – Proporcional, Integral e Derivativo

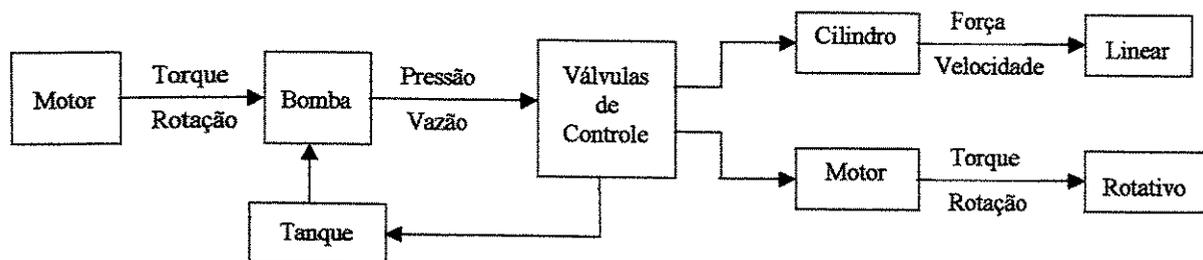
# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Princípios básicos

Existem três métodos básicos para se transmitir potência: elétrico, mecânico e hidráulico. A maioria das aplicações hoje em dia onde se necessita uma força ou torque constante, acuracidade de controle ou multiplicação de forças, utiliza uma combinação destes três métodos para se obter um sistema mais eficiente, onde por exemplo a energia gerada mecanicamente é transmitida hidraulicamente e controlada eletricamente.

Sistemas hidráulicos são sistemas de transmissão de potência mecânica cujo princípio de funcionamento se baseia na transmissão de força e movimento por meio de um fluido. A potência mecânica é produzida por um motor elétrico ou de combustão interna e transformada em potência hidráulica na forma de pressão e vazão do fluido, para posteriormente ser novamente convertido em potência mecânica, cujo movimento pode ser: linear (força e velocidade) ou rotativa (torque e rotação). A vantagem desse sistema é a transferência de grande potência para distâncias relativamente grandes por meio de tubos e mangueiras. A sua desvantagem é em relação a sua baixa eficiência, comparadas com outras formas de transferências de potência mecânica, tais como a transmissão por engrenagens ou por correias. A Figura 1.1 mostra um esquema simples de um sistema hidráulico.



**Figura 1. 1: Esquema simples de um sistema hidráulico**

Observa-se pela Figura 1.1 que as peças mais importantes para o controle de sistemas hidráulicos são as válvulas, que controlam pressão, vazão e direção do fluxo. Para se garantir um movimento preciso do sistema torna-se portanto crucial o controle adequado destes componentes. Por esta razão tem se tornado cada vez mais freqüente no projeto de sistemas hidráulicos a utilização de técnicas de controle para automatizar e otimizar a operação do sistema.

Dentre as várias utilizações dos sistemas hidráulicos, máquinas agrícolas apresentam um campo com grandes possibilidades de aplicações. Especificamente as máquinas colhedoras de grãos utilizam sistemas hidráulicos em vários pontos, para locomoção, acionamento de sistemas de corte, transporte e limpeza do material e para regulação da altura da plataforma de corte.

Contudo, apesar dos grandes avanços verificados nas duas últimas décadas na área de sistemas de controle (resultantes, em grande parte, do uso generalizado de tecnologia digital), existe um descompasso entre as soluções tecnológicas disponíveis e aquelas presentemente empregadas no controle de altura de plataformas de corte de colhedoras.

A importância de se controlar a altura das plataformas de corte de colhedoras de grãos automotrizes reside na necessidade de se reduzir as perdas durante a colheita, a fadiga do operador e o risco de danos ao equipamento.

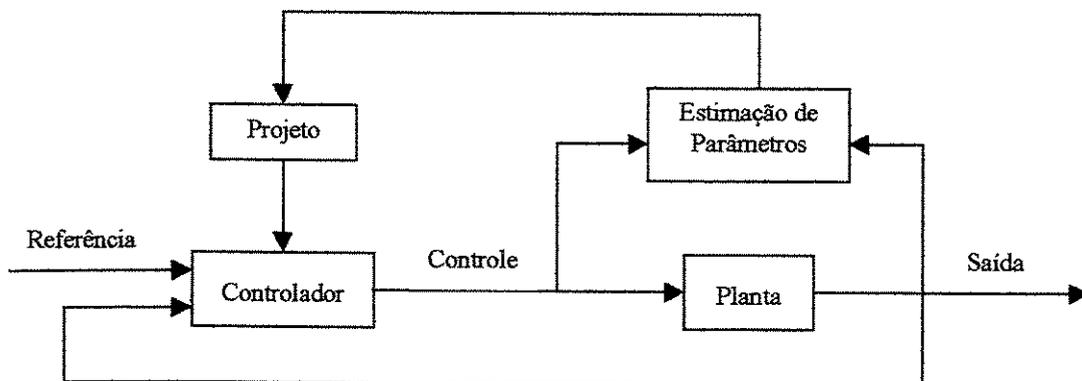
O principal grão colhido é a soja, onde o Brasil é o segundo maior produtor mundial, com uma produção estimada em 30 milhões de toneladas para a safra 98/99, em uma área plantada de 13 milhões de hectares, EUA são o primeiro. A soja é principal produto agrícola de exportação do Brasil, sendo no biênio 98/99, participado com 21,8 % do total de exportações mundiais de

soja. A soja também é um importante produto no mercado agrícola interno, onde contribui com 19 % da receita agrícola total de 1994, estimada em US\$ 37,3 bilhões. Graco (1999).

As perdas no processo de colheita é em torno de 5 a 6 % do total colhido nas últimas safras. O que corresponde a um prejuízo aproximado de US\$ 236 milhões em valores de janeiro de 1995. Graco (1999).

Graco (1999) mostra apresenta as principais causas das perdas na colheita e os métodos utilizados nas colhedoras automotrizes para o controle da altura da plataforma de corte para minimizar as perdas na colheita. Tradicionalmente emprega-se neste tipo de colhedoras o controle tipo “*On-off*” para manter a plataforma na posição desejada. Plummer & Vaughan (1995) mostram que o uso de um sistema de controle mais sofisticado, baseado em modelos paramétricos da planta, devem apresentar um melhor desempenho quando comparados com sistemas mais simples de controle e continuam sendo fáceis de serem implementados digitalmente.

Dentre as várias técnicas de controle possíveis de serem implementadas para melhorar o desempenho do corte de base das colhedoras automotrizes, optamos neste trabalho, por aplicar técnicas de controle adaptativo do tipo auto-sintonizável, cujo esquema simplificado é mostrado na Figura 1.2, em uma plataforma hidráulica construída por Graco (1999), em escala reduzida, que possui medidas proporcionais às de uma plataforma de corte de uma colhedora de grãos, e que foi projetada e montada para o estudo do desempenho de diferentes métodos de controle para esta aplicação.



**Figura 1. 2: Esquema do controle auto-sintonizável**

O controle auto-sintonizável se baseia na estimação dos parâmetros da planta, para posterior cálculo dos controladores em função de um desempenho desejado para a planta, para finalmente calcular recursivamente o sinal de controle em função dos controladores e dos sinais de referência, de controle e de saída, para que o sinal de saída seja o mais próximo do sinal de referência.

## 1.2 Histórico

A utilização de sistemas hidráulicos tem início nos anos de 1850 com a Revolução Industrial, quando a partir de motores a vapor que acionavam bombas de água sob moderada pressão potência era transmitida para guindastes, prensas e máquinas de extrusão localizadas em plantas industriais. O tipo de controle utilizado era de malha aberta. O uso da realimentação (controle de malha fechada) em sistemas hidráulicos surgiu em 1870, desenvolvido por Brown, para um sistema de direção de navio, no qual uma realimentação mecânica do leme era usada para controlar a válvula reguladora de posição do cilindro. Todavia, foi no início do século 20 que a óleo-hidráulica realmente começou a se desenvolver, sendo em 1926 desenvolvido o primeiro sistema hidráulico composto de bomba, controladores e atuadores, sendo que em 1940 surgem os primeiros sistemas eletro-hidráulicos. Edge (1997).

Com a utilização na aviação, é que surgiram no início dos anos de 1950 pesquisas sobre controle adaptativo para um projeto de um piloto automático para aviões. Para controlar a velocidade e altitude de vôo foi utilizado o controle por realimentação, com ganho constante, que funciona para uma condição de operação, mas quando as condições de velocidade e altitude de vôo eram alteradas, o controle por realimentação não apresentavam resultados satisfatórios. Na década de 1960, surgem várias teorias para o desenvolvimento da área de Controle, tais como: espaço de estado, estabilidade, controle estocástico e programação dinâmica. Tsytkin (1971), mostra que esquemas de controle adaptativo podem ser escritos na forma de equação de recursão. Há um desenvolvimento em sistemas de identificação e de estimação de parâmetros. Nos anos de 1970, a estrutura do controle adaptativo torna-se uma combinação de esquemas de estimação de parâmetros com vários métodos de controle. Muitas aplicações são apresentadas, mas os resultados teóricos são muito limitados. No final dos anos de 1970 e início dos anos de 1980, há

um progresso no estudo sobre estabilidade de sistemas adaptativos. Com o desenvolvimento da microeletrônica, têm-se conseguido implementar sistemas adaptativos simples e de baixo custo. Åström e Wittenmark (1989). Atualmente com o progresso dos microprocessadores, há um grande avanço e aprimoramento no controle adaptativo.

### 1.3 Conteúdo

Este trabalho está dividido em sete capítulos, sendo que cada capítulo é apresentado da seguinte maneira:

O capítulo 1 apresenta uma introdução sobre controle de sistemas hidráulicos, constando os princípios básicos do funcionamento de um sistema hidráulico e do método de controle adaptativo do tipo auto-sintonizável. Apresenta-se também um breve histórico da evolução dos sistemas hidráulicos a partir de meados do século XIX.

O capítulo 2 mostra uma revisão bibliográfica de artigos e publicações relacionados com o controle de sistemas hidráulicos. Neste capítulo pode-se notar a evolução durante o tempo nas metodologias empregadas no controle de sistemas hidráulicos. Este capítulo fornece subsídios para implementação experimental em laboratório de métodos de controle de sistemas hidráulicos.

O capítulo 3 foi dedicado à parte experimental do trabalho, onde foram apresentadas todas as especificações dos materiais empregados no laboratório para execução dos experimentos.

O capítulo 4 apresenta as curvas características da válvula proporcional em função do zero e do ganho. Apresenta também o método de identificação ERA (*"Eigensystem Realization Algorithm"*) para obtenção da ordem e dos parâmetros do sistema. Está incluído neste capítulo os resultados da identificação para sistemas com uma e duas válvulas proporcionais.

O capítulo 5 é dedicado a formulação do controle adaptativo do tipo auto-sintonizável. Também são apresentadas as considerações a serem feitas para a implementação em microcomputador do controle.

O capítulo 6 apresenta os resultados experimentais para os diferentes valores dos parâmetros utilizados.

O capítulo 7 é dedicado às conclusões obtidas analisando os resultados experimentais. Neste capítulo também são apresentadas algumas sugestões para serem efetuados nos próximos trabalhos que estiverem relacionados com controle de sistemas hidráulicos.

## Capítulo 2

### Revisão Bibliográfica

Edge (1997) faz um breve histórico sobre sistemas hidráulicos. Descreve um diagrama esquemático sobre o controle de sistemas eletro-hidráulicos, onde a diferença entre sinal de resposta e o desejado é processado pelo controlador e o sinal resultante é usado para controlar uma válvula eletro-hidráulica. A válvula regula o fluxo (ou a pressão) aplicada ao atuador que pode ser um cilindro ou motor hidráulico. Os parâmetros a serem controlados no sistema segundo o autor podem ser: posição, velocidade, aceleração (retilínea ou angular), força e torque. Estes parâmetros são controlados por meio da pressão e/ou fluxo do óleo, sendo a regulação destes exercidas pela bomba hidráulica e/ou válvula de controle. No caso da bomba, pode ser desejável controlar a potência (produto da pressão e fluxo). Muitos fatores influenciam a dinâmica dos sistemas hidráulicas, conseqüentemente influenciando no seu controle. Dentre eles possuem uma importância particular as características não lineares dos principais componentes do sistema hidráulico. Como exemplo, as válvulas possuem características não lineares de pressão/fluxo, histerese, sobreposição e saturação. Um cilindro usado para posicionar uma carga, exibirá mudanças na rigidez quando o curso do cilindro é alterado, levando a variações no comportamento dinâmico. Se um cilindro de área diferencial é empregado ou se uma força externa está atuando na carga, a natureza do movimento será dependente da direção do movimento. Além disso sistemas com múltiplos eixos podem exibir interações de acoplamentos cruzados complexos. A temperatura do fluido pode em adição afetar o seu desempenho. Segundo o autor, para o projeto do controlador um método sistemático envolve o desenvolvimento de um modelo matemático do sistema, o qual pode se mostrar um guia sobre o tipo de controlador

requerido. O estudo da dinâmica do sistema pode ser obtido de uma análise linearizada das equações não-lineares descrevendo o comportamento dos componentes individualmente. Nestes últimos 10 anos uma grande variedade de esquemas de controle tem sido pesquisados, muitos destes requerendo implementação por microprocessador. Os métodos mais comuns são os seguintes: PID, realimentação de estado, correção não linear, adaptativo, robusto, algoritmo genético, lógica fuzzy e redes neurais. As características de cada controlador, segundo o autor são:

**PID:** é o controlador clássico, onde possui as ações proporcional, integral e derivativa. A ação integral é utilizada como meio de minimizar o erro do estado entre as posições desejadas e reais. Este erro é causado pelas não-linearidades do sistema, como exemplo pode-se citar quando o atuador é um cilindro de área diferencial, (área de avanço é maior que a área de recuo). A ação integral dupla da planta e do controlador pode resultar no comportamento altamente oscilatório durante os transientes. A ação derivativa do controlador introduz um efeito de amortecimento.

**Realimentação de estado:** é o controlador onde os sinais de posição, velocidade e aceleração são realimentados ao sistema. Os sinais de velocidade e aceleração podem ser medidos, gerados pela filtragem digital do sinal de posição. Geralmente um modelo linearizado do sistema é desenvolvido. Os valores numéricos para os parâmetros da planta podem ser estimados a partir de dados de catálogos fornecidos pelos fabricantes de componentes, e/ou ser obtidos experimentalmente usando técnicas de identificação do sistema. A escolha dos ganhos de realimentação pode ser feita por vários meios. Há atualmente três métodos para estabelecer os ganhos da realimentação, que são: alocação de pólos, controle por modelo de referência linear e controle ótimo. O controle ótimo tem sido estudado para uma grande faixa de aplicações em sistemas hidráulicos. Em todos os casos, os ganhos de realimentação de estado são escolhidos de uma tal maneira que minimiza uma função de desempenho. Em muitos casos a otimização linear quadrática (LQ) é adotada. Para casos onde nem todos os estados são medidos, um observador é necessário para reconstruir os estados não medidos. Um esquema ótimo para resolver isto é o método linear quadrático Gaussiano (LQG). É importante notar que métodos LQ e LQG estão baseados na suposição de que o sistema a ser controlado é linear. Como os sistemas hidráulicos são não-lineares, os projetos “ótimos” são somente ótimos em pontos particulares de operação.

**Correção não-linear:** As válvulas de controle possuem características não-lineares e variam com a pressão e abertura da válvula. A alteração de fluxo para uma alteração de pressão contribui para o amortecimento do sistema e por causa do comportamento não-linear, o amortecimento da

carga varia significativamente com as condições de operação. Desde que a pressão diferencial da válvula é medida, é possível compensar esta não-linearidade com um simples algoritmo. Uma possibilidade é criar um gráfico característico de fluxo x pressão, onde o limite superior é ditado pelo sinal máximo, a qual remove virtualmente amortecimentos das válvulas. As leis de controle são complexas e o trabalho é simplificá-las para casos particulares.

Controle adaptativo: como uma alternativa para o método correção não-linear descrito anteriormente, é possível ajustar os parâmetros do controlador automaticamente de acordo com as condições de operações. Isto pode ser feito usando um conhecimento a priori dos fatores que afetam o desempenho, ou via ganho programável ou empregando uma esquema de controle auto-adaptativo.

Ganho programável: Apesar da simplicidade, ganho programável pode ser um meio efetivo de melhorar o desempenho. Na forma básica, a malha de ganho é programado como um contínuo ou contínuo por partes, função dos parâmetros afetando o comportamento. Isto necessita do conhecimento de como os parâmetros afetam o comportamento e também requer a sua medida. Em sistemas de controle de posição empregando controle por realimentação, os ganhos de realimentação podem ser programados como funções de esforços.

Sistemas auto-adaptativos: Com conhecimento a priori, o controlador pode ser projetado de tal maneira que o desempenho dinâmico é alcançado na presença de mudanças de parâmetros. Estas mudanças geralmente surgem através de variações na carga e devido às perturbações (tais como mudança na pressão de alimentação) e como resultado de componentes não-lineares. Os métodos de controle adaptativos auto-sintonizável e modelo de referência têm sido bastante estudados. No caso do controle auto-sintonizável, um modelo matemático da planta é usado para identificação dos parâmetros “*on line*” usando dados de entrada e saída da planta. Dos parâmetros da planta identificada, parâmetros de controle são obtidos usando um método apropriado de projeto. Um deles é o de alocação de pólos, embora outras técnicas de projeto tais como controle de mínima variância, controle preditivo generalizado e LQG podem ser adotados. O controlador é implementado na forma de filtros digitais ajustáveis. O controle adaptativo por modelo de referência é similar ao controle auto-sintonizável, mas não requer identificação explícita da planta. Como consequência, às vezes, refere-se como método direto em oposição ao indireto. O modelo de referência é uma função de transferência (geralmente não necessariamente em tempo discreto) que representa o desempenho desejado do sistema. Ambos, modelo de referência e planta são sujeitos ao mesmo sinal de referência. A diferença entre as saídas de referência e

modelo é denominado erro de modelo de referência e usado para o algoritmo de adaptação dos parâmetros para ajustar os parâmetros de controle. Como no controlador auto-sintonizável, isto é comumente obtido com filtros digitais ajustáveis na malha de controle, embora uma implementação análoga é também possível.

Controle robusto: pode ser definido como sendo: “Fixar o compromisso de desempenho do sistema apesar das imprecisões e mudanças do modelo. Um sistema é robusto quando o sistema tem mudanças aceitáveis em desempenho na presença de mudanças e imprecisões do modelo”. Estrutura variável e esquemas  $H$  caem dentro desta categoria de controladores robustos. Controle modo móvel, a qual é uma categoria específica de controle de estrutura variável, tem sido satisfatoriamente adotados a nível de componentes e tem sido considerado efetivo para controle de posição de válvula proporcional e para controle de pressão de bomba. É um esquema comutadorizado que força o sistema a comportar-se com uma dinâmica de uma dimensão menor do que o espaço de estado da planta. Por forçar esta redução de ordem, a resposta do sistema se torna independente de não-linearidades e perturbações. Para conseguir estas características desejadas, requer-se medida ou reconstrução de estados de saída uma ordem menor que a dinâmica da planta. Controle  $H$ -infinito, um método no domínio da frequência para o projeto de sistemas robustos, parece somente ter sido examinado em pouco número de aplicações hidráulicas. Muitos pesquisadores trabalhando no campo tem reportados bom desempenhos, embora às custas de funções de transferências de altas ordens do controlador. Reconhecendo esta fragilidade, desenvolveu-se um método de projeto para sistema robusto de posicionamento eletro-hidráulico com um controlador de “baixa ordem”. Deve-se ressaltar que: “Não existe qualquer controlador linear a qual, a todas as frequências, darão melhor sensibilidade e robustez que uma realimentação proporcional. Qualquer melhoria em alguma faixa de frequência será às custas de piora em alguma outra faixa de frequência”. Embora os autores demostrem bom desempenho quando comparados com um controlador proporcional, seria interessante ver comparações com um esquema não-linear ou com um esquema adaptativo.

Algoritmo genético: o ajuste dos controladores “*off line*” usando um algoritmo genético para minimizar uma função objetivo (função custo) é claramente atrativa: programa computacional de algoritmo genético para otimização não tem aplicação específica e está se tornando amplamente disponível. Algoritmos genéticos já têm sido empregados para seleção de componentes hidráulicos para satisfazer especificação do usuário e a inclusão de um controlador como parte deste processo é uma extensão natural. Em alguns aspectos o processo de otimização

pode ser considerado análogo à minimizar uma função custo na teoria de controle ótimo. De qualquer maneira, o uso do algoritmo genético tem acrescentado vantagem de acomodação das não-linearidades.

Controle lógica fuzzy: a vantagem para o uso do controle lógica fuzzy é que evita a necessidade de um modelo matemático e depende do encapsulamento heurístico (ou outro conhecimento à priori para ajustar um controlador). As medidas qualitativas do comportamento do sistema são primeiro traduzidas dentro de termos linguísticos (“fuzzificação”). Daí os sinais são classificados como “positivo grande”, “negativo médio”, etc. Sobre a base de regras básicas é interrogada a decidir sobre a ação de controle (a qual é também expressa em termos linguísticos). O processo de conversão da ação de controle dentro de um sinal de controle “decisivo” é denominado defuzzificação. Em um sentido, isto é uma classe de controlador não-linear. Pesquisadores de sistemas hidráulicos têm aplicado esta técnica para servoposição hidráulica com bons resultados. O método tem sido adotado com controlador fuzzy dirigindo a planta diretamente ou na montagem dos ganhos de um controlador de realimentação de estado.

Controle neural: como no controle lógico fuzzy, o uso dos controladores neurais é motivada pela dispensa da necessidade para o modelamento matemático. Vários métodos têm sido propostos e/ou examinados no contexto dos sistemas hidráulicos. Na forma simples uma rede neural fornece uma função não-linear mapeada entre um vetor de entrada e um vetor de saída. Os sinais de entrada (camada de entradas) são transmitidas através de camadas “escondidas” para a camada de saída, a qual em aplicações de controle dão um ou mais sinais de saída. Cada camada contém um ou mais neurônios. Em cada neurônio, sinais que chegam (sinais de entrada no caso de camada de entrada, sinais de saída de outros neurônios no caso de outras camadas) recebem uma ponderação, são somados e passados através de uma função não-linear (geralmente uma função sigmoid). Um sinal “bias” é também incluído no processo de somatório. A seleção das ponderações para obter a relação não linear requerida entre as camadas de entrada e saída é conseguido através do processo de treinamento. Isto geralmente envolve vetores de entrada-saída conhecidos e um algoritmo que ajusta as ponderações de tal maneira a minimizar o erro entre a saída atual e a desejada para um dado vetor de entradas. É essencial que os dados de treinamento sejam representativos da faixa de operação dos sinais, senão a rede irá extrapolar, a qual pode introduzir sérias discrepâncias na saída.

Negri (1987) faz um estudo detalhado sobre servosistemas hidráulicos, desenvolvendo-se assim uma modelagem matemática dos principais componentes. A partir de simplificações foram obtidas equações lineares que representam cada subsistema. Foi usada a teoria de controle moderno, onde se trabalha com variáveis de estado, pois permite obter informações de um grande número de variáveis em comparação a teoria de controle clássico, onde se tem só a variável de saída. Para análise foi simulado o comportamento de um sistema de controle do leme de um avião de fabricação nacional. Nas simulações feitas os resultados experimentais estavam bem próximos dos teóricos, mas em alguns casos houve disparidade, atribuída à adoção de parâmetros que não representavam os valores reais.

Andrighetto (1996) descreve as vantagens das válvulas proporcionais frente às servoválvulas. Faz um estudo das principais formas construtivas das válvulas proporcionais. Consta neste trabalho um estudo das principais não-linearidades presentes nas válvulas, tais como: zona morta, histerese, saturação e ganho de vazão não-linear. Foi apresentado um modelo não-linear que foi aplicado em um servomecanismo eletro-hidráulico controlado por válvula proporcional direcional. Os parâmetros para obtenção do modelo foram obtidos de catálogos de fabricantes, onde foram considerados as seguintes não-linearidades: ganho de vazão não-linear, zona morta e saturação. Não foi considerado a histerese, pois o sistema de controle de posição do carretel da válvula reduz a histerese a valores bem baixos, cerca de 0,3 %. O modelo não-linear apresentado representa satisfatoriamente as características dinâmicas do sistema.

Plummer & Vaughan (1995) descrevem um método alternativo para obter a planta, pois a maneira convencional é a partir de análises físicas, que geralmente consome muito tempo e o resultado não é satisfatório, devido às simplificações necessárias para analisar sistemas complexos. Esta alternativa é o sistema de identificação, onde o processo de construir a planta de um sistema dinâmico é feito a partir de sinais de entrada e de saída. O tipo de modelo de planta apropriado para muitas aplicações em projetos de controladores digitais é uma função de transferência em tempo discreto, relacionando dados de entrada e de saída, onde são identificados a ordem e os parâmetros do sistema. Identificar uma planta não é somente importante para projeto de controlador de coeficientes fixos, mas também para controladores adaptativos. Segundo os autores, embora em controladores adaptativos os coeficientes são estimados “*on-line*”, o conhecimento da estrutura da planta é geralmente essencial. Também uma idéia dos

valores dos coeficientes é útil para iniciar o algoritmo adaptativo. Foram experimentados os seguintes métodos de estimação de parâmetros: mínimos quadrados recursivos, variáveis instrumentais, mínimos quadrados estendidos e mínimos quadrados com dados filtrados. Dentre estes métodos onde os parâmetros melhor convergiram foi o de mínimos quadrados com dados filtrados.

Daley (1986) descreve a implementação em um microcomputador de um controlador auto-sintonizável, que teoricamente pode controlar processos rápidos, cuja frequência natural é alta, isto é, cerca de 200 Hz, em contraposição a vários trabalhos que têm apresentado com sucesso a aplicação do controlador auto-sintonizável para processos relativamente lentos, cuja frequência natural esta abaixo de 1 Hz. O controlador é aplicado em um sistema que consiste de um cilindro hidráulico de dupla ação, com haste dupla, onde em uma delas está conectada uma massa apoiada sobre uma mesa por meio de rolamentos. O fluxo de óleo é controlado por uma servo-válvula eletro-hidráulica de quatro vias. A frequência natural predominante do sistema era de 19 Hz. Pelo teorema de Shannon o controlador deveria ter uma frequência de amostragem de no mínimo de 38 Hz, mas como o objetivo era desenvolver um controlador para processos rápidos foi escolhido a frequência de amostragem de 152 Hz, isto é, 8 vezes superior a frequência natural do sistema. A rapidez do controle auto-sintonizável é limitada pelo tempo de computação. Para a implementação convencional, os valores usuais são: 30 a 100 ms para o algoritmo de mínima variância de baixa ordem e de 0,5 a 2,0 s para algoritmo de alocação de pólos de alta ordem. Para os processos considerados aqui nenhum controlador auto-sintonizável pode ser implementado de uma maneira convencional, a menos que o computador usado seja extremamente rápido. Este problema pode ser resolvido pela implementação de um controle auto-sintonizável particionado, onde a estratégia de controle consiste no cálculo dos coeficientes do controlador após  $n$  iterações. Esta estratégia é um método robusto para implementação de controladores auto-sintonizáveis em que se reduz grandemente os transitórios de reajustagem que ocorrem quando da mudança das características do processo. Estes transitórios podem ser altamente oscilatórios ou instáveis no método convencional. Se a estimativa dos parâmetros convergem para valores corretos, o resultado de ambas as estratégias é a mesma. O método foi comparado com o controlador por realimentação, sendo os resultados satisfatórios. Foram testados também os métodos de controle auto-sintonizável com estimação de parâmetros com fator de esquecimento exponencial e

também com a reinicialização da matriz de covariância  $P$  a cada  $n$  iterações, para parâmetros que variam com o tempo.

Daley (1987) aplica o controle auto-sintonizável em um aparelho de teste hidráulico. O aparelho de teste consiste de um eixo rígido fixo em um motor hidráulico e este é acionado por uma bomba hidráulica. O fluxo do óleo para o motor é controlado por uma servo-válvula eletro-hidráulica e a pressão na bomba podia ser alterada, aumentando-se ou diminuindo-se a carga sobre o eixo. O objetivo do autor era o controle da velocidade do eixo monitorada por um tacômetro. Para a estimação dos parâmetros da planta foram usados os seguintes métodos: mínimos quadrados recursivos, variáveis instrumentais, mínimos quadrados recursivos com dados filtrados. O controlador auto-sintonizável foi comparado com o controle PID que não consegue manter o sistema estável em caso de mudanças bruscas, enquanto o controlador auto-sintonizável o compensa rapidamente.

Lopes (1999) fez uma revisão bibliográfica das principais causas de perdas de grãos na operação de colheita por meio de colhedoras automotrizes e alguns sistemas de controle da altura da plataforma de corte, para minimizar as perdas na colheita. Desenvolveu um aparato experimental para simular uma plataforma de colheita de colhedoras automotrizes em tamanho reduzido. Obteve um modelo matemático a partir das equações de equilíbrio dinâmico e do levantamento dos parâmetros físicos. Projetou um controlador ótimo pelo método LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*) e comparou com o método *On-Off* por meio de simulações. Nas simulações feitas no método *On-Off* verificou-se que, o aumento do ganho, com o objetivo de melhorar a capacidade de rejeição de perturbações em altas frequências, resultou em uma redução no desempenho em baixas frequências, e vice-versa, o que não ocorre no método LQG/LTR. Para obtenção de modelos matemáticos mais precisos foram testados três métodos de identificação: Analítico, MLE (*Maximum Likelihood Estimator*) e ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*). A avaliação foi feita por meio da comparação de suas respostas em frequência com aquelas obtidas experimentalmente, por meio da excitação do sistema com sinais senoidais cujas frequências variam dentro do intervalo de interesse. No método Analítico o autor verificou a convergência entre resultados teóricos e experimentais para altas frequências, o que não ocorreu para baixas frequências. Os modelos obtidos pelos métodos MLE e ERA teve uma boa representação dos dados experimentais. Foi feito pelo autor a

avaliação experimental do controlador LQG/LTR e *On-Off* para o controle de altura de um dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras automotrizes, onde os resultados obtidos apontam um bom potencial de utilização desta técnica para o controle de altura da plataforma de corte de colhedoras reais.

## **Capítulo 3**

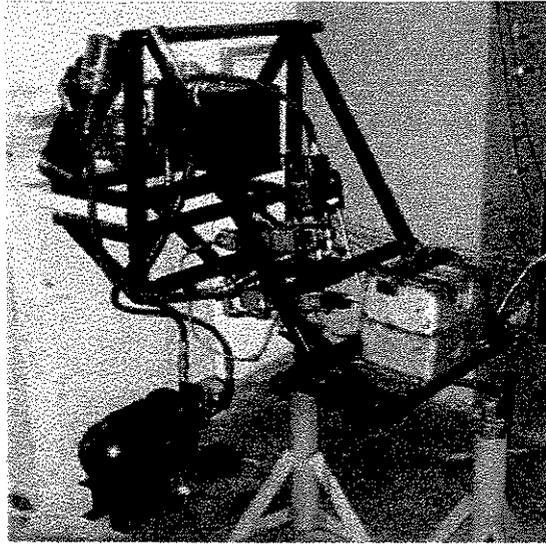
### **Material e métodos**

#### **3.1 Bancada Experimental**

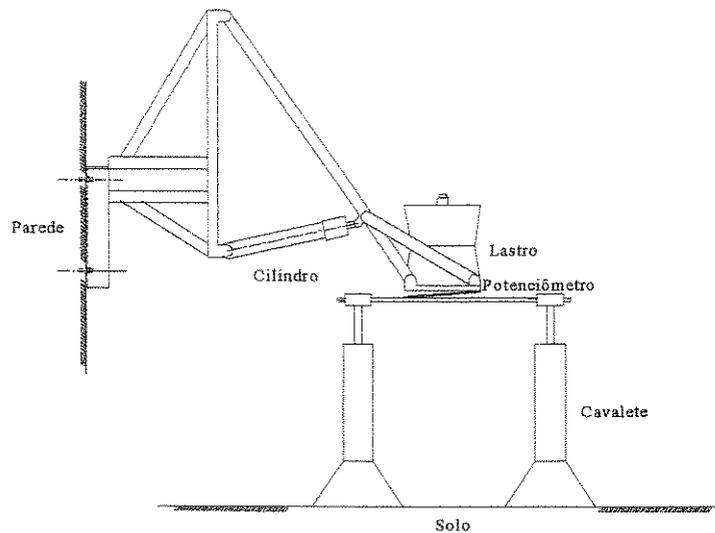
Esta bancada foi especialmente construída por Lopes (1999) para simular o comportamento dinâmico de uma plataforma de corte de uma colhedora de grãos. A bancada pode ser dividida em três partes: plataforma, sistema hidráulico e instrumentação para coleta de dados.

##### **3.1.1 Plataforma**

A Figura 3.1 apresenta uma vista geral da plataforma. Trata-se de uma estrutura de tubo de aço quadrado (30 x 1 mm) fixa a uma parede por meio de chumbadores. Possui na extremidade superior uma articulação, permitindo a plataforma tenha um grau de liberdade. O movimento da plataforma é realizado por meio de um cilindro hidráulico. Na extremidade livre foi montado um suporte de fixação para duas massas aferidas de 20 kg simulando a massa da plataforma. Na extremidade inferior deste suporte de fixação das massas é presa uma chapa de aço por meio de três dobradiças, sendo que esta chapa está livremente apoiada em uma barra de aço redonda de 8 mm de diâmetro sustentada por cavaletes. Esta chapa funciona como uma sapata, que com o movimento da plataforma deverá formar um ângulo em relação a uma referência, que pode ser medido por um transdutor potenciométrico rotativo que está fixo em uma das dobradiças, como mostra a Figura 3.2.



**Figura 3. 1: Vista geral da plataforma**



**Figura 3. 2: Plataforma**

### **3.1.2 Sistema hidráulico**

O sistema hidráulico como mostra a Figura 3.3, é formado por um motor elétrico que aciona uma bomba de engrenagens de deslocamento fixo que suga o fluido hidráulico de um reservatório de óleo e fornece ao sistema um deslocamento volumétrico fixo. A pressão de trabalho é limitada por uma válvula de alívio. Um acumulador de pressão na linha do sistema garante o suprimento de óleo a uma determinada pressão de trabalho em caso de necessidade no

circuito. A linha de pressão vinda da bomba é dividida em duas e fornecida a duas válvulas proporcionais, sendo estas ligadas diretamente aos pórticos do cilindro hidráulico, por meio de blocos de ligação. As linhas de retorno do óleo hidráulico de ambas as válvulas proporcionais são reunidas em uma e retornam diretamente ao reservatório hidráulico. Há no sistema, um filtro de sucção de tela no interior do reservatório, um filtro de pressão na linha de pressão e um filtro de retorno, para evitar a contaminação do óleo hidráulico por impurezas que podem comprometer o funcionamento, principalmente das válvulas proporcionais e de demais acessórios. Há também um manômetro para calibração e monitoramento da pressão do sistema.

Segue abaixo as características técnicas dos principais componentes do sistema hidráulico:

**Reservatório de óleo hidráulico:** capacidade volumétrica 10,5 l

**Bomba hidráulica:** de engrenagens, deslocamento volumétrico fixo de 4 cm<sup>3</sup> / rotação, potência de 2 KW, Bosch N/T 9511089087

**Motor elétrico de corrente alternada:** trifásico, 3 CV, 1710 rpm, 220/380 V, WEG

**Válvula proporcional:** redutora de pressão, de três vias, série NG 6, Bosch P/N 0811402051

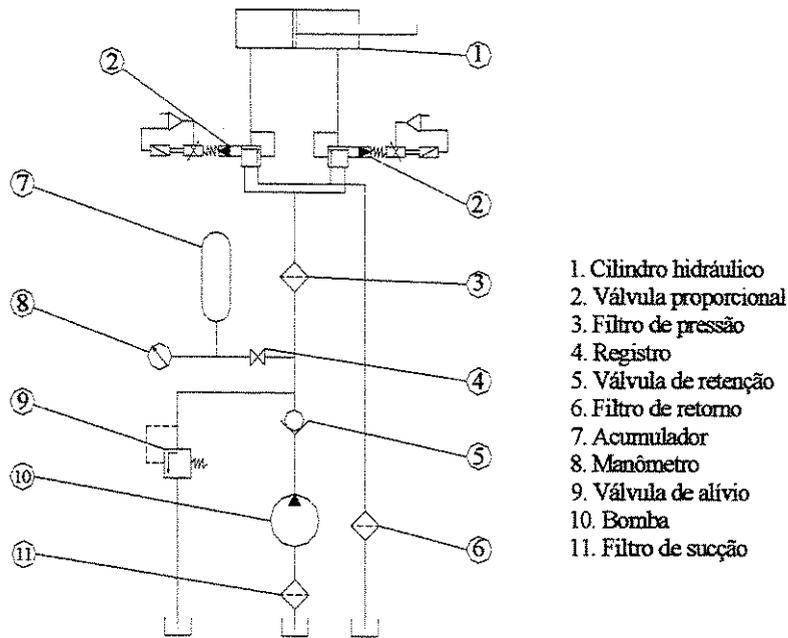
**Placa eletrônica:** controlador PID, ajuste de zero +/- 10 %, ganho 50-100 %, Bosch P/N 830303383

**Cilindro hidráulico:** diâmetro do êmbolo de 25,4 mm, diâmetro da haste de 14,5 mm, curso 210 mm, RKM

**Válvula limitadora de pressão:** pressão máxima de 110 bar, Bosch P/N 9530082010

**Acumulador:** capacidade volumétrica de 0,7 l, pressão de enchimento de 55 bar, Bosch N/T 9530081055

**Filtro de pressão:** elemento filtrante 3 µm, HDA P/N FP20-3FV-6B



**Figura 3. 3: Sistema hidráulico**

### 3.1.3 Instrumentação

A Figura 3.4 mostra um esquema dos equipamentos eletrônicos utilizados na bancada de testes, que são: transdutor potenciométrico rotativo, condicionador de sinais, bloco de conexão, cartão PCMCIA que contém os conversores analógico/digital e digital/analógico e um computador portátil.

Os equipamentos eletrônicos têm a finalidade de implementar o programa de controle, da bancada de testes, desenvolvido em linguagem VisualBasic.

O sinal é processado da seguinte maneira: o movimento angular da sapata articulada é transformado em tensão por meio do transdutor potenciométrico rotativo, que por sua vez envia o sinal para um condicionador de sinais, que converte a tensão lida pelo transdutor em uma tensão na faixa de 0 a 10 V. Após o condicionador de sinais, o sinal passa pelo bloco de conexão e no cartão PCMCIA, o conversor analógico/digital converte em sinal digital para ser processado no computador portátil, com o auxílio de um programa computacional de aquisição e processamento de sinais NI-DAQ da National Instruments. Com os cálculos efetuados pelo programa em VisualBasic obtém-se o sinal de controle, que é enviado ao cartão PCMCIA, onde o conversor

digital/analógico converte em sinal analógico, depois passa pelo bloco de conexão, e é lido pelas placas eletrônicas. As placas eletrônicas possuem uma regulagem no zero e no ganho, conforme a configuração utilizada. Com a regulagem dos parâmetros zero e ganho nas placas eletrônicas o sinal é enviado para a válvula proporcional que controla o movimento do cilindro hidráulico, que controla a altura da plataforma hidráulica.

Segue abaixo as características principais dos equipamentos de instrumentação utilizados na bancada de testes:

**Notebook:** Patriot 8000 Pentium 100 MHz, 16 MB RAM

**Cartão PCMCIA:** DAQCard-1200, National Instruments Corp.

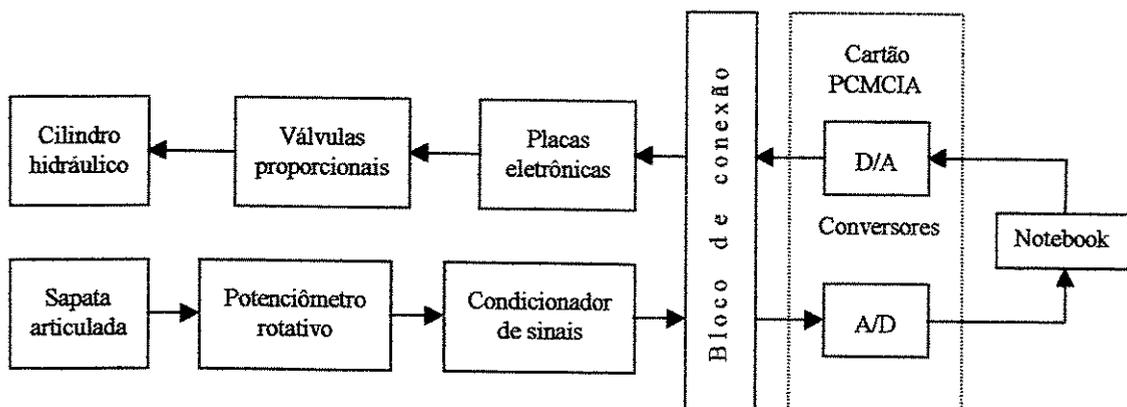
**Conversor Analógico/Digital:** 8 entradas analógicas 0-10 Volts (ou +/- 5 Volts), resolução 12 bits, máxima frequência de amostragem 100 kHz

**Conversor Digital/Analógico:** 2 saídas analógicas 0-10 Volts (ou +/- 5 Volts), resolução 12 bits, máxima frequência de atualização: 20 kHz

**Bloco de conexão:** CB-50LP, National Instruments Corp.

**Condicionador de sinais:** modelo PCIR, Gefran Brasil Eletroeletrônica Ltda, saída 0-10 Volts, erro de não linearidade < 0,02 %, tempo de resposta 10 a 90 % FE < 5 ms, ruído de saída (10-400 Hz RMS): - 70 dB (FE).

**Transdutor potenciométrico rotativo:** modelo PS09, Gefran Brasil Eletroeletrônica Ltda, curso 340° +/- 4°, erro de não linearidade < 0,5 %, histerese < 15''.



**Figura 3. 4: Esquema de instrumentação para coleta de dados**

## Capítulo 4

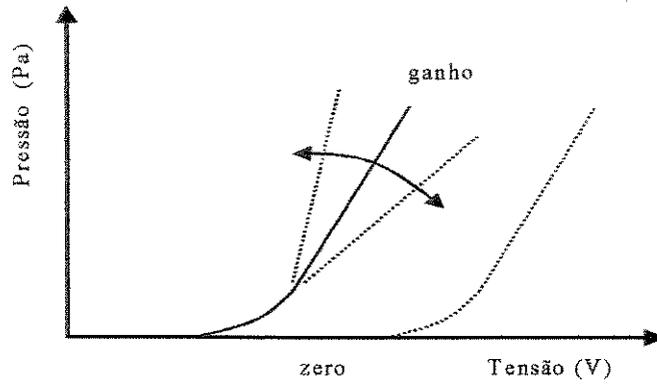
### Identificação

#### 4.1 Curva característica da válvula proporcional

Antes de identificar a plataforma hidráulica, foram obtidos as curvas características da válvula proporcional, para a determinação dos pontos de operação para as seguintes configurações:

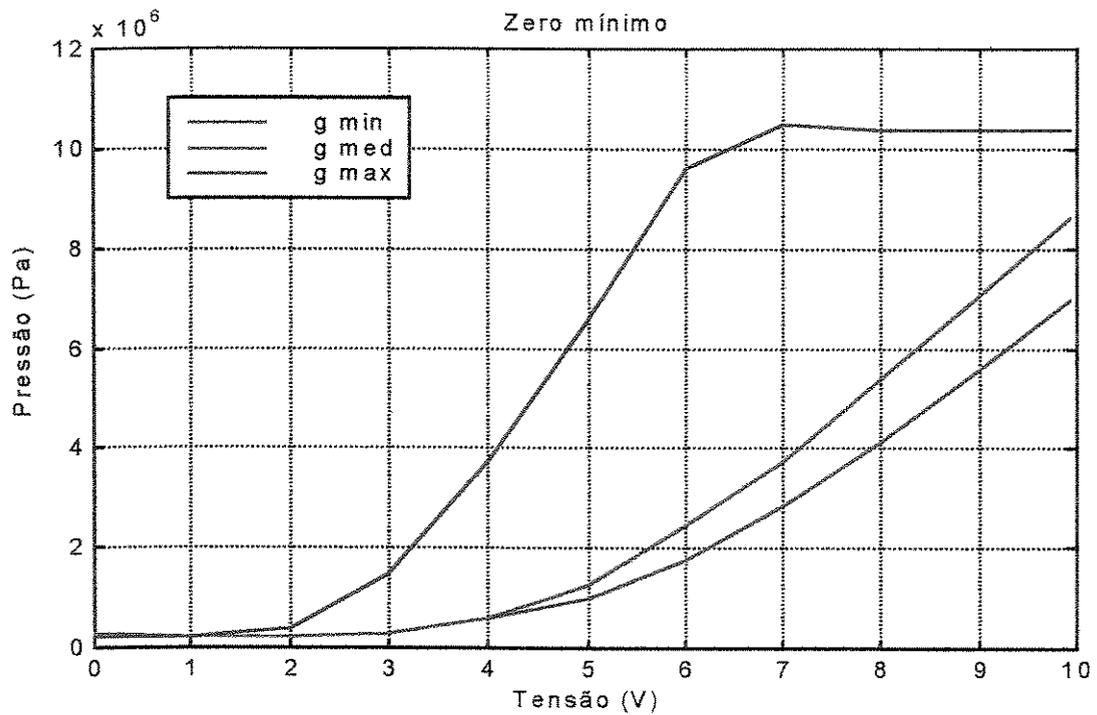
- a) **Configuração 1:** uma válvula para o controle do avanço do cilindro sendo o recuo é garantido pelo peso próprio da plataforma.
- b) **Configuração 2:** duas válvulas, sendo uma para controle do avanço do cilindro e outra para o controle do recuo do cilindro.

A curva característica de uma válvula proporcional, possui um gráfico semelhante ao da Figura 4.1, onde os parâmetros de ganho e zero, que podem ser regulados na placa eletrônica, é que definem esta curvatura. O parâmetro ganho representa a inclinação da curva, onde ganho maior resulta em uma inclinação maior. O parâmetro zero é definido como o valor de tensão máximo para o instante em que pressão sai do zero. Para a condição de zero mínimo é necessária uma tensão maior que na condição de zero máximo para atingir a mesma pressão.

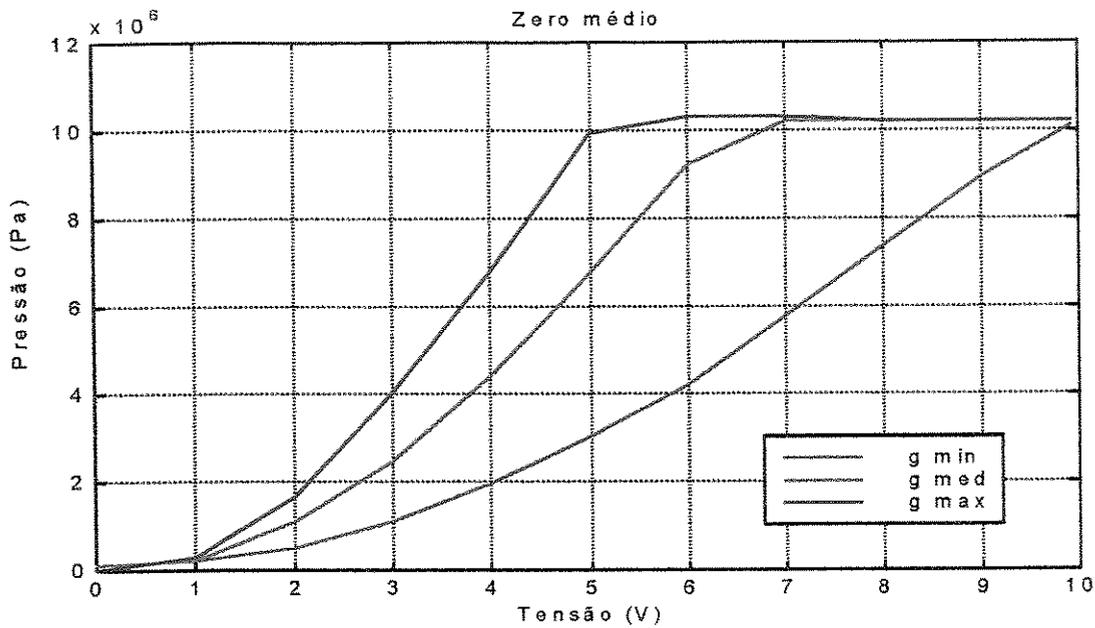


**Figura 4. 1: Curva característica de uma válvula proporcional**

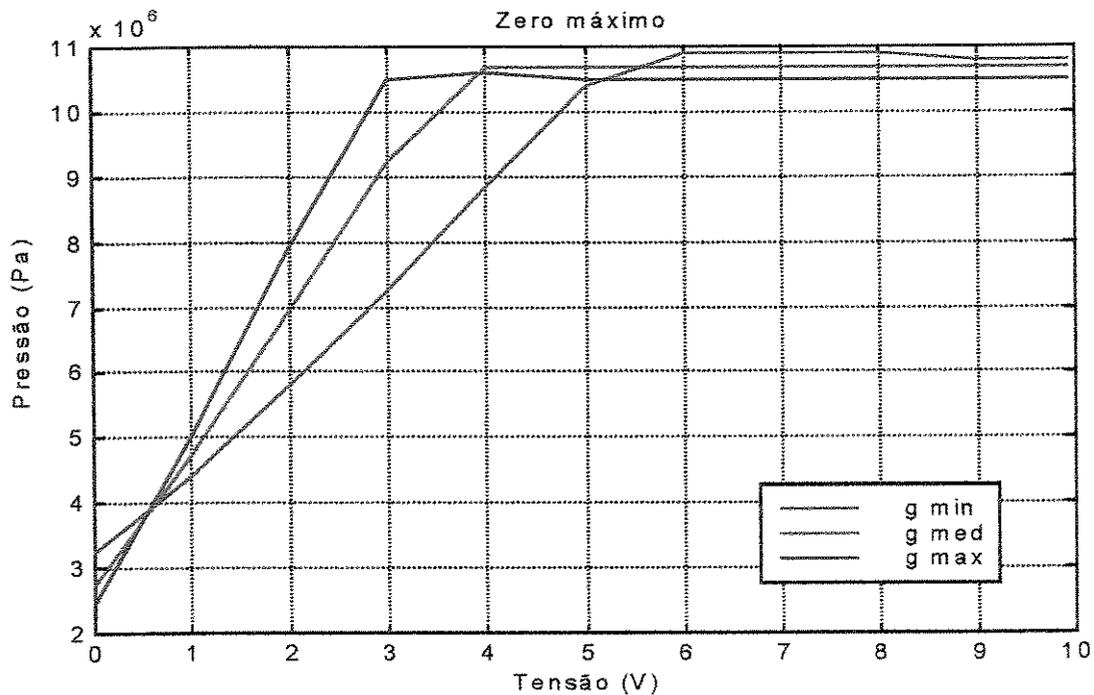
Foram obtidos assim, os seguintes gráficos das curvas características das válvulas proporcionais, mostrados nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4:



**Figura 4. 2: Curva característica da válvula proporcional para zero mínimo**



**Figura 4. 3: Curva característica da válvula proporcional para zero médio**



**Figura 4. 4: Curva característica da válvula proporcional para zero máximo**

Observa-se nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4 que para um zero mínimo, a pressão começa a subir a partir de 1 V, sendo que a inclinação da curva é em função do ganho. Para o de ganho máximo a curva atinge uma faixa de saturação. Isto é devido ao limite de pressão imposto pela válvula

limitadora de pressão. Para a condição de zero médio, a pressão começa a subir a partir de 0 V. Neste caso duas curvas possuem pontos de saturação. Para a condição de zero máximo, com tensão de 0 V, atingem-se valores de pressão maiores que 2 MPa e as três curvas possuem pontos de saturação.

Analisando as curvas características das válvulas proporcionais, escolhe-se os seguintes pontos de operação, para que a válvula possa trabalhar em uma faixa linear da curva característica:

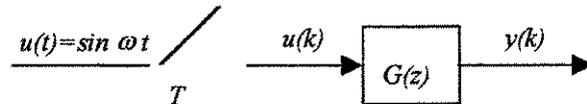
- a) **Configuração 1:** somente uma válvula de levantamento com zero mínimo e ganho mínimo, com tensão de equilíbrio de 5,42 V.
- b) **Configuração 2:** com duas válvulas: a de avanço com zero e ganho máximos, a de recuo com zero máximo e ganho ajustado para o equilíbrio. A tensão de equilíbrio é de 1,5 V.

#### **4.2 Identificação da planta**

A função de transferência da plataforma hidráulica é muito complicada para ser obtida analiticamente com a precisão necessária, pois a planta possui parâmetros de difícil conhecimento e é fortemente não linear. Portanto para a identificação da planta um método conservativo foi utilizado, o Método de Resposta em Frequência, Ogata (1993 e 1995), onde o termo resposta em frequência significa a resposta em regime estacionário de um sistema com entrada senoidal, obtido ponto a ponto. O método consiste em variar a frequência do sinal de entrada em uma faixa de interesse e estudar a resposta em frequência resultante. Para o caso da plataforma, a amplitude do sinal de entrada foi alterada para que a amplitude do sinal de resposta se mantivesse aproximadamente fixa para diferentes frequências.

Uma vantagem desta técnica é que os testes de resposta em frequência são, em geral, simples e podem ser feitos precisamente pelo uso de geradores de sinais senoidais disponíveis e de equipamentos de medição precisos. Para a bancada foi utilizado o programa computacional de aquisições de dados NI-DAQ da National Instruments. Tais funções de transferência obtidas experimentalmente podem ser facilmente utilizadas nos métodos de identificação do sistema.

Seja o sistema discreto linear invariante no tempo indicado na Figura 4.5, a entrada e a saída do sistema, cuja função de transferência é  $G(z)$ , são denominadas por  $u(k)$  e  $y(k)$ , respectivamente. Se a entrada  $u(k)$  é um sinal senoidal, a saída em regime estacionário será também um sinal senoidal da mesma frequência, mas magnitude e ângulo de fase possivelmente diferentes. O sinal de entrada para o sistema  $G(z)$  antes da amostragem é:

$$u(t) = \sin \omega t \quad (4.1)$$


**Figura 4. 5: Sistema discreto linear invariante no tempo**

O sinal de entrada amostrado  $u(k)$  é dado por:

$$u(k) = \sin k\omega T \quad (4.2)$$

Verificamos que um sistema discreto linear, estável, invariante no tempo e sujeito a uma entrada senoidal possuirá, em regime estacionário, uma saída senoidal com a mesma frequência da entrada. Porém a amplitude e o ângulo de fase de saída, em geral, serão diferentes daqueles da entrada. De fato, a amplitude da saída é dada pelo produto da amplitude da entrada por  $|G(e^{j\omega T})|$ , enquanto o ângulo de fase da saída difere da entrada de um valor  $\phi = \angle G(e^{j\omega T})$ .

Com base no exposto, obtemos este importante resultado, para entrada senoidais:

$$|G(z)| = \frac{|Y(z)|}{|U(z)|} = \text{relação de amplitude do senóide de saída para o senóide de entrada} \quad (4.3)$$

$$\angle G(z) = \angle \frac{Y(z)}{U(z)} = \text{defasagem do senóide de saída com respeito ao senóide de entrada} \quad (4.4)$$

Portanto, as características de resposta de um sistema para entrada senoidal podem ser obtidas diretamente de:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (4.5)$$

A função  $G(z)$  é chamada *função de transferência pulsada*. É a relação entre  $Y(z)$  e  $U(z)$ , é uma grandeza complexa e pode ser representada pelo módulo e ângulo de fase, tendo a frequência como variável ou parâmetro. (Um ângulo de fase negativo é denominado *atraso de fase*, e um ângulo de fase positivo é denominado *avanço de fase*). A função de transferência senoidal de qualquer sistema linear é feita substituindo-se  $s$  por  $j\omega$  na função de transferência do sistema. Para caracterizar completamente um sistema linear no domínio da frequência, devemos especificar tanto a relação de amplitude como o ângulo de fase, em função da frequência  $\omega$ .

O cálculo de  $Y(z)$  e  $U(z)$  é feito pela Transformada de Fourier Discreta dos sinais senoidais discretos  $y(k)$  e  $u(k)$  respectivamente, e os ângulos de fase são calculados pelos arcotangentes entre os termos imaginários e reais de  $Y(z)$  e  $U(z)$ .

Para a plataforma hidráulica foram gerados sinais senoidais na faixa de frequência de 0,1 a 5 Hz com intervalo de 0,1 Hz para a obtenção dos diagramas de Bode. Para cada frequência, foram obtidos 1024 amostras, com uma frequência de amostragem de 100 Hz, portanto o período de amostragem  $T = 0,01$  s para cada sinal senoidal. Foram feitas três repetições para cada frequência de excitação. Como o número de amostras (1024) não compreende períodos inteiros, foi feita uma reamostragem a partir de 1000 amostras para 1024, para corrigir o problema de *leakage* dos sinais. O sinal de saída  $y(k)$  é condicionado para que a média entre o maior e o menor sinal seja igual a zero e foram multiplicados por um fator de correção de Volts para radianos. Portanto  $G(z)$  é a relação entre o ângulo da sapata em radianos e o sinal em Volts aplicado na válvula proporcional.

A plataforma hidráulica pode ser descrita como um sistema mecânico em tempo discreto por um modelo ARMA da seguinte forma mais geral (Ogata, 1995):

$$y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + \dots + a_n y(k-n) = b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + \dots + b_n u(k-n) \quad (4.6)$$

onde  $u(k)$  é a entrada e  $y(k)$  é a saída do sistema no instante  $k$ . Os coeficientes  $a_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) são os parâmetros AR (“*auto regressive*”) e os coeficientes  $b_j$  ( $j = 0, 1, 2, \dots, n$ ) são os parâmetros MA (“*moving average*”), onde  $n$  é a ordem do sistema.

A equação pode ser escrita na forma de função de transferência como sendo:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (4.7)$$

ou

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 z^n + b_1 z^{n-1} + b_2 z^{n-2} + \dots + b_n}{z^n + a_1 z^{n-1} + a_2 z^{n-2} + \dots + a_n} \quad (4.8)$$

que também podem ser escritos em equações de estado nas seguintes formas canônicas: controlável e observável, cujas formulações são as seguintes:

a) Forma canônica controlável

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k+1) \\ x_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k) \\ x_n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.9)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} b_n - a_n b_0 & b_{n-1} - a_{n-1} b_0 & \dots & b_2 - a_2 b_0 & b_1 - a_1 b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k) \\ x_n(k) \end{bmatrix} + b_0 u(k) \quad (4.10)$$

b) Forma canônica observável

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k+1) \\ x_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & -a_n \\ 1 & \cdots & 0 & 0 & -a_{n-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & 0 & -a_2 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k) \\ x_n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_n - a_n b_0 \\ b_{n-1} - a_{n-1} b_0 \\ \vdots \\ b_2 - a_2 b_0 \\ b_1 - a_1 b_0 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.11)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k) \\ x_n(k) \end{bmatrix} + b_0 u(k) \quad (4.12)$$

Para a formulação do controle adaptativo de um sistema, deve-se ter o sistema identificado, isto é, obter a ordem ( $n$ ) e os parâmetros ( $a_i$  e  $b_j$ ) do sistema.

Para isso, um dos métodos utilizados foi o ERA (“*Eigensystem Realization Algorithm*”), Juang & Pappa (1985), Juang (1994), cuja formulação é mostrada a seguir.

Dado um sistema em tempo discreto, na forma de equações de estado:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (4.13)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (4.14)$$

A solução da Equação 4.13 para qualquer inteiro positivo  $k$  pode ser obtido diretamente por recursão, como segue:

$$x(k) = A_d^k x(0) + \sum_{j=0}^{k-1} A_d^{k-j-1} B_d u(j), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.15)$$

Observa-se que  $x(k)$  se divide em duas partes: uma representando a contribuição do estado inicial  $x(0)$  e a outra a contribuição da entrada  $u(j)$ , onde  $j = 0, 1, 2, \dots, k-1$

A saída  $y(k)$  é dada por:

$$y(k) = C A_d^k x(0) + C \sum_{j=0}^{k-1} A_d^{k-j-1} B_d u(j) + Du(k) \quad (4.16)$$

Para o caso particular de  $x(0) = 0$ , as equações se reduzem a:

$$x(k) = \sum_{j=0}^{k-1} A_d^{k-j-1} B_d u(j) \quad (4.17)$$

$$y(k) = C \sum_{j=0}^{k-1} A_d^{k-j-1} B_d u(j) + Du(k) \quad (4.18)$$

Para um sinal de entrada impulsiva definido pelas seguintes relações:

$$u(k) = \begin{cases} 1 & \text{para } k = 0 \\ 0 & \text{para } k > 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Obtém-se as respostas do sistema  $Y(k)$  para um sinal impulsivo, denominados Parâmetros de Markov, como sendo:

$$\begin{aligned} Y(0) &= D \\ Y(1) &= C B_d \\ Y(2) &= C A_d B_d \\ Y(3) &= C A_d^2 B_d \\ &\vdots \\ Y(k) &= C A_d^{k-1} B_d \end{aligned} \quad (4.20)$$

Comparando com as Equações 4.9 e 4.10 ou 4.11 e 4.12, obtém-se as seguintes relações para os parâmetros de Markov:

$$Y(0) = b_0$$

$$Y(1) = b_1 - a_1 b_0 = b_1 - a_1 Y(0)$$

$$Y(2) = b_2 - a_2 b_0 - a_1 (b_1 - a_1 b_0) = b_2 - a_2 Y(0) - a_1 Y(1)$$

$$Y(3) = b_3 - a_3 b_0 - a_2 (b_1 - a_1 b_0) - a_1 (b_2 - a_2 b_0 - a_1 (b_1 - a_1 b_0)) = b_3 - a_3 Y(0) - a_2 Y(1) - a_1 Y(2) \quad (4.21)$$

⋮      ⋮

$$Y(k) = b_k - \sum_{i=1}^k a_i Y(k-i)$$

Pode-se definir também a matriz de Hankel  $H(k-1)$  que contém os parâmetros de Markov, como sendo:

$$H(k-1) = \begin{bmatrix} Y(k) & Y(k+1) & \cdots & Y(k+q-1) \\ Y(k+1) & Y(k+2) & \cdots & Y(k+q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y(k+p-1) & Y(k+p) & \cdots & Y(k+p+q-2) \end{bmatrix}_{p \times q} \quad (4.22)$$

onde  $p$  e  $q$  são valores arbitrários, mas usualmente são escolhidos valores iguais.

Para o caso de  $k \geq 1$ , obtém-se a seguinte matriz:

$$H(k-1) = \begin{bmatrix} C A_d^{k-1} B_d & C A_d^k B_d & \cdots & C A_d^{k+q-2} B_d \\ C A_d^k B_d & C A_d^{k+1} B_d & \cdots & C G^{k+q-1} H \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C A_d^{k+p-2} B_d & C G^{k+p-1} H A_d^{k-1} B_d & \cdots & C A_d^{k+p+q-3} B_d \end{bmatrix}_{p \times q} \quad (4.23)$$

que pode ser decomposta nas seguintes matrizes:

$$H(k-1) = \begin{bmatrix} C \\ C A_d \\ C A_d^2 \\ \vdots \\ C A_d^{p-1} \end{bmatrix} A_d^{k-1} [B_d \quad A_d B_d \quad A_d^2 B_d \quad \cdots \quad A_d^{q-1} B_d] \quad (4.24)$$

onde a matriz  $\begin{bmatrix} C \\ C A_d \\ C A_d^2 \\ \vdots \\ C A_d^{p-1} \end{bmatrix}$  é denominada matriz de observabilidade (**O**)

e a matriz  $[B_d \quad A_d B_d \quad A_d^2 B_d \quad \cdots \quad A_d^{q-1} B_d]$  é denominada matriz de controlabilidade (**C**).

Pode-se portanto rescrever a Equação 4.24 como sendo:

$$H(k-1) = \mathbf{O} A_d^{k-1} \mathbf{C} \quad (4.25)$$

Pode-se então obter valores para  $k = 1$  e  $k = 2$ :

$$H(0) = \mathbf{O} \mathbf{C} \quad (4.26)$$

$$H(1) = \mathbf{O} A_d \mathbf{C} \quad (4.27)$$

Fazendo a decomposição em valores singulares da matriz  $H(0)$ , obtém-se:

$$H(0) = U \Sigma V^T = U \Sigma^{1/2} \Sigma^{1/2} V^T \quad (4.28)$$

onde  $\Sigma$  é uma matriz diagonal com os valores singulares, com a escolha de valores de  $p$  e  $q$  muito maiores que  $n$  (ordem do sistema) os valores singulares vão diminuindo de valor até bem próximos a zero. Quando é escolhido valores de  $p$  e  $q$  iguais a  $n$  não haverá valores

singulares próximos de zero. Portanto a ordem do sistema é avaliado como sendo o número de valores singulares não nulos da matriz  $\Sigma$ .

Comparando com a Equação 4.26, obtém-se as seguintes equações:

$$\mathbf{O} = U \Sigma^{1/2} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{C} = \Sigma^{1/2} V^T \quad (4.30)$$

Substituindo estas equações na Equação 4.27, obtém-se:

$$H(\mathbf{1}) = U \Sigma^{1/2} A_d \Sigma^{1/2} V^T \quad (4.31)$$

Com isto, obtém-se a seguinte equação:

$$A_d = U^T \Sigma^{-1/2} H(\mathbf{1}) \Sigma^{-1/2} V \quad (4.32)$$

Das definições  $\mathbf{O}$  e  $\mathbf{C}$ , obtém-se as seguintes relações:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{1 \times p} \mathbf{O} = I_{1 \times p} \mathbf{O} = I_{1 \times p} U \Sigma^{1/2} \quad (4.33)$$

$$B_d = \mathbf{C} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{q \times 1} = \mathbf{C} I_{q \times 1} = \Sigma^{1/2} V^T I_{q \times 1} \quad (4.34)$$

Com isto, pode-se obter as matrizes de estado do sistema a partir das matrizes da decomposição em valores singulares da matriz de Hankel.

Uma outra maneira de obter os parâmetros de Markov é a partir da definição da função de transferência em tempo discreto, Xu, Schoukens & Duym (1995), definido pela seguinte equação:

$$G(z_k) = \frac{b_0 + b_1 z_k^{-1} + b_2 z_k^{-2} + \dots + b_n z_k^{-n}}{1 + a_1 z_k^{-1} + a_2 z_k^{-2} + \dots + a_n z_k^{-n}} \quad (4.35)$$

sendo que  $z_k$  pode ser calculado como:

$$z_k = e^{j \frac{2\pi k}{l}} \quad (4.36)$$

Onde  $j$  é o termo imaginário,  $l$  número de dados e  $z_k$  correspondem aos pontos de frequências  $2\pi k/(lT)$  com  $T$  sendo o intervalo de tempo de amostragem.

Da Equação 4.35 pode-se formular uma equação algébrica para obter os coeficientes  $a_i$  e  $b_j$ :

$$\Psi = \theta^T \cdot \Omega \quad (4.37)$$

onde:

$$\Omega = \begin{bmatrix} G(z_0)z_0^{-1} & G(z_1)z_1^{-1} & \cdots & G(z_{l-1})z_{l-1}^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(z_0)z_0^{-n} & G(z_1)z_1^{-n} & \cdots & G(z_{l-1})z_{l-1}^{-n} \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_0^{-1} & z_1^{-1} & \cdots & z_{l-1}^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_0^{-n} & z_1^{-n} & \cdots & z_{l-1}^{-n} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\theta^T = [-a_1 \quad \cdots \quad -a_n \quad b_0 \quad \cdots \quad b_n] \quad (4.39)$$

$$\Psi = [G(z_0) \quad G(z_1) \quad \cdots \quad G(z_{l-1})] \quad (4.40)$$

Com os parâmetros  $a_i$  e  $b_j$  obtidos, pode-se calcular os parâmetros de Markov por meio das Equações 4.21, posteriormente monta-se a matriz de Hankel  $H$  e com a decomposição em valores singulares, pode-se obter um gráfico relacionando o valor singular com a ordem do sistema. Com a análise do gráfico, obtém-se a ordem do sistema.

Com a ordem do sistema identificado, efetua-se novamente o mesmo procedimento para obter os parâmetros do sistema  $a_i$  e  $b_j$ .

### 4.3 Resultados da identificação

Aplicando esta metodologia para ambas as configurações, obtemos os seguintes resultados.

#### 4.3.1 Identificação para a Configuração 1

Admitindo inicialmente que a ordem do sistema é igual a 10, obtendo os parâmetros do sistema, calculando os parâmetros de Markov, montando a matriz H e efetuando a decomposição em valores singulares, obtemos o seguinte gráfico que relaciona a ordem e os valores singulares, mostrado na Figura 4.6:

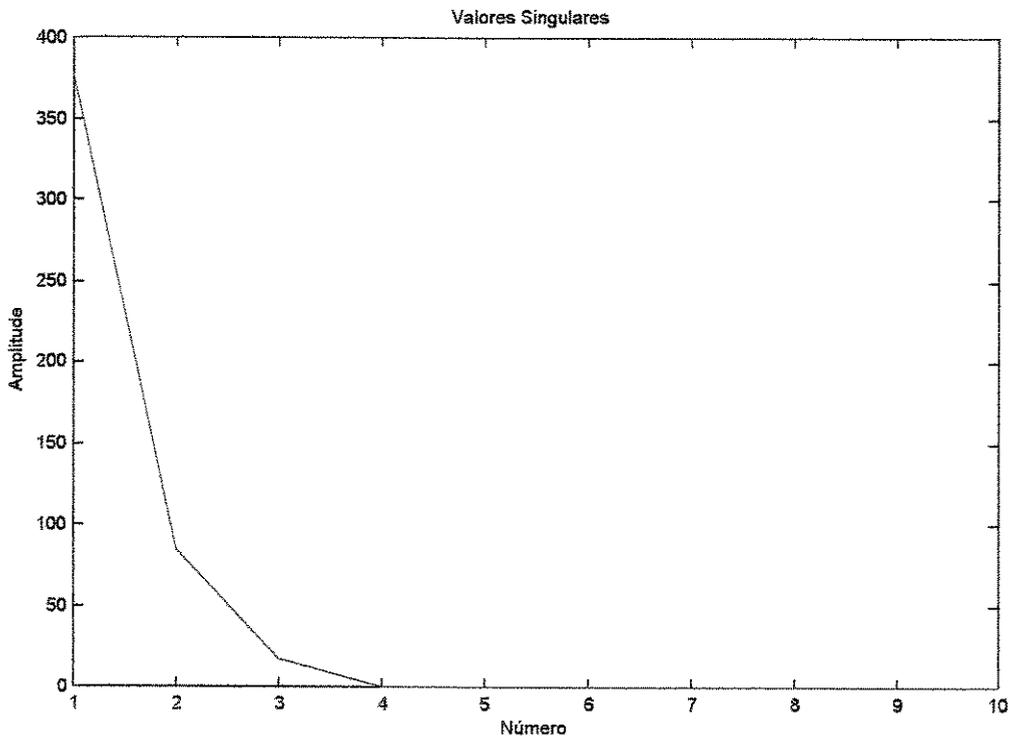


Figura 4. 6: Gráfico dos valores singulares para a Configuração 1

Observa-se da Figura 4.6 que a partir do número 4 os valores singulares tendem a valores iguais ou bem próximos de zero. Portanto, pode-se concluir que o sistema é de 4ª ordem. Recalculando para ordem 4 obtemos os seguintes valores para os parâmetros em tempo discreto, com intervalo de amostragem de 0,01 s, mostrados nas Tabelas 4.1 e 4.2:

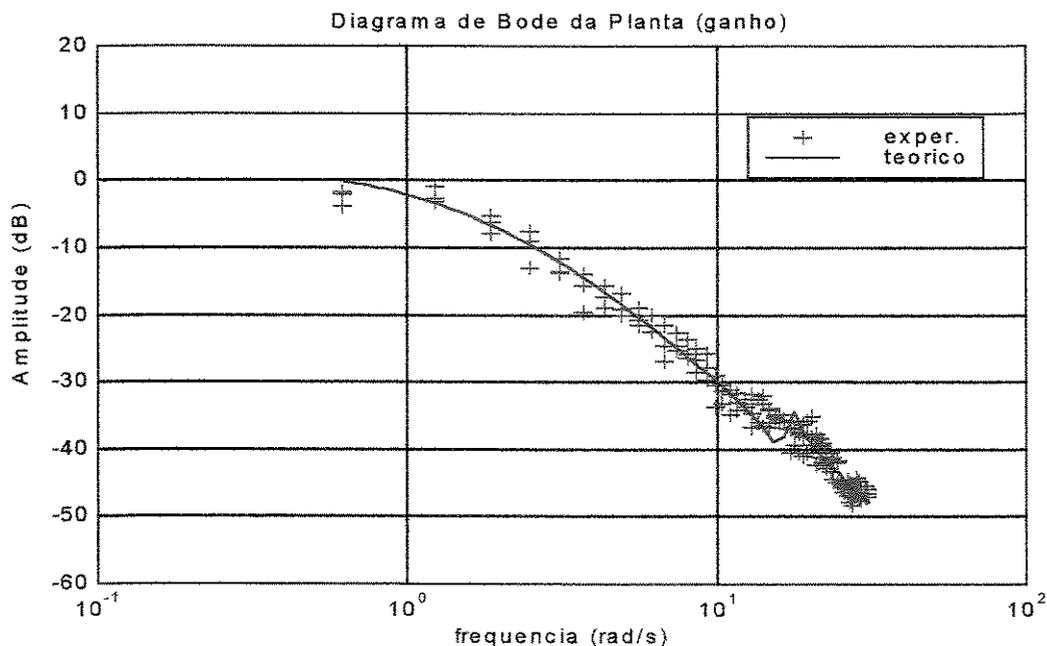
**Tabela 4. 1: Parâmetros do denominador da planta na Configuração 1**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	-3,9170	5,7824	-3,8125	0,9471

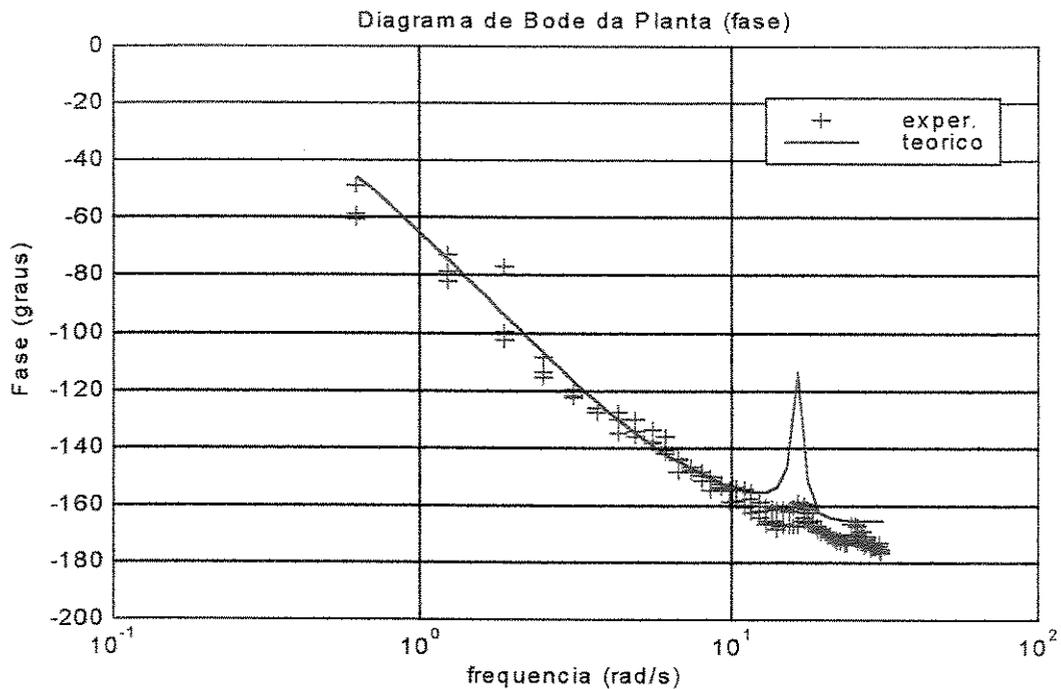
**Tabela 4. 2: Parâmetros do numerador da planta na Configuração 1**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
$3,5060 \cdot 10^{-4}$	$-6,5920 \cdot 10^{-4}$	$2,9220 \cdot 10^{-4}$	$2,6600 \cdot 10^{-5}$

Com estes dados obtidos, pode-se traçar o diagrama de Bode para os dados experimentais e para a curva teórica obtida pelos parâmetros estimados pelo método ERA, mostrados nas Figuras 4.7 e 4.8:



**Figura 4. 7: Diagrama de Bode (ganho) da planta na Configuração 1**

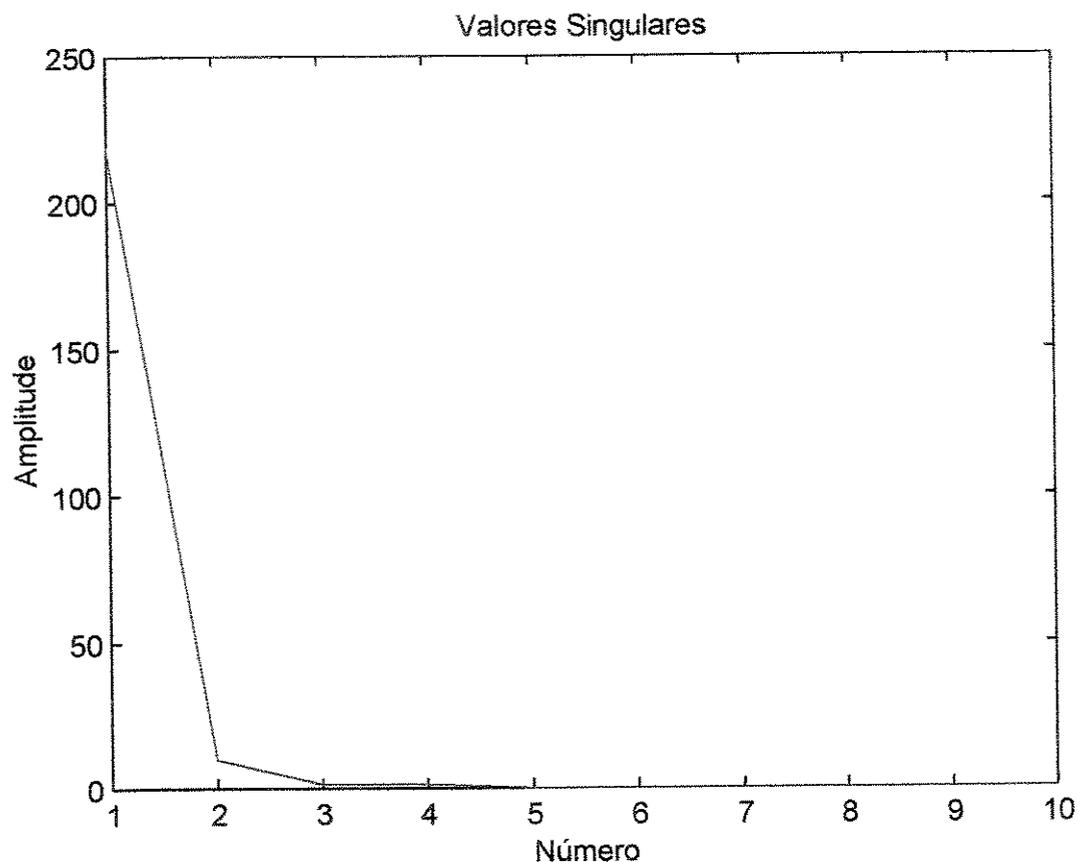


**Figura 4. 8: Diagrama de Bode (fase) da planta na Configuração 1**

Observa-se das Figuras 4.7 e 4.8, que a curva teórica se ajusta bem aos dados experimentais. Somente no gráfico de fase a partir da frequência de 10 rad/s é que ocorre uma discrepância nos dados.

#### 4.3.2 Identificação para a Configuração 2

Admitindo novamente que a ordem do sistema é igual a 10, obtendo os parâmetros do sistema, calculando os parâmetros de Markov, montando a matriz  $H$  e efetuando a decomposição em valores singulares, obtemos o seguinte gráfico que relaciona a ordem e os valores singulares, mostrado na Figura 4.9:



**Figura 4. 9: Gráfico dos valores singulares para Configuração 2**

Observa-se da Figura 4.9 que a partir do número 3 os valores singulares são baixos, não muito próximos de zero e a partir do número 5 é que os valores singulares atingem valores bem próximos de zero. Portanto, uma boa estimativa é o valor intermediário 4, que será então um sistema de 4ª ordem. Recalculando para ordem 4 obtemos os seguintes valores para os parâmetros em tempo discreto, com intervalo de amostragem de 0,01 s, mostrados nas Tabelas 4.3 e 4.4:

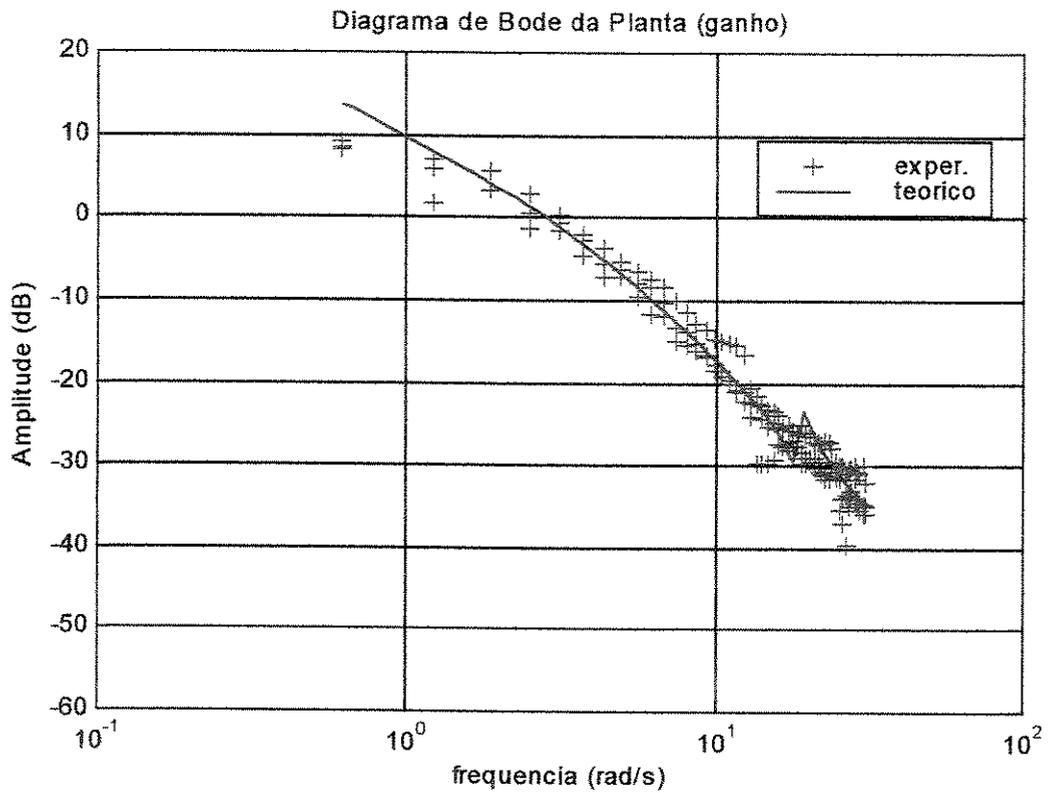
**Tabela 4. 3: Parâmetros do denominador da planta na Configuração 2**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	-3,8999	5,7389	-3,7765	0,9374

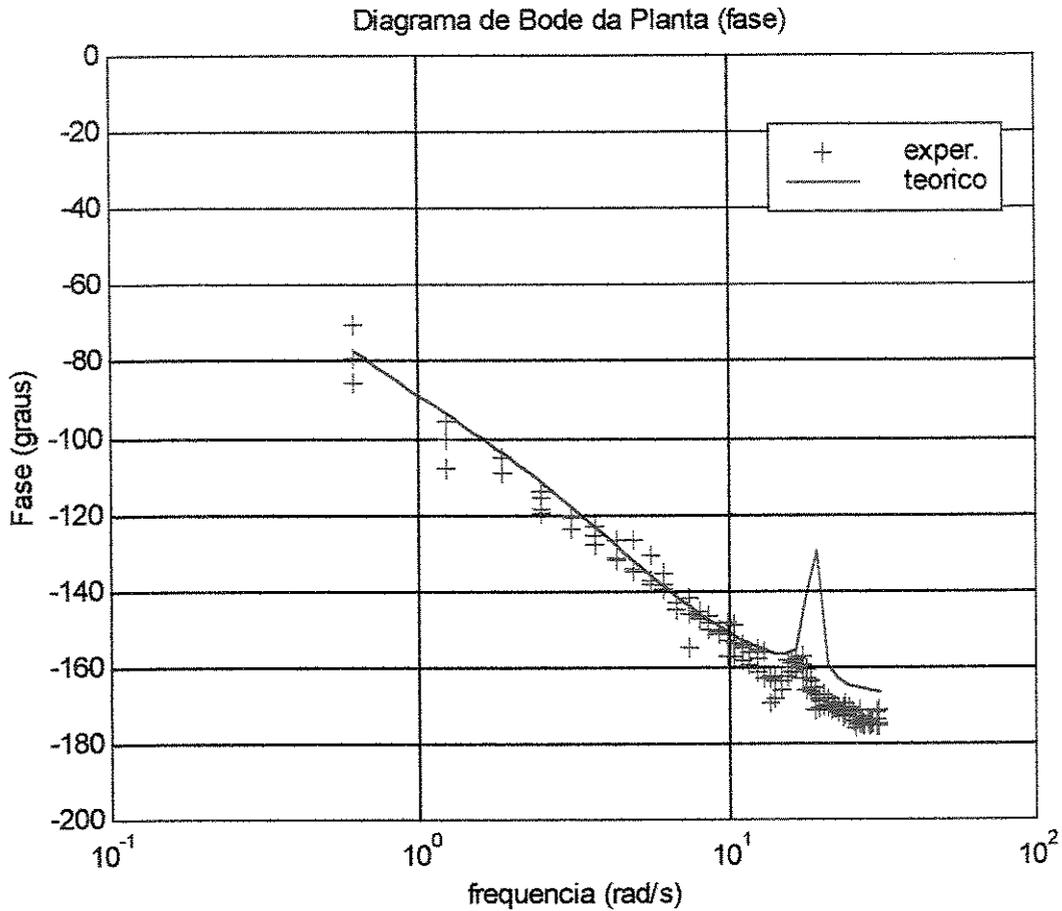
**Tabela 4. 4: Parâmetros do numerador da planta na Configuração 2**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
$1,2328 \cdot 10^{-3}$	$-1,9801 \cdot 10^{-3}$	$3,8510 \cdot 10^{-4}$	$4,1910 \cdot 10^{-4}$

Com estes dados obtidos, pode-se traçar o diagrama de Bode para os dados experimentais e para a curva teórica obtida pelos parâmetros estimados pelo método ERA, mostrados nas Figuras 4.10 e 4.11:



**Figura 4. 10: Diagrama de Bode (ganho) da planta na Configuração 2**



**Figura 4. 11: Diagrama de Bode (fase) da planta na Configuração 2**

Observa-se das Figuras 4.10 e 4.11, que a curva teórica se ajusta bem aos dados experimentais. Como ocorreu na Configuração 1, há uma diferença nos dados no gráfico de fase a partir da frequência de 10 rad/s, essa diferença neste caso é bem menor em amplitude.

## Capítulo 5

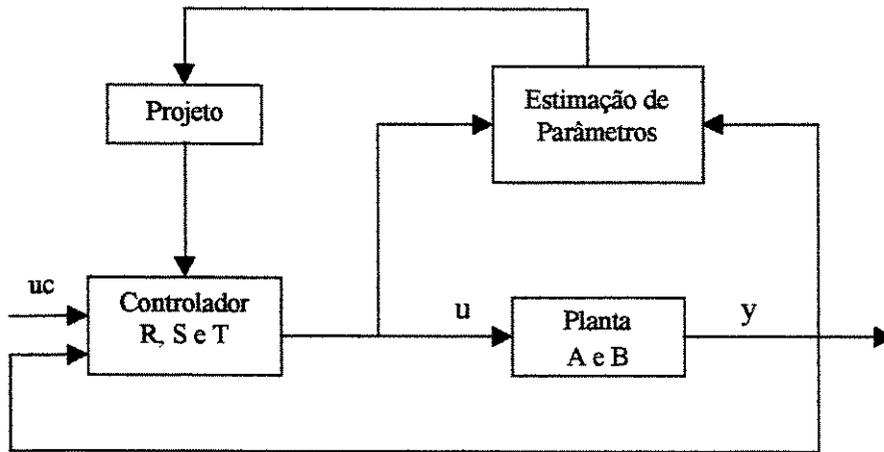
### Controlador adaptativo

#### 5.1 Princípios básicos

O princípio básico do funcionamento do controlador adaptativo é que os parâmetros do controlador se alteram a cada mudança dos parâmetros da planta, Åström & Wittenmark (1989). O controlador, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 5.1, pode ser dividido em duas etapas:

- a) **Estimação de parâmetros:** é a etapa onde é feita a identificação da planta, obtendo o numerador e denominador da função de transferência, que posteriormente é usado no projeto do controlador. A estimação de parâmetros é feita “*on-line*”, usando métodos de estimação recursivos. Isto é, a cada recursão os parâmetros são atualizados com base na última medição e nos valores anteriores. Há vários métodos, tais como: aproximação estocástica, mínimos quadrados, mínimos quadrados extendidos generalizados, variáveis instrumentais e máxima verossimilhança. Neste trabalho o método utilizado é o de mínimos quadrados.
- b) **Projeto do controlador:** é a etapa onde são calculados os parâmetros do controlador, em função de um modelo de referência, que garantam um bom desempenho sem erro estacionário. O projeto também é feito “*on-line*”, e a solução apresentada refere-se ao sistema cujos parâmetros foram estimados na etapa anterior. Existem vários métodos numéricos para o projeto do controlador, tais como: mínima variância, linear

quadrática, alocação de pólos, modelo de referência e auto-sintonizável, sendo que o método utilizado neste trabalho é o auto-sintonizável.



**Figura 5. 1: Diagrama de blocos do controlador adaptativo**

## 5.2 Mínimos quadrados recursivos

A estimação de parâmetros pelo método dos mínimos quadrados recursivos se baseia no princípio de que os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático devem ser escolhidos de tal maneira, que a soma dos quadrados das diferenças entre os valores observados e os valores calculados, multiplicado por números que medem o grau de precisão, seja um mínimo, Åström & Wittenmark (1989).

Considerando agora uma função de transferência em tempo discreto de um sistema com uma seqüência de entrada  $u(k)$  e saída  $y(k)$ , pode se escrever a função como sendo:

$$A(z)y(k) = B(z)u(k) \quad (5.1)$$

onde:

$$A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} \quad (5.2)$$

$$B(z) = b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n} \quad (5.3)$$

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE

Para a estimação dos parâmetros é necessário que a relação seja dividida em termos de parâmetros a serem conhecidos e dados disponíveis do sistema. Portanto a Equação 5.1 se torna:

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta + e(k) \quad (5.4)$$

onde  $\theta$  é o vetor dos parâmetros desconhecidos, definido como sendo:

$$\theta^T = [-a_1 \quad \dots \quad -a_n \quad b_1 \quad \dots \quad b_n] \quad (5.5)$$

$\varphi(k)$  é um vetor de regressão, que consistem dos dados de entrada e saída medidos, que portanto pode ser definido como sendo:

$$\varphi(k) = [y(k-1) \quad \dots \quad y(k-n) \quad u(k-1) \quad \dots \quad u(k-n)] \quad (5.6)$$

e  $e(k)$  é o erro entre o valor medido e o calculado.

Pode-se também escrever  $y(k)$  em função de  $\hat{\theta}$  e  $\hat{e}$ , que são as estimativas de  $\theta$  e  $e$  respectivamente:

$$y(k) = \varphi^T(k)\hat{\theta} + \hat{e}(k) \quad (5.7)$$

Substituindo a Equação 5.7 na Equação 5.4, a estimativa do erro se torna:

$$\hat{e}(k) = e(k) + \varphi^T(k)(\theta - \hat{\theta}) \quad (5.8)$$

A Equação 5.7 pode ser escrita na forma matricial dos elementos amostrados como sendo:

$$\begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \varphi^T(2) \\ \vdots \\ \varphi^T(N) \end{bmatrix} \hat{\theta} + \begin{bmatrix} \hat{e}(1) \\ \hat{e}(2) \\ \vdots \\ \hat{e}(N) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

ou

$$Y = \Phi \hat{\theta} + \hat{E} \quad (5.10)$$

onde:

$$Y^T = [y(1) \quad \dots \quad y(N)] \quad (5.11)$$

$$\hat{E}^T = [\hat{e}(1) \quad \dots \quad \hat{e}(N)] \quad (5.12)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(N) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Rearranjando em termos do vetor erro  $\hat{E}$ , temos:

$$\hat{E} = Y - \Phi \hat{\theta} \quad (5.14)$$

Definindo agora a função  $J$ , que é a soma dos quadrados dos erros, como sendo:

$$J = \sum_{k=1}^N \hat{e}^2(k) = \hat{E}^T \hat{E} \quad (5.15)$$

Substituindo a Equação 5.14 na Equação 5.15, obtém-se:

$$\begin{aligned} J &= (Y - \Phi \hat{\theta})^T (Y - \Phi \hat{\theta}) \\ &= Y^T Y - \hat{\theta}^T \Phi^T Y - Y^T \Phi \hat{\theta} + \hat{\theta}^T \Phi^T \Phi \hat{\theta} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Derivando  $J$  em relação a  $\hat{\theta}$  e igualando a zero, obtém-se:

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\theta}} = -2\Phi^T Y + 2\Phi^T \Phi \hat{\theta} = 0 \quad (5.17)$$

Rearranjando a Equação 5.17, obtém-se o estimador de mínimos quadrados do vetor de parâmetros como sendo:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} (\Phi^T Y) \quad (5.18)$$

sendo que a matriz  $\Phi^T \Phi$  é não singular, positiva definida.

A partir da Equação 5.13 pode-se definir a matriz  $P(k)$  como sendo:

$$P(k) = (\Phi(k)^T \Phi(k))^{-1} = \left( \sum_{i=1}^k \varphi(i) \varphi^T(i) \right)^{-1} \quad (5.19)$$

que também pode ser escrito como:

$$P(k-1) = \left( \sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i) \varphi^T(i) \right)^{-1} \quad (5.20)$$

onde o erro  $e(k)$ , pode ser definido como:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) = y(k) - \varphi^T(i)\theta \quad (5.21)$$

Portanto a Equação 5.18 pode ser reescrita como sendo:

$$\hat{\theta}(k) = \left( \sum_{i=1}^k \varphi(i) \varphi^T(i) \right)^{-1} \left( \sum_{i=1}^k \varphi(i) y(i) \right) = P(k) \left( \sum_{i=1}^k \varphi(i) y(i) \right) \quad (5.22)$$

No controlador auto-sintonizável, os cálculos são efetuados sequencialmente em tempo real. Portanto seria apropriado que os cálculos sejam feitos recursivamente na ordem para salvar

tempo de cálculo. Os cálculos podem ser estruturados de maneira que os resultados obtidos no instante  $k-1$  podem ser usados na ordem para estimar no instante  $k$ . Portanto a Equação 5.18 para o problema de mínimos quadrados será reescrita dentro de uma forma recursiva. Seja  $\hat{\theta}(k-1)$  estimativa de mínimos quadrados baseados em  $k-1$  medidas. É assumido que a matriz  $\Phi^T \Phi$  é regular para todo  $k$ . Segue da definição de  $P(k)$  que:

$$P(k)^{-1} = P(k-1)^{-1} + \varphi(k)\varphi^T(k) \quad (5.23)$$

A estimativa de mínimos quadrados  $\hat{\theta}(k)$  é então dada pela seguinte equação:

$$\hat{\theta}(k) = P(k) \left( \sum_{i=1}^k \varphi(i)y(i) \right) = P(k) \left( \sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i)y(i) + \varphi(k)y(k) \right) \quad (5.24)$$

Usando a Equação 5.22 e a Equação 5.23 temos:

$$\sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i)y(i) = P(k-1)^{-1} \hat{\theta}(k-1) = P(k)^{-1} \hat{\theta}(k-1) - \varphi(k)\varphi^T(k) \hat{\theta}(k-1) \quad (5.25)$$

Substituindo a Equação 5.25 na Equação 5.24, obtemos a estimativa no instante  $k$  que pode ser escrita como sendo:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) - P(k)\varphi(k)\varphi^T \hat{\theta}(k-1) + P(k)\varphi(k)y(k) \\ &= \hat{\theta}(k-1) + P(k)\varphi(k) \left( y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1) \right) \\ &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)\varepsilon(k) \end{aligned} \quad (5.26)$$

onde

$$K(k) = P(k)\varphi(k) \quad (5.27)$$

$$\varepsilon(k) = y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1) \quad (5.28)$$

O resíduo  $\varepsilon(k)$  pode ser interpretado como um erro de predição (um passo atrás) de  $y(k)$  baseado na estimativa de  $\hat{\theta}(k-1)$ .

Deve-se agora obter uma equação recursiva para  $P(k)$ . Para isso, será necessário usar o lema de inversão de matrizes, que é definido logo abaixo:

### Lema da inversão de matrizes

Sejam  $A$ ,  $C$ , e  $C^{-1} + D A^{-1} B$  as matrizes quadradas não singulares. Então:

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1} B (C^{-1} + D A^{-1} B)^{-1} D A^{-1} \quad (5.29)$$

Aplicando o lema para  $P(k)$  e usando Equação 5.23 obtém-se:

$$\begin{aligned} P(k) &= (\Phi^T(k)\Phi(k))^{-1} = (\Phi^T(k-1)\Phi(k-1) + \varphi(k)\varphi^T(k))^{-1} \\ &= (P(k-1)^{-1} + \varphi(k)\varphi^T(k))^{-1} \\ &= P(k-1) - P(k-1)\varphi(k)(I + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k))^{-1}\varphi^T(k)P(k-1) \end{aligned} \quad (5.30)$$

Isto implica que:

$$K(k) = P(k)\varphi(k) = P(k-1)\varphi(k)(I + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k))^{-1} \quad (5.31)$$

Nota-se que a inversão de matrizes é necessária para calcular  $P(k)$ . A matriz para ser invertida é, portanto, da mesma dimensão que o número de medidas. Isto é, para um sistema de uma única saída o resultado é um escalar.

Com isto, o algoritmo da estimação de parâmetros pelo método de mínimos quadrados recursivos pode ser resumido pelas seguintes equações:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)(y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1)) \quad (5.32)$$

$$K(k) = P(k)\varphi(k) = P(k-1)\varphi(k)(I + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k))^{-1} \quad (5.33)$$

$$P(k) = P(k-1) - P(k-1)\varphi(k)(I + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k))^{-1}\varphi^T P(k-1) \\ = (I - K(k)\varphi^T(k))P(k-1) \quad (5.34)$$

Em vários problemas adaptativos é de interesse considerar a situação na qual os parâmetros variam com o tempo. Dois casos podem ser cobertos por simples extensão do método de mínimos quadrados. Em um dos casos, o valor dos parâmetros altera abruptamente, mas raramente; no outro caso o valor dos parâmetros altera lentamente. O caso de abrupta mudança do valor dos parâmetros pode ser resolvido pela “reinicialização”. A matriz  $P$  no algoritmo dos mínimos quadrados é então periodicamente reinicializado por  $\alpha I$ , onde  $\alpha$  é um número grande. O caso de parâmetros variando lentamente no tempo pode ser resolvida utilizando a técnica do fator de esquecimento. Um fator de esquecimento  $\lambda$  é um número entre 0 e 1, o qual é usado para reduzir progressivamente a ênfase que é dado às informações passadas. O conceito do fator de esquecimento pode ser melhor entendido ao considerar que a informação é ponderada na função custo dos mínimos quadrados. Especificamente o método dos mínimos quadrados recursivos normal é utilizado para minimizar a função custo a cada tempo  $k$ , Wellstead & Zarrop (1991):

$$J = \sum_{i=1}^k \hat{e}^2(i) \quad (5.35)$$

Esta escolha implica que todos os valores de  $\hat{e}(i)$  de  $i=1$  até  $k$  apresentam uma ponderação igual.

O método mínimos quadrados recursivos com fator de esquecimento aplica uma ponderação diferencial para os dados, pelo uso da seguinte função custo modificada:

$$\bar{J} = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \hat{e}^2(i) \quad (5.36)$$

O mecanismo de esquecimento, portanto utiliza a influência de  $\lambda$  para progressivamente reduzir a importância dada aos dados antigos. Valores comumente usados na prática são entre

0.95 e 1. É claro que pode-se interpretar  $\lambda$  como um esquecimento a “tempo constante” e associado com memória de dados de aproximadamente  $(1 - \lambda)^{-1}$ .

Derivando a equação de mínimos quadrados utilizando a função custo modificada da Equação 5.36 é possível mostrar que a estimativa de mínimos quadrados dos parâmetros estimados vem a ser:

$$\hat{\theta}(k) = [\varphi^T(k)\Lambda(k)\varphi(k)]^{-1} \varphi^T(k)\Lambda(k)y(k) \quad (5.37)$$

onde:

$$\Lambda(k) = \text{diag}(\lambda^k, \lambda^{k-1}, \dots, \lambda^2, \lambda, 1) \quad (5.38)$$

Aplicando o método do fator de esquecimento na definição de  $P(k)$ , obtém-se a seguinte relação:

$$P(k)^{-1} = \lambda P(k-1)^{-1} + \varphi(k)\varphi^T(k) \quad (5.39)$$

Refazendo o mesmo procedimento efetuado anteriormente, obtém-se as seguintes equações que regem o algoritmo de mínimos quadrados recursivos com fator de esquecimento exponencial:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)\varepsilon(k) \quad (5.40)$$

$$\varepsilon(k) = y(k) - \varphi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1) \quad (5.41)$$

$$K(k) = P(k-1)\varphi(k-1) \left( \lambda + \varphi^T(k-1)P(k-1)\varphi(k-1) \right)^{-1} \quad (5.42)$$

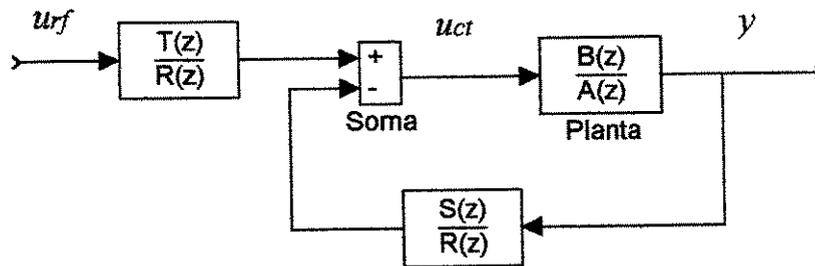
$$P(k) = \left( I - K(k)\varphi^T(k-1) \right) P(k-1) / \lambda \quad (5.43)$$

### 5.3 Projeto do controlador auto-sintonizável

Com a identificação do sistema cuja função de transferência em tempo discreto  $G(z)$  é definido por:

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (5.44)$$

O controlador auto-sintonizável é representado pelo seguinte diagrama de blocos:



**Figura 5. 2: Diagrama de blocos do controlador auto-sintonizável**

onde  $u_{rf}$ ,  $u_{ct}$  e  $y$  são os sinais de referência, controle e saída;

e  $R(z)$ ,  $S(z)$  e  $T(z)$  são os polinômios em  $z$  do controlador auto-sintonizável.

Calculando a função transferência entre o sinal de saída e referência, obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{y}{u_{rf}} = \frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} \quad (5.45)$$

Esta função de transferência deve garantir as condições de desempenho desejadas para o sistema, isto é, garantir que a resposta do sistema seja rápida e sem erro estacionário, para que a resposta do sistema seja a mais próxima possível do sinal de referência. Para isso é necessário o projeto de uma função de transferência  $G_m(z)$ , descrito na próxima seção, que servirá como um modelo de referência, definido como sendo:

$$G_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{y}{u_{rf}} \quad (5.46)$$

Substituindo a Equação 5.46 na Equação 5.45, obtém-se a seguinte equação:

$$A(z)R(z) + B(z)S(z) = \frac{B(z)}{B_m(z)}T(z)A_m(z) \quad (5.47)$$

Considerando o projeto sem cancelamento dos zeros (Åström e Wittenmark, 1989) e definindo o polinômio do observador  $A_o(z)$  como sendo:

$$A_o(z) = \frac{B(z)}{B_m(z)}T(z) \quad (5.48)$$

E substituindo a Equação 5.48 na Equação 5.47, obtém-se a seguinte equação denominada Diophantina:

$$A(z)R(z) + B(z)S(z) = A_o(z)A_m(z) = F(z) \quad (5.49)$$

Uma regra a ser adotada para o projeto do polinômio do observador é que deve ser estável e seja mais rápida que a resposta do modelo de referência determinado pelo polinômio do denominador  $A_m(z)$ , Åström e Wittenmark (1989).

Os polinômios  $A_m(z)$ ,  $B_m(z)$  e  $A_o(z)$  possuem as seguintes condições de compatibilidade Åström e Wittenmark (1989):

- a)  $B_m(z)$  deve ser divisível por  $B(z)$ .
- b) *ordem de  $A_m(z)$  – ordem de  $B_m(z)$  ≥ ordem de  $A(z)$  – ordem de  $B(z)$ .*
- c) *ordem de  $A_o(z)$  ≥ 2 ordem de  $A(z)$  – ordem de  $A_m(z)$  – 1*

Satisfazendo essas condições foi definido neste trabalho, as seguintes relações:

- a) *ordem de  $A_m(z)$  = ordem de  $A(z)$*
- b) *ordem de  $B_m(z)$  = ordem de  $B(z)$*
- c) *ordem de  $A_o(z)$  = ordem de  $A(z)$*

O polinômio do observador  $A_o(z)$  é definido como sendo:

$$A_o(z) = z^n \quad (5.50)$$

onde  $n$  é a ordem de  $A(z)$  e cujos pólos em tempo discreto são todos iguais a zero.

A equação Diophantina é resolvida por meio de uma equação matricial definida como:

$$M = \mathbf{S}^{-1} F \quad (5.51)$$

onde:

$$M = [r_n \ \cdots \ r_0 \ s_n \ \cdots \ s_1] \quad (5.52)$$

$$F^T = [f_{2n} \ \cdots \ f_0] \quad (5.53)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} a_n & 0 & \cdots & 0 & 0 & b_n & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ a_{n-1} & a_n & \cdots & 0 & 0 & b_{n-1} & b_n & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ a_1 & a_2 & \cdots & a_n & 0 & b_1 & b_2 & \cdots & b_{n-1} & b_n \\ 1 & a_1 & \cdots & a_{n-1} & a_n & 0 & b_1 & \cdots & b_{n-2} & b_{n-1} \\ 0 & 1 & \cdots & a_{n-2} & a_{n-1} & 0 & 0 & \cdots & b_{n-3} & b_{n-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_1 & a_2 & 0 & 0 & \cdots & 0 & b_1 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & a_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

onde  $\mathbf{S}$  é denominada matriz Sylvester.

O polinômio  $T(z)$  é calculado a partir da Equação 5.48:

$$T(z) = \frac{B_m(z)}{B(z)} A_o(z) \quad (5.55)$$

e finalmente o sinal de controle é calculado pela seguinte equação:

$$R(z)u_{ct} = T(z)u_{rf} - S(z)y \quad (5.56)$$

Simplificando, tem-se a seguinte equação na forma recursiva:

$$u_{ct}(k) = t_0 u_{rf}(k) - s_1 y(k-1) - \dots - s_n y(k-n) - r_1 u_{ct}(k-1) - \dots - r_n u_{ct}(k-n) \quad (5.57)$$

#### 5.4 Projeto do modelo de referência

Com a identificação do sistema cuja função de transferência em tempo discreto  $G(z)$ , definido na Equação 5.44, obtém-se  $A(z)$  e  $B(z)$  polinômios em  $z$  do denominador e numerador respectivamente. Deve-se transformá-lo em função de transferência em tempo contínuo para o cálculo dos pólos e zeros do sistema.

A partir dos pólos do sistema, projeta-se uma função de transferência  $G_m(z)$ , que servirá como um modelo de referência, garantindo assim o melhor desempenho sem erro estacionário. Definido como sendo:

$$G_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (5.58)$$

Para o cálculo do polinômio  $A_m(z)$  deve-se transformar a função de transferência em tempo discreto  $G(z)$  em tempo contínuo  $G(s)$ . Para isso deve-se inicialmente transformar a função de transferência em tempo discreto  $G(z)$  na forma de equações de estado em tempo discreto conforme mostrado nas Equações 4.13 e 4.14 utilizando as Equações 4.9 e 4.10 para a forma canônica controlável e as Equações 4.11 e 4.12 para a forma canônica observável. Para a transformação das matrizes de estado em tempo discreto para tempo contínuo utiliza-se as seguintes relações:

$$A = \frac{\ln(A_d)}{T} \quad (5.59)$$

$$B = \frac{B_d}{\int_0^T e^{A\tau} d\tau} \quad (5.60)$$

Para a obtenção da função de transferência em tempo contínuo  $G(s)$  utiliza-se a seguinte relação:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (5.61)$$

Com o cálculo da raízes do polinômio do denominador  $A(s)$  obtém-se os pólos da função de transferência da planta em tempo contínuo  $G(s)$ . Com base nos valores dos pólos da planta obtidos, adota-se os seguintes critérios para obtenção dos pólos do denominador em tempo contínuo do modelo de referência:

- a) **Pólos complexos:** é feito o cálculo da frequência natural e do fator de amortecimento. O fator de amortecimento do modelo de referência é considerado igual a 0,7071.
- b) **Pólos reais:** o sistema não possui oscilação, isto é não há frequência natural e o fator de amortecimento não pode ser determinado pois pode ser maior ou igual a 1. Portanto adota-se o maior valor absoluto entre os pólos reais e as frequências naturais da planta para os pólos reais e as frequências naturais do modelo.

Com isto obtém-se o denominador do modelo de referência  $A_m(s)$  para tempo contínuo.

O numerador do modelo de referência  $B_m(s)$  é adotado igual ao numerador da planta  $B(s)$ . Transformando os polinômios em tempo contínuo para o tempo discreto, obtém-se  $A_m(z)$  e  $B_m(z)$ .

O polinômio  $B_m(z)$  obtido não é divisível por  $B(z)$ , para solução deste problema  $B_m(z)$  é recalculado por meio da seguinte relação:

$$B_m(z) = k_d B(z) \quad (5.62)$$

Onde  $k_d$  é um ganho escalar para eliminação do erro estacionário da função de transferência do modelo de referência em tempo discreto, definido como sendo:

$$k_d = \frac{A_m(z)|_{z=1}}{B(z)|_{z=1}} \quad (5.63)$$

#### 5.4.1 Definição do modelo de referência na Configuração 1

Para a Configuração 1 obtemos a seguinte função de transferência em tempo contínuo da planta, a partir das Equações 5.46, 5.47 e 5.48 mostrados anteriormente, cujos parâmetros são mostrados nas Tabelas 5.1 e 5.2:

**Tabela 5. 1: Denominador da planta em tempo contínuo na Configuração 1**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	5,4304	303,8227	1221,6484	859,2553

**Tabela 5. 2: Numerador da planta em tempo contínuo na Configuração 1**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,0164	3,8756	10,6211	1050,6525

Com isto, pode-se obter os pólos, frequências naturais e fatores de amortecimento do denominador da função de transferência do sistema, a partir do cálculo das raízes do polinômio do denominador da planta em tempo contínuo, que são mostrados na Tabela 5.3:

**Tabela 5. 3: Pólos da planta na Configuração 1**

Pólo	Fator de amortecimento	Frequência natural (rad/s)
$-0,6550 + 17,2000i$	0,0381	17,2000
$-0,6550 - 17,2000i$	0,0381	17,2000
-0,9040	-----	-----
-3,2200	-----	-----

Pelos critérios mencionados anteriormente, podemos definir os pólos, fatores de amortecimento e frequências naturais do modelo de referência, mostrados na Tabela 5.4:

**Tabela 5. 4: Pólos do modelo na Configuração 1**

Pólo	Fator de amortecimento	Frequência natural (rad/s)
$-12,1622 + 12,1622i$	0,7071	17,2000
$-12,1622 - 12,1622i$	0,7071	17,2000
-17,2000	-----	-----
-17,2000	-----	-----

Considera-se inicialmente o numerador da função de transferência do modelo de referência em tempo contínuo igual ao da planta. Em seguida transforma-se a função de transferência do modelo de referência em tempo contínuo para discreto. Com esta transformação o numerador do modelo de referência não é divisível pelo numerador da planta em tempo discreto. Para resolução deste problema considera-se novamente o numerador do modelo de referência igual ao numerador da planta em tempo discreto. Multiplica-se em seguida por um fator  $k_a$  definido na Equação 5.63, obtendo assim o numerador do modelo de referência em tempo discreto sem erro estacionário. Com isto obtém-se os parâmetros da função de transferência do modelo de referência em tempo discreto, com intervalo de amostragem de 0,01 s, mostrados nas Tabelas 5.5 e 5.6:

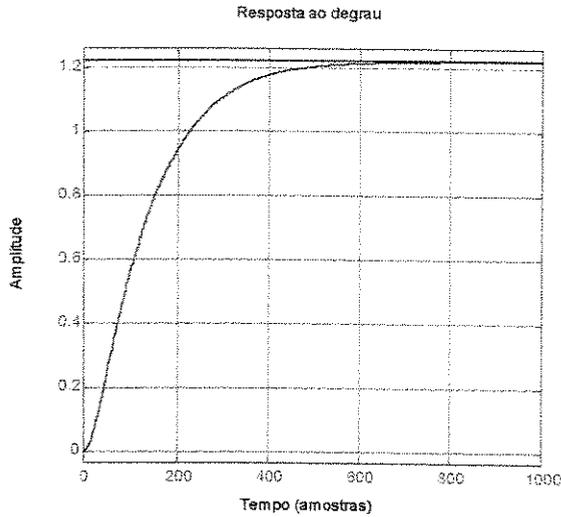
**Tabela 5. 5: Denominador do modelo em tempo discreto na Configuração 1**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	-3,4419	4,4533	-2,5666	0,5559

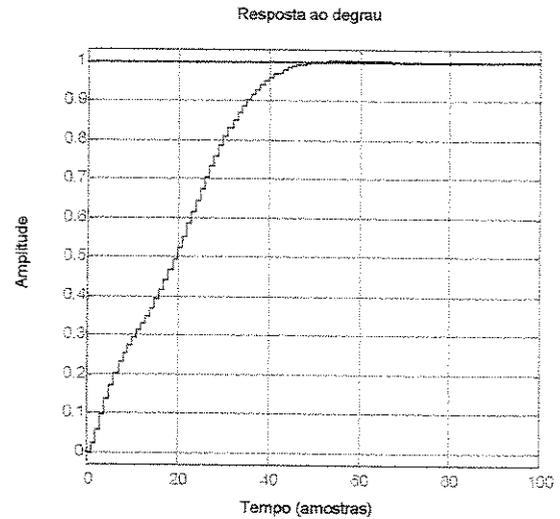
**Tabela 5. 6: Numerador do modelo em tempo discreto na Configuração 1**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,0225	-0,0423	0,0187	0,0017

Para comparação do desempenho da planta e do modelo de referência, traça-se os gráficos simulados no MATLAB da resposta ao sinal degrau em tempo discreto, mostrados nas Figuras 5.3 e 5.4:



**Figura 5. 3: Resposta ao degrau da planta na Configuração 1**



**Figura 5. 4: Resposta ao degrau do modelo na Configuração 1**

Analisando as Figuras 5.3 e 5.4, observa-se que a planta demora 800 amostras, isto é 8 s, para estabilizar, enquanto que o modelo de referência demora 70 amostras, isto é 0,7 s, para estabilizar. Com relação ao erro estacionário, a planta possui um erro de aproximadamente 22 %, enquanto o modelo de referência não possui erro estacionário. Portanto o modelo de referência satisfaz as condições exigidas de desempenho.

Para a implementação na bancada de testes, foram também obtidas funções de transferências da planta e do modelo de referência, para frequência de amostragem de 5 Hz, isto é intervalo de amostragem de 0,2 s, para que não haja muita discrepância no tempo de resposta e no tempo de computação para o cálculo do sinal de controle.

Os parâmetros da função de transferência da planta em tempo discreto para frequência de amostragem de 5 Hz são mostrados nas Tabelas 5.7 e 5.8:

**Tabela 5. 7: Denominador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	0,3191	-1,0758	-0,3103	0,3375

**Tabela 5. 8: Numerador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,0585	0,1334	0,1081	0,0309

Os parâmetros da função de transferência do modelo de referência em tempo discreto para frequência de amostragem de 5 Hz são mostrados nas Tabelas 5.9 e 5.10:

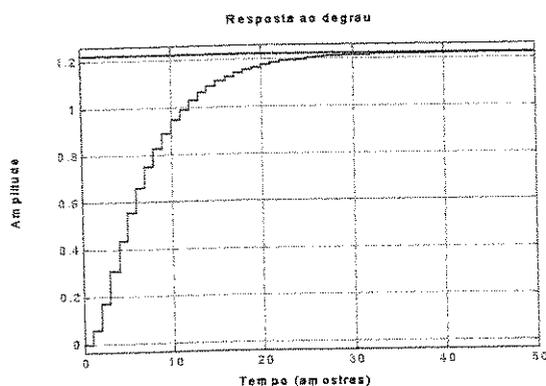
**Tabela 5. 9: Denominador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	-3,4419	4,4533	-2,5666	0,5559

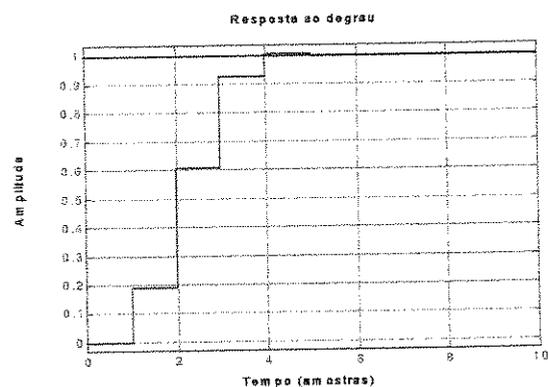
**Tabela 5. 10: Numerador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,0225	-0,0423	0,0187	0,0017

Para analisar o desempenho da planta e do modelo de referência, foram obtidos os gráficos simulados no MATLAB de resposta ao degrau, mostrados nas Figuras 5.5 e 5.6:



**Figura 5. 5: Resposta ao degrau da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1**



**Figura 5. 6: Resposta ao degrau do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 1**

Analisando as Figuras 5.5 e 5.6, observa-se que para a frequência de amostragem de 5 Hz, o desempenho para a planta não se altera, isto é, demora cerca de 40 amostras ou 8 s para a estabilização e o erro estacionário é de 22 %, mas para o modelo de referência, a estabilização demora agora 5 amostras ou 1 s, sem erro estacionário, portanto ocorre um aumento no tempo de estabilização em 0,3 s. Outro fato observado nos gráficos é que a cada amostra observada no modelo de referência, há uma grande variação na amplitude do sistema, fato este que pode influir no comportamento do sistema.

#### 5.4.2 Definição do modelo de referência na Configuração 2

Para a Configuração 2, obtém-se a seguinte função de transferência em tempo contínuo da planta, a partir das Equações 5.59, 5.60 e 5.61 mostrados anteriormente, cujos parâmetros são mostrados nas Tabelas 5.11 e 5.12:

**Tabela 5. 11: Denominador da planta em tempo contínuo na Configuração 2**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	6,4642	379,4088	1890,1464	409,2128

**Tabela 5. 12: Numerador da planta em tempo contínuo na Configuração 2**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,0407	17,0619	39,0398	5892,7595

Com isto pode-se obter os pólos, frequências naturais e fatores de amortecimento do denominador da função de transferência da planta, a partir do cálculo das raízes do polinômio do denominador da planta em tempo contínuo, que são mostrados na Tabela 5.13:

**Tabela 5. 13: Pólos da planta na Configuração 2**

Pólo	Fator de amortecimento	Frequência natural (rad/s)
$-0,6890 + 19,3000i$	0,0357	19,3000
$-0,6890 - 19,3000i$	0,0357	19,3000
-0,2270	-----	-----
-4,8600	-----	-----

Pelos critérios mencionados anteriormente podemos definir os pólos, fatores de amortecimento e frequências naturais do modelo de referência, mostrados na Tabela 5.14:

**Tabela 5. 14: Pólos do modelo na Configuração 2**

Pólo	Fator de amortecimento	Frequência natural (rad/s)
$-13,6472 + 13,6472 i$	0,7071	19,3000
$-13,6472 - 13,6472 i$	0,7071	19,3000
-19,3000	-----	-----
-19,3000	-----	-----

Considera-se inicialmente o numerador da função de transferência do modelo de referência em tempo contínuo igual ao da planta. Em seguida transforma-se a função de transferência do modelo de referência em tempo contínuo para discreto. Com esta transformação o numerador do modelo de referência não é divisível pelo numerador da planta em tempo discreto. Para resolução deste problema considera-se novamente o numerador do modelo de referência igual ao numerador da planta em tempo discreto. Multiplica-se em seguida por um fator  $k_d$  definido na Equação 5.63, obtém-se assim o numerador do modelo de referência em tempo discreto sem erro estacionário. Com isto obtém-se os parâmetros da função de transferência do modelo de referência em tempo discreto, com intervalo de amostragem de 0,01 s, mostrados nas Tabelas 5.15 e 5.16:

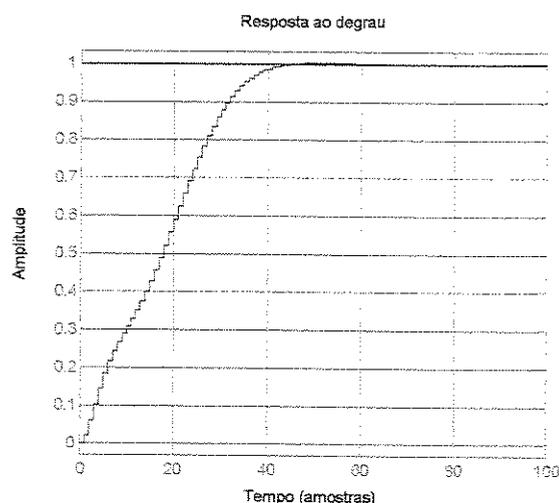
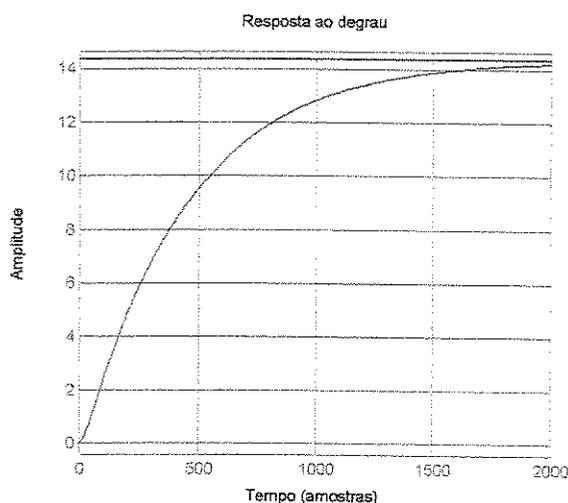
**Tabela 5. 15: Denominador do modelo em tempo discreto na Configuração 2**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	-3,3776	4,2915	-2,4302	0,5174

**Tabela 5. 16: Numerador do modelo em tempo discreto na Configuração 2**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,0217	-0,0348	0,0068	0,0074

Para comparação do desempenho da planta e do modelo de referência, traça-se os gráficos simulados no MATLAB de resposta ao sinal degrau em tempo discreto mostrados nas Figuras 5.7 e 5.8:



**Figura 5. 7: Resposta ao degrau da planta na Configuração 2**      **Figura 5. 8: Resposta ao degrau do modelo na Configuração 2**

Analisando as Figuras 5.7 e 5.8, observa-se que a planta demora mais de 2000 amostras, isto é 20 s, para estabilizar, enquanto que o modelo de referência demora 60 amostras, isto é 0,6 s, para estabilizar, portanto bem mais rápido. Com relação ao erro estacionário, a planta possui um erro de aproximadamente 1300 %, enquanto o modelo de referência não possui erro estacionário. Portanto o modelo de referência satisfaz as condições exigidas de desempenho.

Para a implementação na bancada de testes, foram também obtidas funções de transferências da planta e do modelo de referência, para frequência de amostragem de 5 Hz, isto é intervalo de amostragem de 0,2 s, para que não haja muita discrepância no tempo de resposta e no tempo de computação para o cálculo do sinal de controle.

Os parâmetros da função de transferência da planta em tempo discreto para frequência de amostragem de 5 Hz são mostrados nas Tabelas 5.17 e 5.18:

**Tabela 5. 17: Denominador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	-0,0122	-0,6425	-0,5348	0,2745

**Tabela 5. 18: Numerador da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,2402	0,4708	0,3879	0,1242

Os parâmetros da função de transferência do modelo de referência em tempo discreto para frequência de amostragem de 5 Hz são:

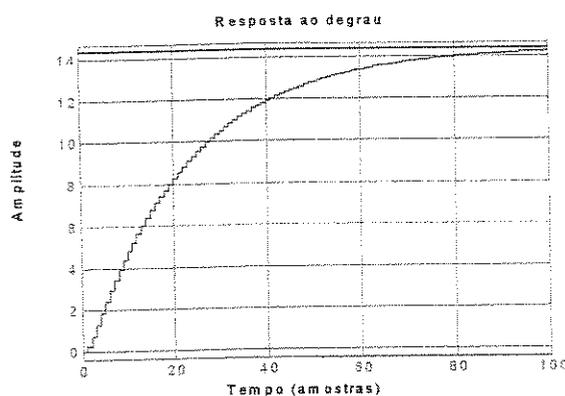
**Tabela 5. 19: Denominador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2**

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
1,0000	$7,7518 \cdot 10^{-2}$	$-3,3600 \cdot 10^{-4}$	$-1,2650 \cdot 10^{-4}$	$1,9000 \cdot 10^{-6}$

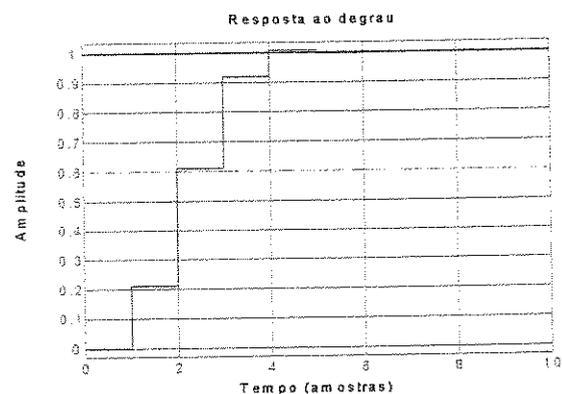
**Tabela 5. 20: Numerador do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2**

$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$
0,2115	0,4146	0,3416	0,1093

Para analisar o desempenho da planta e do modelo de referência foram obtidos os gráficos simulados no MATLAB de resposta ao degrau, mostrados nas Figuras 5.9 e 5.10:



**Figura 5. 9: Resposta ao degrau da planta com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2**



**Figura 5. 10: Resposta ao degrau do modelo com frequência de amostragem de 5 Hz na Configuração 2**

Analisando as Figuras 5.9 e 5.10, observa-se que para a frequência de amostragem de 5 Hz, o desempenho para a planta não se altera, isto é, demora mais de 100 amostras ou 20 s para a estabilização e o erro estacionário é superior 1300 %, mas para o modelo de referência, a estabilização demora agora 5 amostras ou 1 s, sem erro estacionário, portanto ocorre um aumento no tempo de estabilização em 0,4 s. Outro fato observado nos gráficos é que a cada amostra observada no modelo de referência, há uma grande variação na amplitude do sistema, fato este que pode influir no comportamento do sistema.

## 5.5 Análise dos resultados

Para a avaliação dos resultados para o sistema sem controle e com controle é formulado a seguinte equação para o cálculo do erro médio quadrático entre o sinal de referência e resposta do sistema controlado:

$$EMQ = \frac{\sum_{i=1}^n (y_i^p - y_i^r)^2}{n} \quad (5.64)$$

onde:

$y_i^p$  : sinal de resposta do sistema.

$y_i^r$  : sinal de referência do sistema.

$n$  : número de amostras a serem analisadas.

## Capítulo 6

### Resultados experimentais

#### 6.1 Experimentos

Para analisar o comportamento do controlador auto-sintonizável, foram efetuados experimentos com período de duração de 60 s, sendo os 30 s iniciais a fase de identificação executando apenas o bloco de estimação de parâmetros sem o projeto do controlador e posteriormente os 30 s finais efetuando ambos, isto é, estimação de parâmetros e projeto do controlador. Os experimentos foram efetuados para as seguintes configurações:

- a) **Configuração 1:** Somente uma válvula proporcional de avanço, o recuo é feito pelo peso próprio da plataforma.
- b) **Configuração 2:** Duas válvulas proporcionais, sendo uma para o avanço e outra para o recuo.

A finalidade destes experimentos é avaliar o comportamento do controlador para ambas as configurações.

Para cada configuração foram aplicadas as seguintes ondas de excitação:

- a) **Quadrada:** tem a finalidade de avaliar o controlador em relação ao erro estacionário e tempo de estabilização.

- b) **Senoidal**: avalia o quanto o controlador consegue acompanhar um sinal senoidal, com uma determinada frequência e amplitude.
- c) **Senoidal mista**: possui o objetivo de avaliar o comportamento do controlador para um sinal que é a soma de dois sinais senoidais de amplitudes e frequências diferentes.

Foram avaliados também a estimação de parâmetros pelo método dos mínimos quadrados com fator de esquecimento igual a 0,995, comparado com a estimação sem o fator de esquecimento, isto é, com fator de esquecimento igual a 1.

Outro método testado foi o da reinicialização da matriz covariância  $P$ , que é reinicializada nos instantes 20 e 40 s.

Foi aplicado ao sistema um sinal de alta frequência e baixa amplitude, denominado dither, para atenuação do efeito do coeficiente de atrito viscoso do sistema hidráulico, pois o sistema altera o seu comportamento dinâmico conforme a variação na temperatura do óleo hidráulico. O dither foi aplicado em todos os experimentos, nos 30 s iniciais, isto é na fase de identificação. Para análise do comportamento do sistema com controlador, foram feitos experimentos com e sem o dither somente nos 30 s finais.

A Tabela 6.1 apresenta os experimentos efetuados na bancada de testes.

**Tabela 6. 1: Tabela de experimentos**

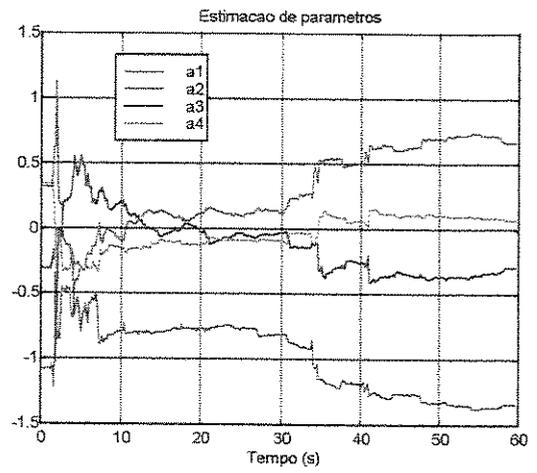
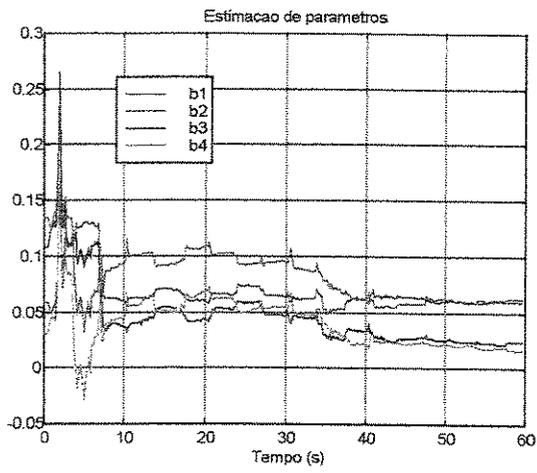
Exp. No	Configuração	Onda	Dither	Fator de Esquecimento	Reinicialização
1	1 (uma válvula)	Quadrada	Com	1,000	Sem
2			Sem	1,000	Sem
3			Com	0,995	Sem
4			Com	1,000	Com
5			Com	0,995	Com
6		Senoidal	Com	1,000	Sem
7			Sem	1,000	Sem
8			Com	0,995	Com
9		Senoidal Mista	Com	1,000	Sem
10			Sem	1,000	Sem
11			Com	0,995	Com
12	2 (duas válvulas)	Quadrada	Com	1,000	Sem
13			Sem	1,000	Sem
14			Com	0,995	Sem
15			Com	1,000	Com
16			Com	0,995	Com
17		Senoidal	Com	1,000	Sem
18			Sem	1,000	Sem
19			Com	0,995	Com
20		Senoidal Mista	Com	1,000	Sem
21			Sem	1,000	Sem
22			Com	0,995	Com

## 6.2 Experimentos na Configuração 1 e onda quadrada

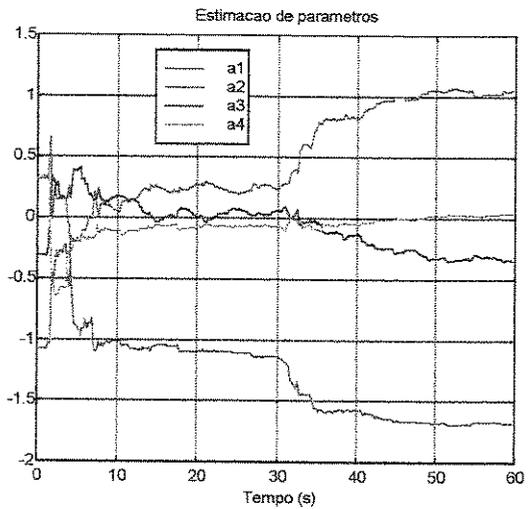
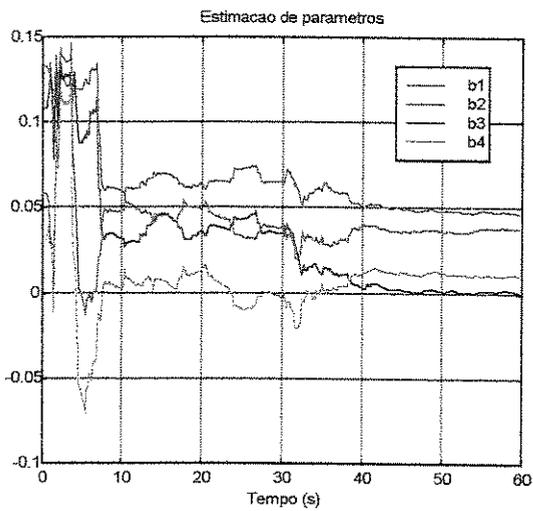
Para a Configuração 1 com onda quadrada com frequência de excitação de 0,15 Hz e frequência de amostragem de 5 Hz, foram efetuados cinco experimentos obtendo-se os seguintes resultados:

### 6.2.1 Estimação de parâmetros

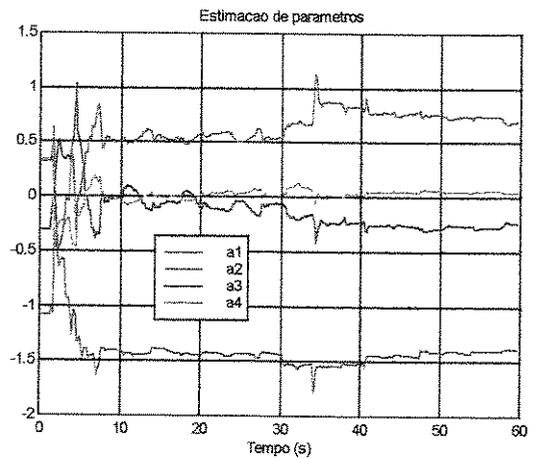
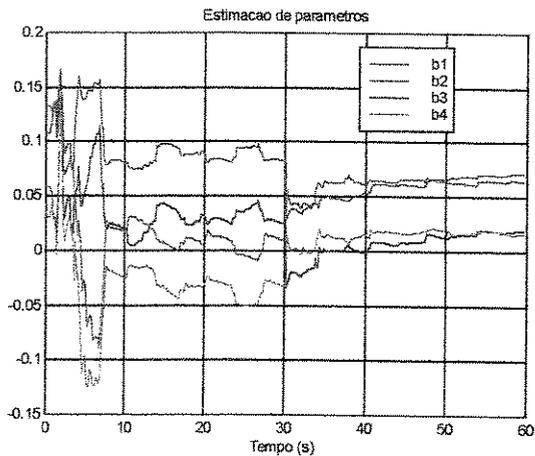
Conforme foi apresentado na Tabela 6.1, os resultados gráficos do bloco de estimação de parâmetros, de acordo com os experimentos 1, 2, 3, 4 e 5, podem ser observados nas Figuras 6.1, 6.2, 6.3, 6.4 e 6.5, respectivamente:



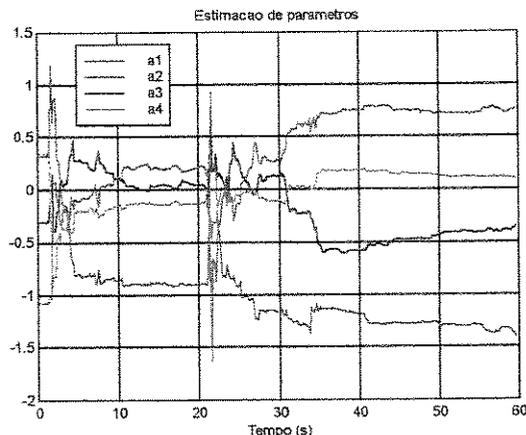
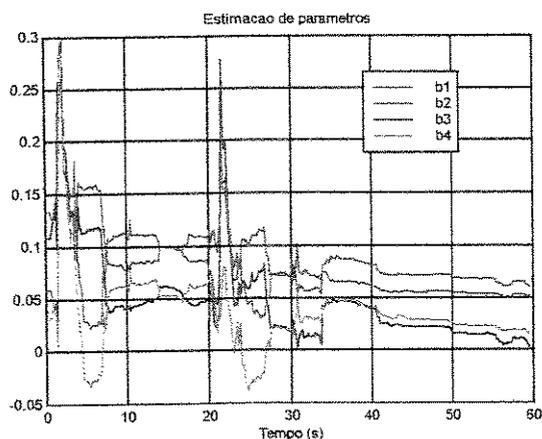
**Figura 6. 1: Estimação de parâmetros para o experimento 1**



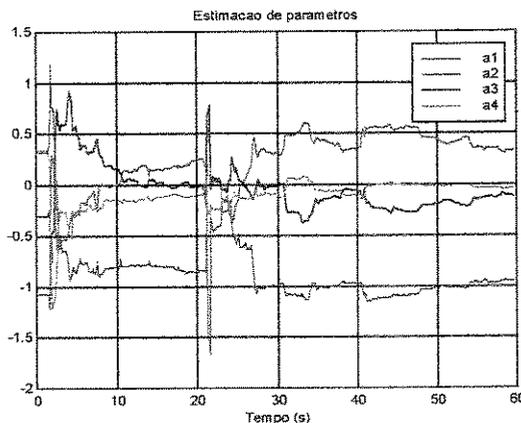
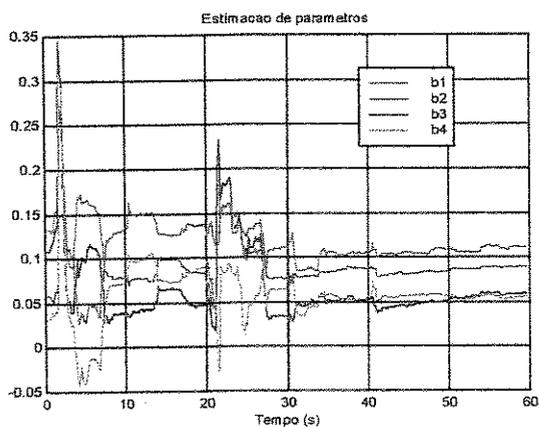
**Figura 6. 2: Estimação de parâmetros para o experimento 2**



**Figura 6. 3: Estimação de parâmetros para o experimento 3**



**Figura 6. 4: Estimação de parâmetros para o experimento 4**



**Figura 6. 5: Estimação de parâmetros para o experimento 5**

Observa-se dos gráficos obtidos que há uma grande variação nos parâmetros nos 30 s iniciais do experimento. Nos experimentos 4 e 5 há uma acentuada variação dos parâmetros a partir do instante de 20 s, verificada nas Figuras 6.4 e 6.5, em virtude da reinicialização da matriz de covariância  $P$ , ocorrido neste instante.

Após o instante de 30 s, os parâmetros convergem para valores mais estáveis.

A Tabela 6.2 mostra a comparação dos valores dos parâmetros estimados finais de cada experimento com os valores iniciais da planta.

**Tabela 6. 2: Valores iniciais e finais dos parâmetros**

Parâmetros	Início	Exp. 1	Exp. 2	Exp. 3	Exp. 4	Exp. 5
$b_1$	0,0585	0,0622	0,0469	0,0715	0,0511	0,0896
$b_2$	0,1334	0,0596	0,0378	0,0641	0,0597	0,1112
$b_3$	0,1081	0,0239	0,0004	0,0195	0,0023	0,0596
$b_4$	0,0309	0,0165	0,0103	0,0167	0,0149	0,0561
$a_1$	0,3191	-1,3447	-1,6842	-1,3908	-1,4005	-0,9565
$a_2$	-1,0758	0,6666	1,0463	0,6992	0,7721	0,3386
$a_3$	-0,3103	-0,2930	-0,3429	-0,2352	-0,3481	-0,1179
$a_4$	0,3375	0,0648	0,0408	0,0452	0,0933	-0,0432

Analisando a Tabela 6.2, observa-se que os parâmetros identificados pelo método ERA são bem diferentes dos obtidos pelo método dos mínimos quadrados recursivos no controlador auto-sintonizável. Os parâmetros identificados nos experimentos de 1 a 4 não possuem grandes diferenças entre si. O experimento 5 possui uma diferença nos parâmetros, isto pode ser devido ao uso do fator de esquecimento de 0,995 e da reinicialização da matriz de covariância  $P$ .

### 6.2.2 Controlador

Para a avaliação do desempenho do controlador são mostrados os gráficos comparativos entre os sinais de referência (excitação) e de resposta do sistema, conforme os experimentos 1, 2, 3, 4 e 5, que são mostrados nas Figuras 6.6, 6.7, 6.8, 6.9 e 6.10 respectivamente:

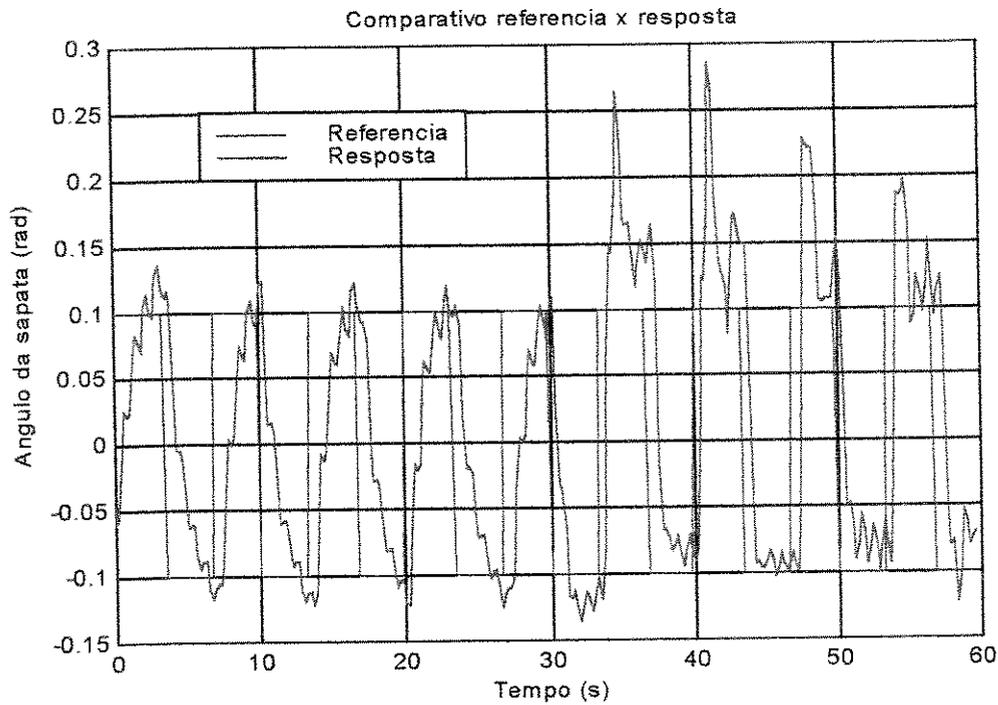


Figura 6. 6: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 1

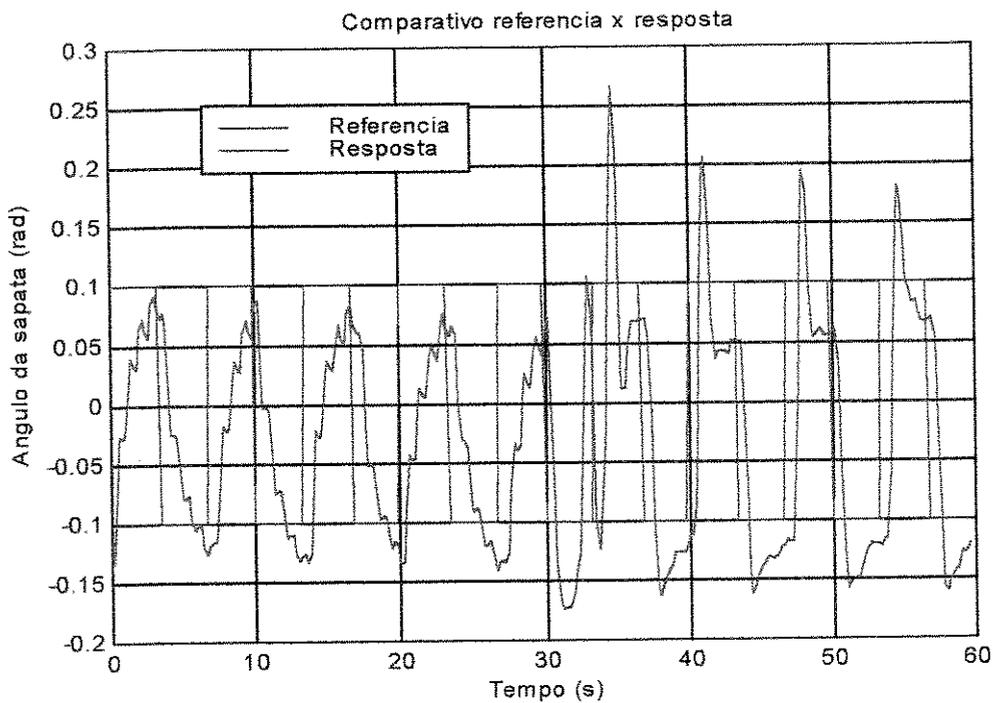


Figura 6. 7: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 2

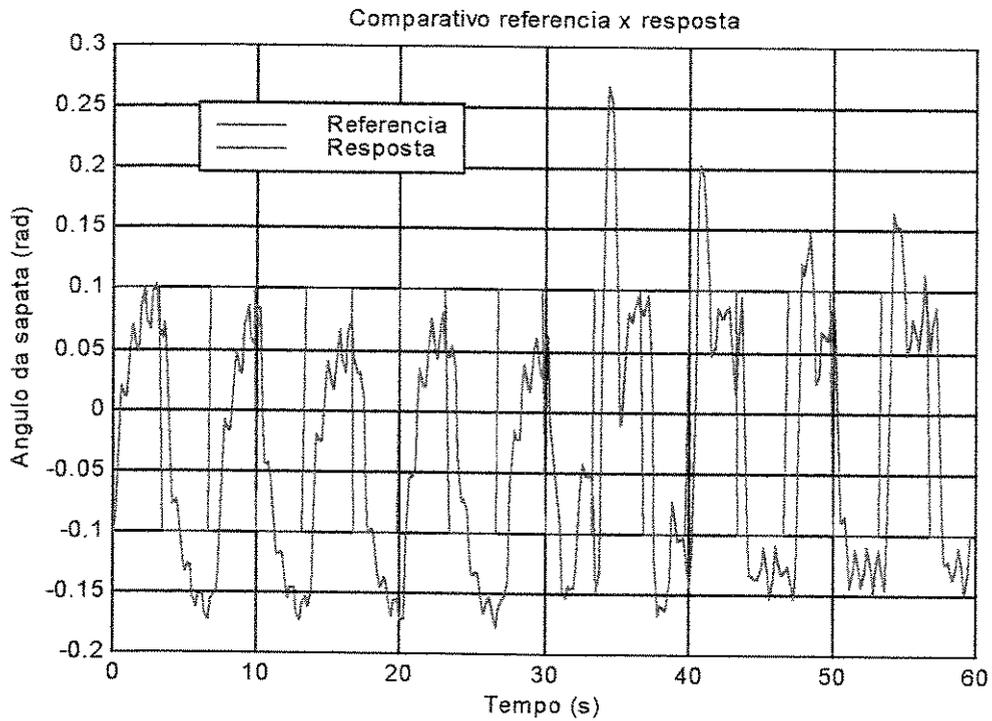


Figura 6. 8: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 3

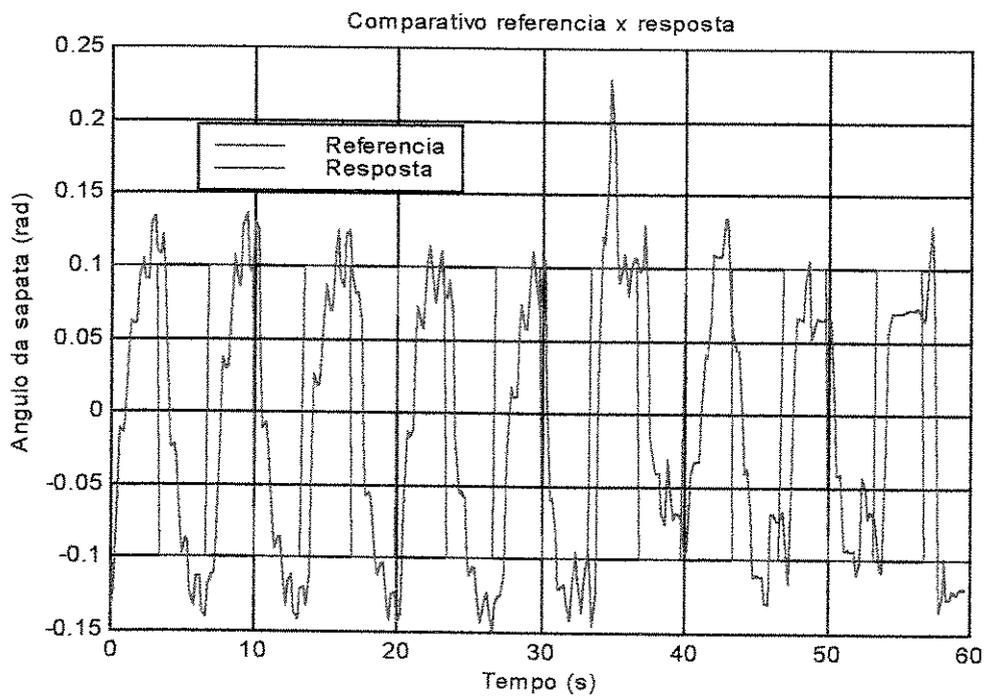
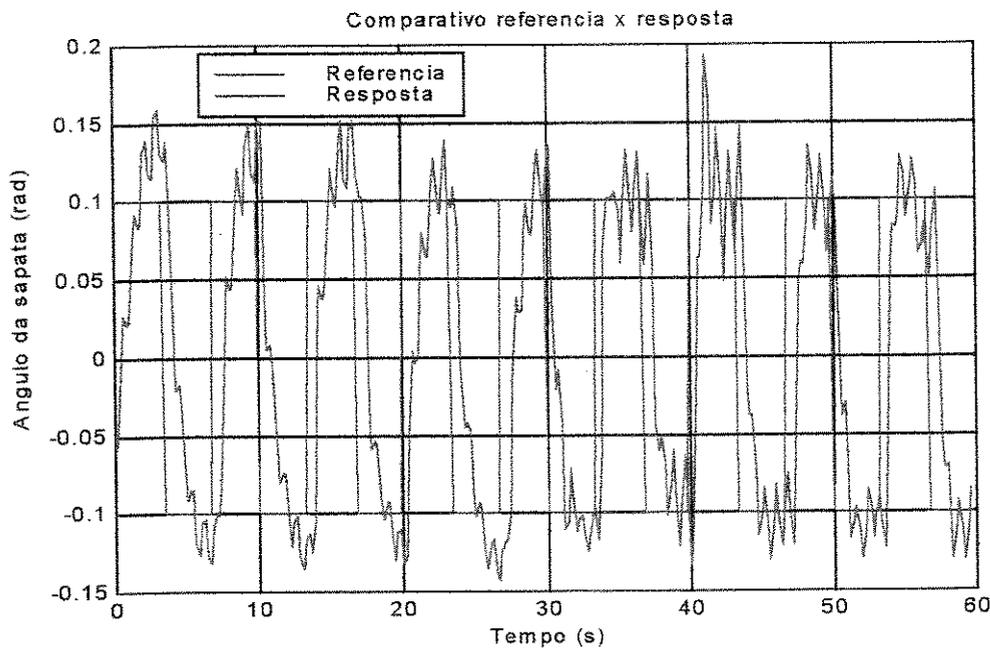


Figura 6. 9: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 4



**Figura 6. 10: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 5**

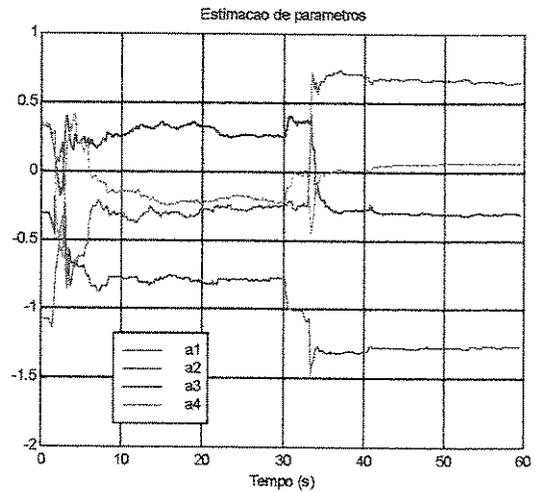
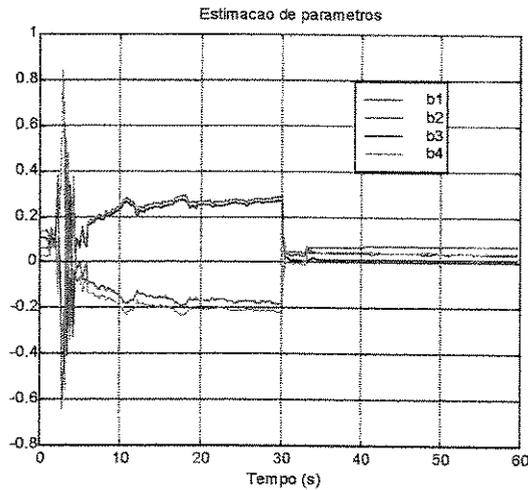
Analisando os gráficos obtidos, observa-se que para os experimentos 1, 2 e 3, mostrados, o sobressinal está mais evidente na parte superior do gráfico, do que na parte inferior, isto é, na fase do avanço do cilindro hidráulico, do que no recuo. Observa-se também que este sobressinal vai decaindo ao longo do tempo. Para o experimento 4, há uma atenuação do sobressinal, e para o experimento 5, praticamente não há presença do sobressinal.

### 6.3 Experimentos na Configuração 1 e onda senoidal

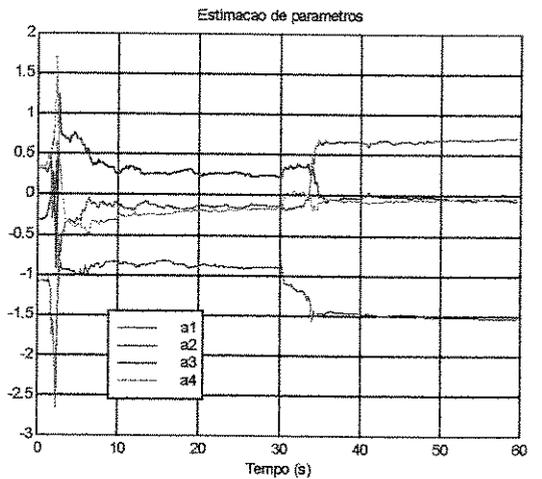
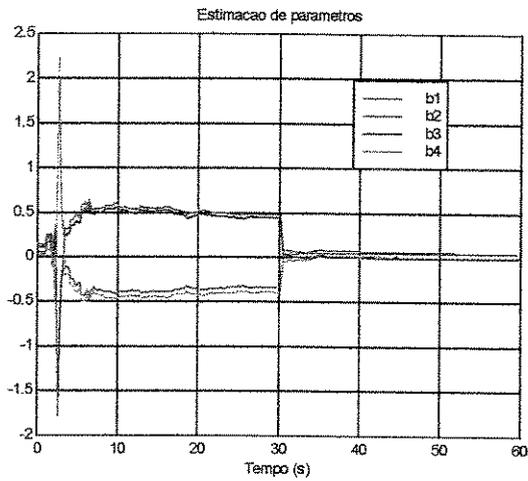
Para a Configuração 1 com onda senoidal e frequência de excitação de 0,15 Hz e frequência de amostragem de 5 Hz, foram efetuados três experimentos, obtendo-se os seguintes resultados:

#### 6.3.1 Estimação de parâmetros

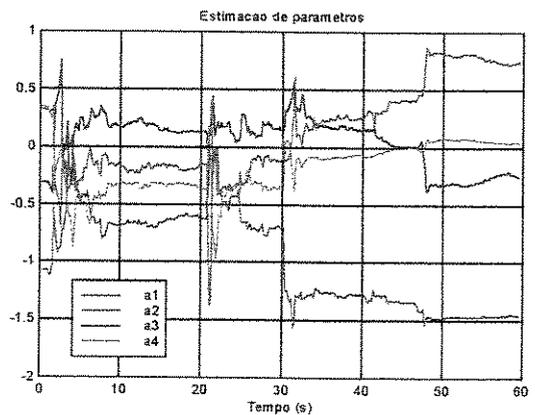
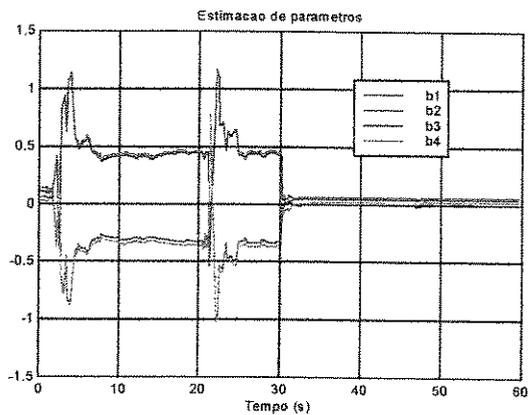
Conforme foi apresentado na Tabela 6.1 os resultados gráficos do bloco de estimação de parâmetros, de acordo com os experimentos 6, 7 e 8 podem ser mostrados nas Figuras 6.11, 6.12 e 6.13 respectivamente:



**Figura 6. 11: Estimação de parâmetros para o experimento 6**



**Figura 6. 12: Estimação de parâmetros para o experimento 7**



**Figura 6. 13: Estimação de parâmetros para o experimento 8**

Analisando as Figuras 6.11, 6.12 e 6.13, observa-se o mesmo comportamento ocorrido nos experimentos anteriores, uma grande variação dos parâmetros na fase de identificação, isto é, nos 30 s iniciais, com valores de amplitude até maiores que ocorridos anteriormente, e uma diminuição e estabilização dos parâmetros na fase do controlador, que são os 30 s finais. A mesma observação feita nos experimentos 4 e 5, ocorre no experimento 8, mostrado na Figura 6.13, uma grande variação nos parâmetros após o instante de 20 s, que coincide com o processo de reinicialização da matriz de covariância  $P$ .

A Tabela 6.3 mostra a comparação dos valores dos parâmetros finais estimados para os Experimentos 6, 7 e 8, com os valores iniciais da planta.

**Tabela 6. 3: Valores iniciais e finais dos parâmetros**

Parâmetros	Início	Exp. 6	Exp. 7	Exp. 8
$b_1$	0,0585	0,0361	0,0492	0,0395
$b_2$	0,1334	0,0710	0,0467	0,0562
$b_3$	0,1081	0,0125	-0,0120	-0,0018
$b_4$	0,0309	0,0419	0,0063	0,0224
$a_1$	0,3191	-1,2732	-1,5379	-1,4604
$a_2$	-1,0758	0,6522	0,7083	0,7478
$a_3$	-0,3103	-0,3113	-0,0625	-0,2509
$a_4$	0,3375	0,0657	-0,0394	0,0440

Analisando a Tabela 6.3 observa-se o mesmo fato ocorrido nos experimentos de 1 a 5, uma diferença nos parâmetros identificados pelo método ERA em relação aos parâmetros identificados pelo controlador auto-sintonizável, e entre os experimentos 6, 7 e 8, há uma diferença nos parâmetros identificados.

### 6.3.2 Controlador

Para a avaliação do desempenho do controlador, são mostrados os gráficos comparativos entre os sinais de referência (excitação) e de resposta do sistema, conforme os experimentos 6, 7 e 8, que são mostrados nas Figuras 6.14, 6.15 e 6.16 respectivamente:

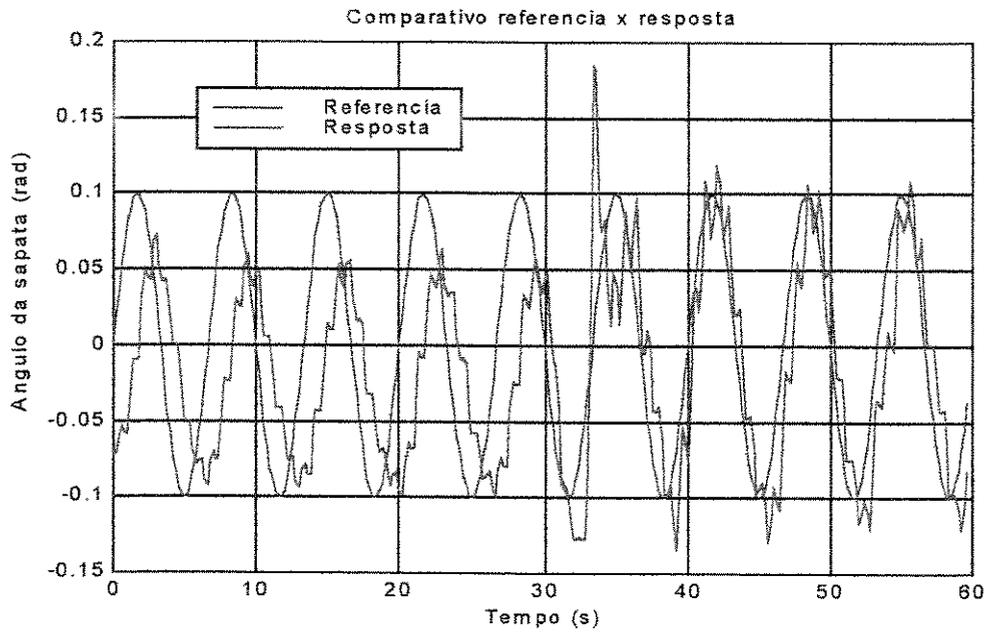


Figura 6. 14: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta ao experimento 6

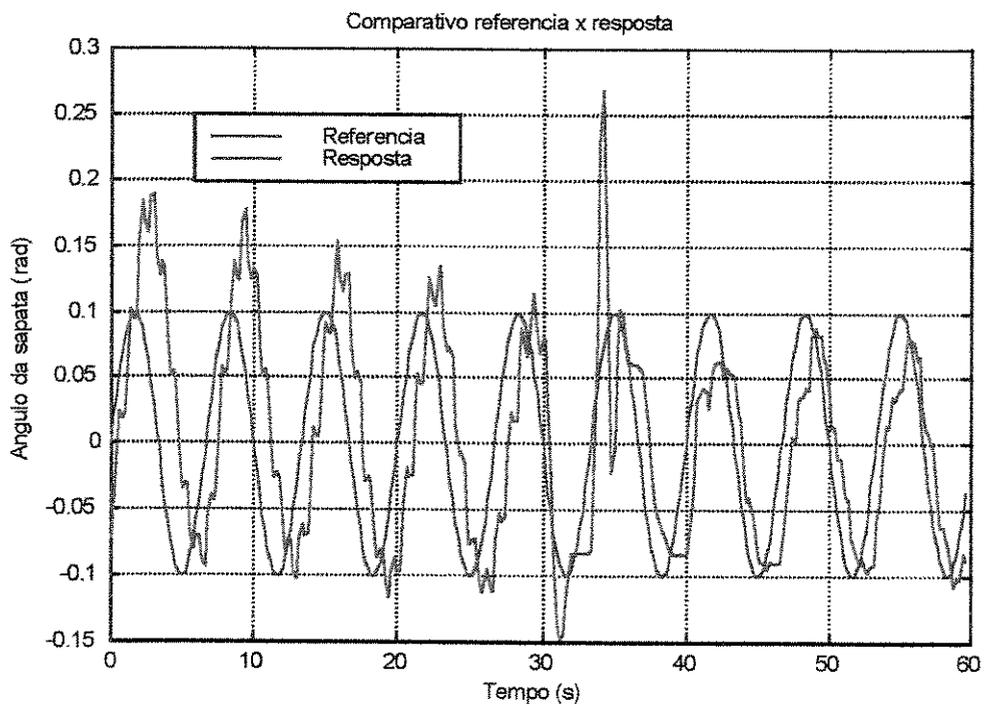
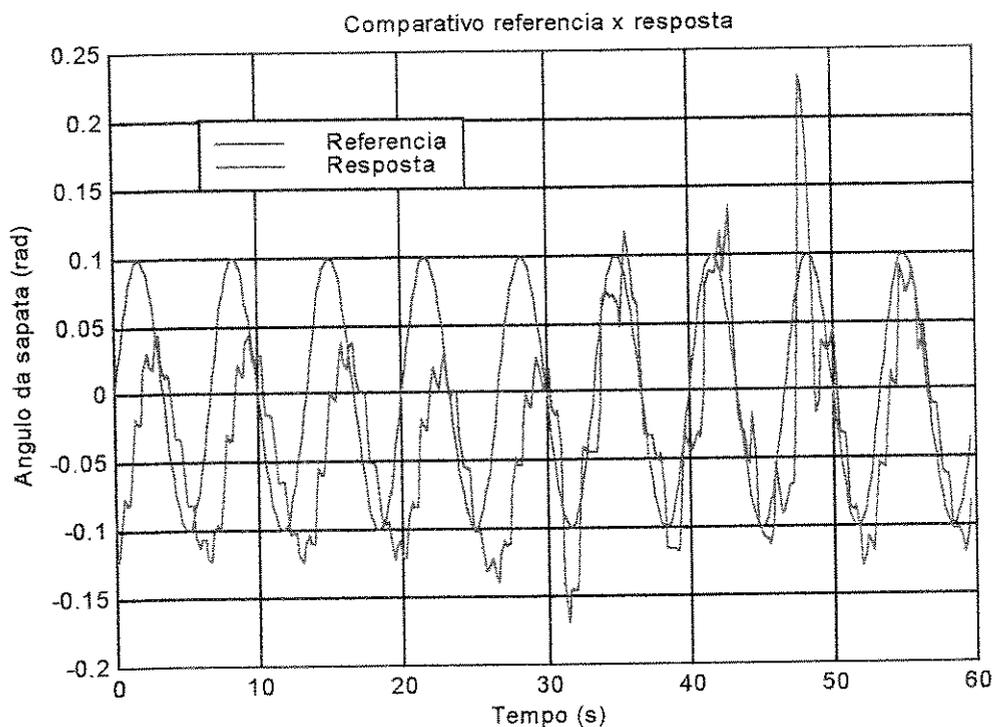


Figura 6. 15: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 7



**Figura 6. 16: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 8**

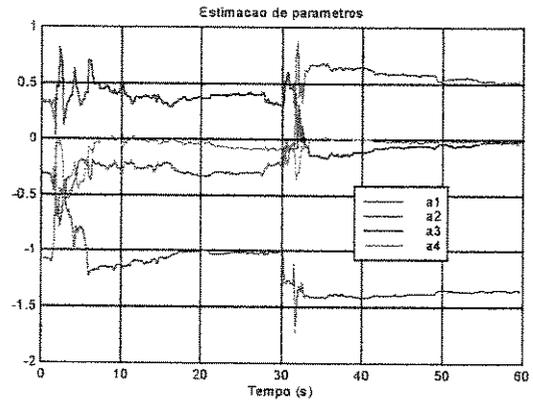
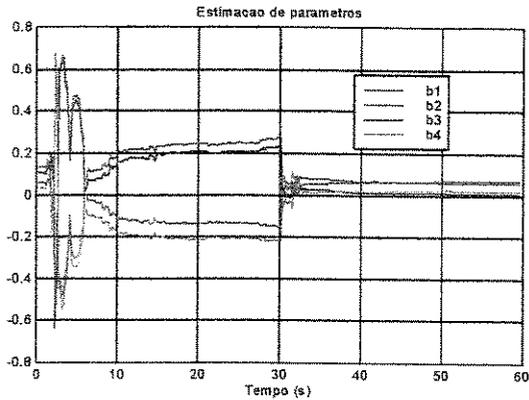
Analisando as Figuras 6.14, 6.15 e 6.16, observa-se que os sinais de resposta e de referência estão próximos na fase em que o projeto do controlador esta atuando, isto é, nos 30 s finais, sendo que no experimento 7, há uma pequena diferença, devido a ausência do sinal de dither.

#### **6.4 Experimentos na Configuração 1 e onda senoidal mista**

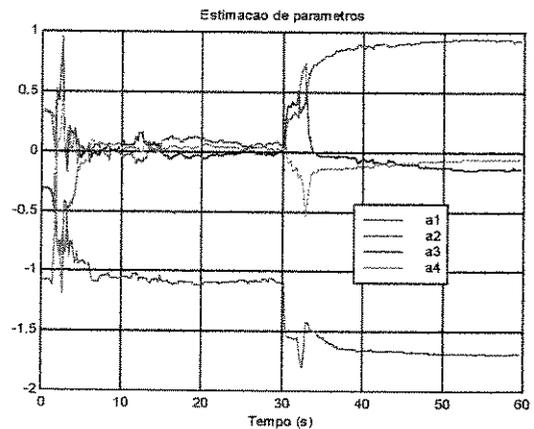
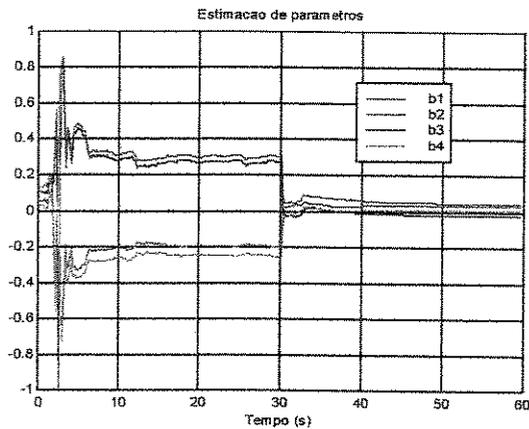
Para a Configuração 1 com onda senoidal mista, com frequência de excitação de 0,15 Hz e 0,225 Hz e frequência de amostragem de 5 Hz, foram efetuados três experimentos, obtendo-se os seguintes resultados:

##### **6.4.1 Estimação de parâmetros**

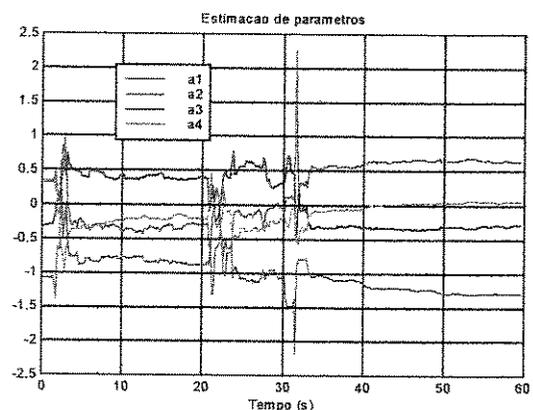
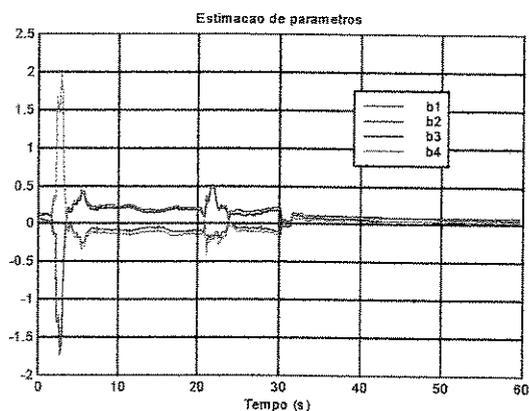
Conforme foi apresentado na Tabela 6.1 os resultados gráficos do bloco de estimação de parâmetros, de acordo com os experimentos 9, 10 e 11 podem ser mostrados nas Figuras 6.17, 6.18 e 6.19 respectivamente:



**Figura 6. 17: Estimação de parâmetros para o experimento 9**



**Figura 6. 18: Estimação de parâmetros para o experimento 10**



**Figura 6. 19: Estimação de parâmetros para o experimento 11**

Analisando os experimentos 9, 10 e 11, mostrados nas Figuras 6.17, 6.18 e 6.19, observa-se o mesmo fato ocorrido nos experimentos 6, 7 e 8, em relação a variação dos parâmetros durante o

tempo de duração do experimento. E também em relação ao experimento 11, o mesmo fato ocorrido no experimento 8, que é grande variação dos parâmetros no instante de 20 s, devido a reinicialização da matriz de covariância  $P$ .

A Tabela 6.4 mostra a comparação dos valores dos parâmetros finais estimados nos Experimentos 9, 10 e 11, com os valores iniciais da planta.

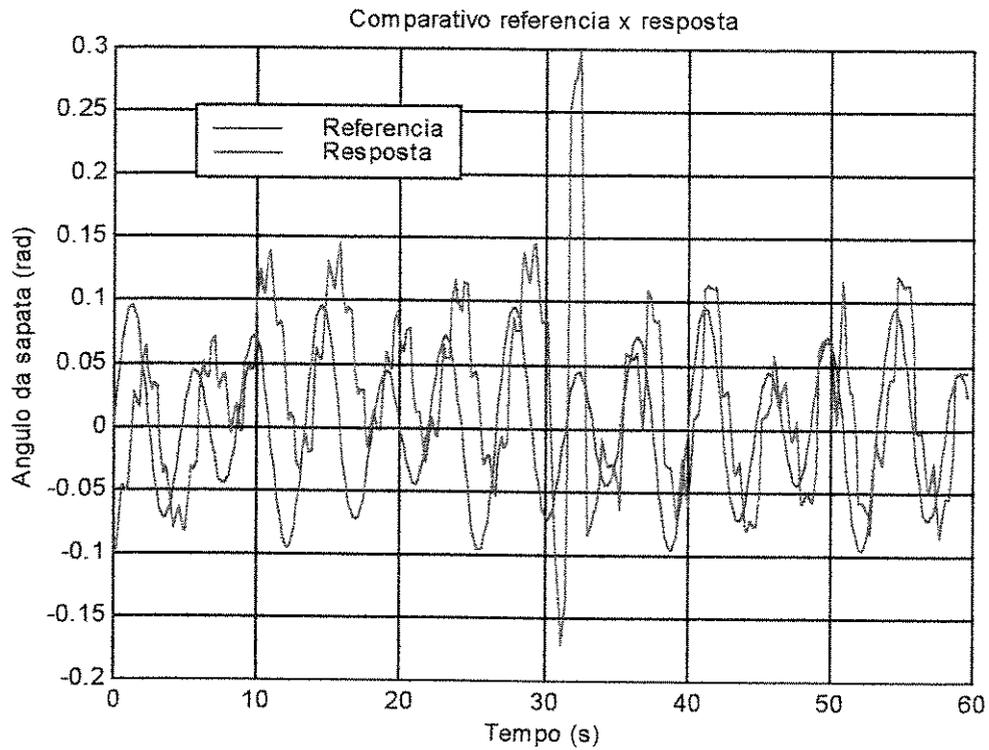
**Tabela 6. 4: Valores iniciais e finais dos parâmetros**

Parâmetros	Início	Exp. 9	Exp. 10	Exp. 11
$b_1$	0,0585	0,0575	0,0437	0,0643
$b_2$	0,1334	0,0693	0,0332	0,0888
$b_3$	0,1081	0,0046	-0,0227	0,0207
$b_4$	0,0309	0,0223	0,0082	0,0415
$a_1$	0,3191	-1,3556	-1,6875	-1,2952
$a_2$	-1.0758	0,5208	0,9286	0,6347
$a_3$	-0.3103	-0,0163	-0,1407	-0,2859
$a_4$	0.3375	-0,0345	-0,0627	0,0516

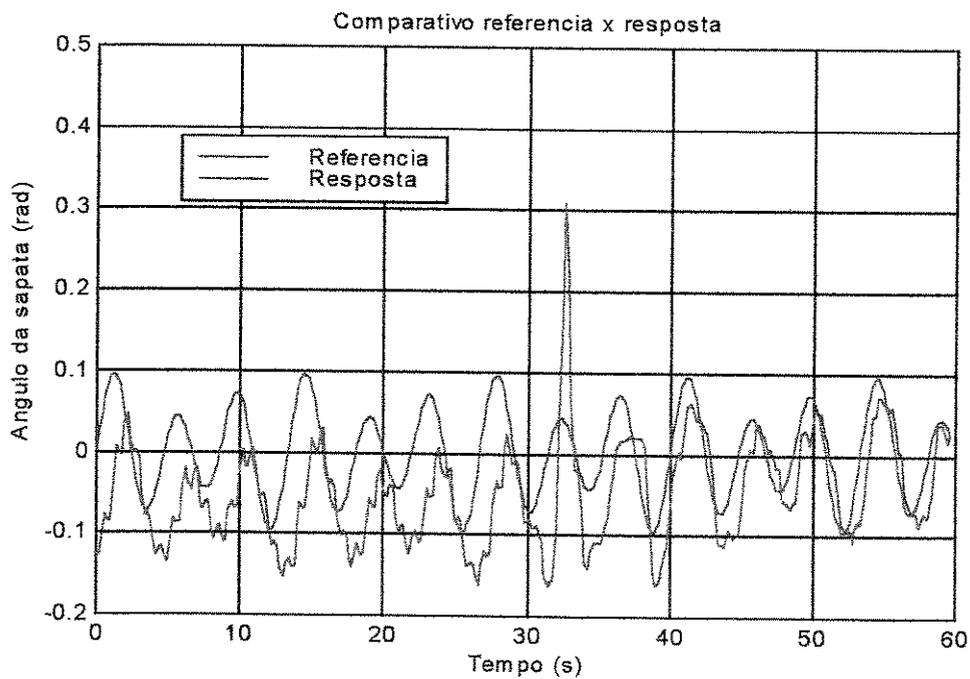
Analisando a Tabela 6.4, observa-se o mesmo fato ocorrido nos experimentos anteriores isto é, os parâmetros identificados pelo método ERA são diferentes que os identificados pelo método dos mínimos quadrados recursivos do controlador auto-sintonizável. Observa-se também uma pequena diferença entre os parâmetros finais nos experimentos 9, 10 e 11.

#### 6.4.2 Controlador

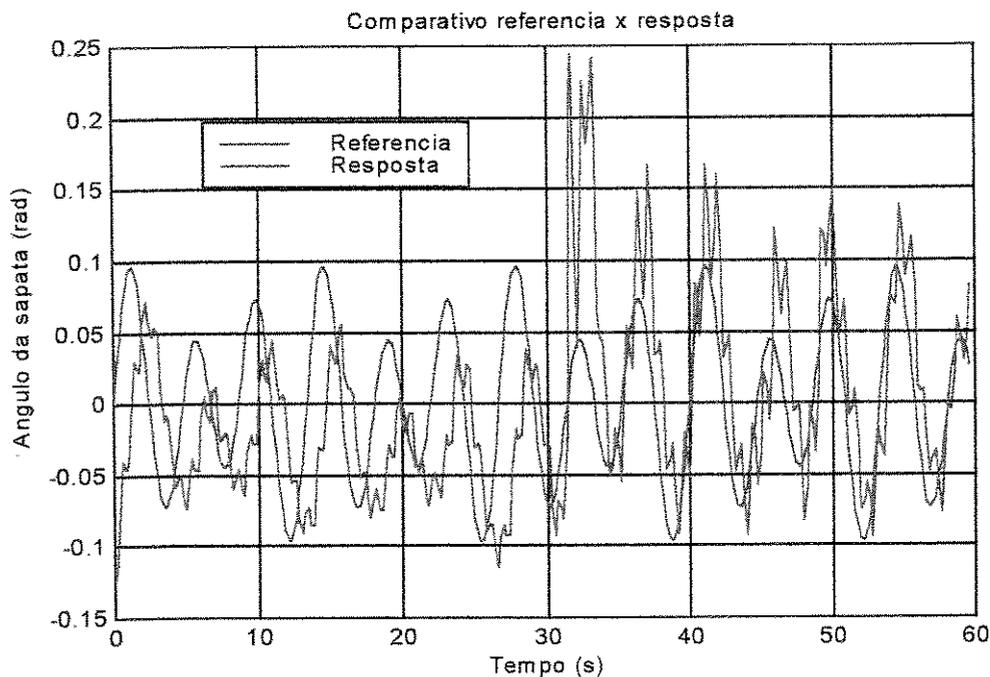
Para a avaliação do desempenho do controlador são mostrados os gráficos comparativos entre os sinais de referência (excitação) e de resposta do sistema, conforme os experimentos 9, 10 e 11, que são mostrados nas Figuras 6.20, 6.21 e 6.22 respectivamente:



**Figura 6. 20: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 9**



**Figura 6. 21: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para experimento 10**



**Figura 6. 22: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 11**

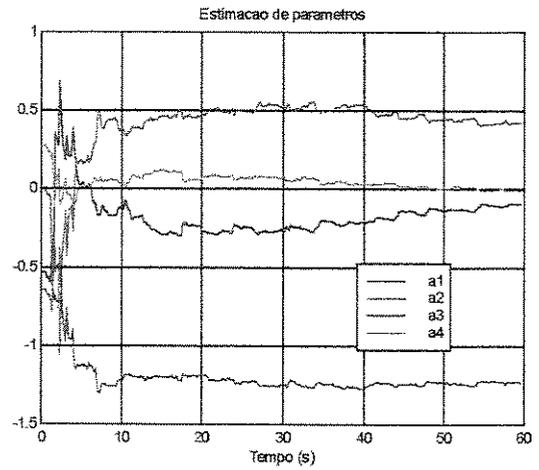
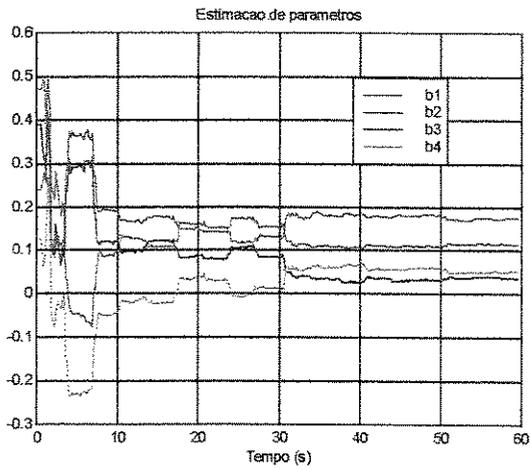
Analisando as Figuras 6.20, 6.21 e 6.22 observa-se que os sinais de resposta e referência estão bem próximos entre si, sendo que na Figura 6.21, há uma pequena diferença, isto pode ser explicado pela ausência do sinal de dither.

### 6.5 Experimentos na Configuração 2 e onda quadrada

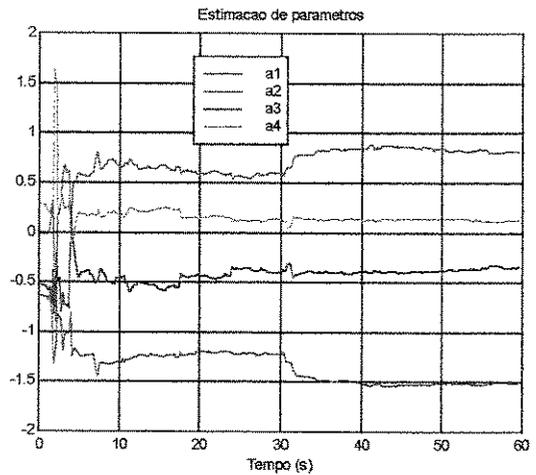
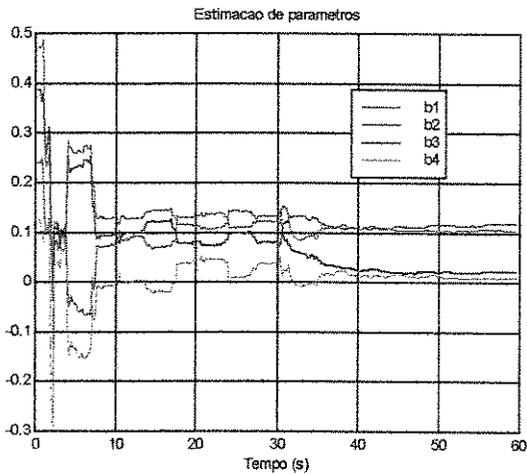
Para a Configuração 2 com onda quadrada com frequência de excitação de 0,15 Hz e frequência de amostragem de 5 Hz, foram efetuados cinco experimentos obtendo-se os seguintes resultados:

#### 6.5.1 Estimação de parâmetros

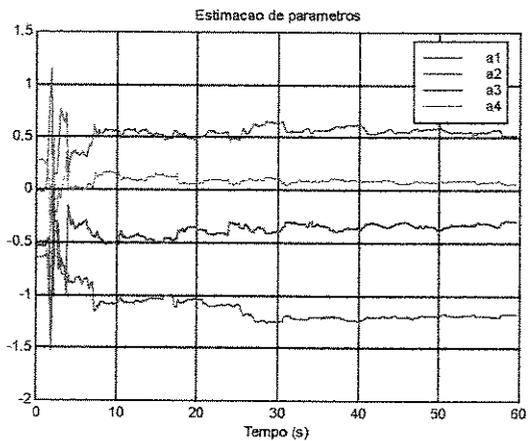
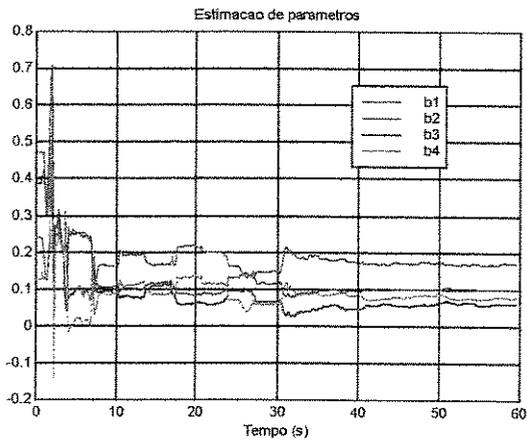
Conforme foi apresentado na Tabela 6.1 os resultados gráficos do bloco de estimação de parâmetros, de acordo com os experimentos 12, 13, 14, 15 e 16, podem ser mostrados nas Figuras 6.23 a 6.27, respectivamente:



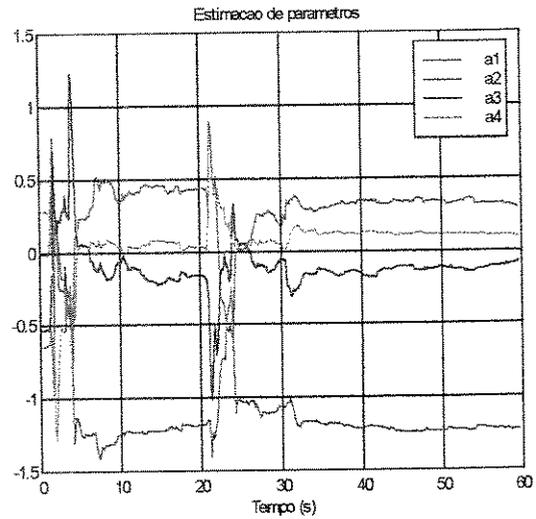
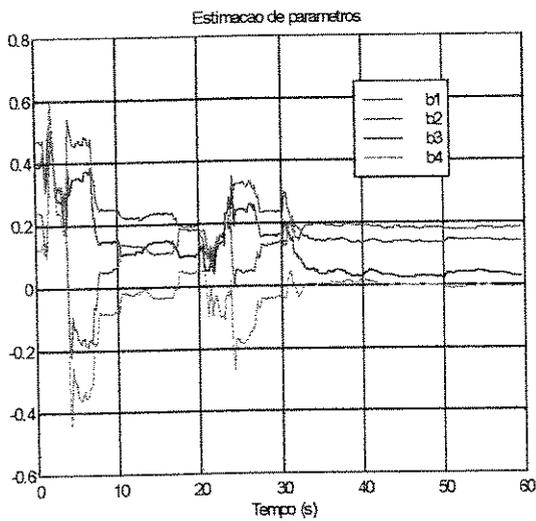
**Figura 6. 23: Estimação de parâmetros para o experimento 12**



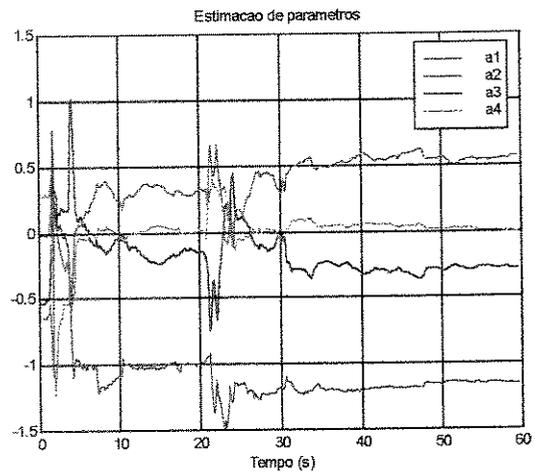
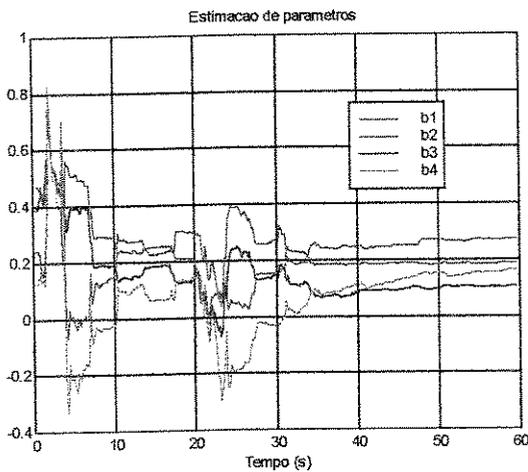
**Figura 6. 24: Estimação de parâmetros para o experimento 13**



**Figura 6. 25: Estimação de parâmetros para o experimento 14**



**Figura 6. 26: Estimação de parâmetros para o experimento 15**



**Figura 6. 27: Estimação de parâmetros para o experimento 16**

Analisando as Figuras 6.23 a 6.27 observa-se o mesmo comportamento na variação dos parâmetros ocorridos na Configuração 1.

A Tabela 6.5 mostra a comparação dos valores dos parâmetros finais estimados dos Experimentos 12 a 16, com os valores iniciais da planta.

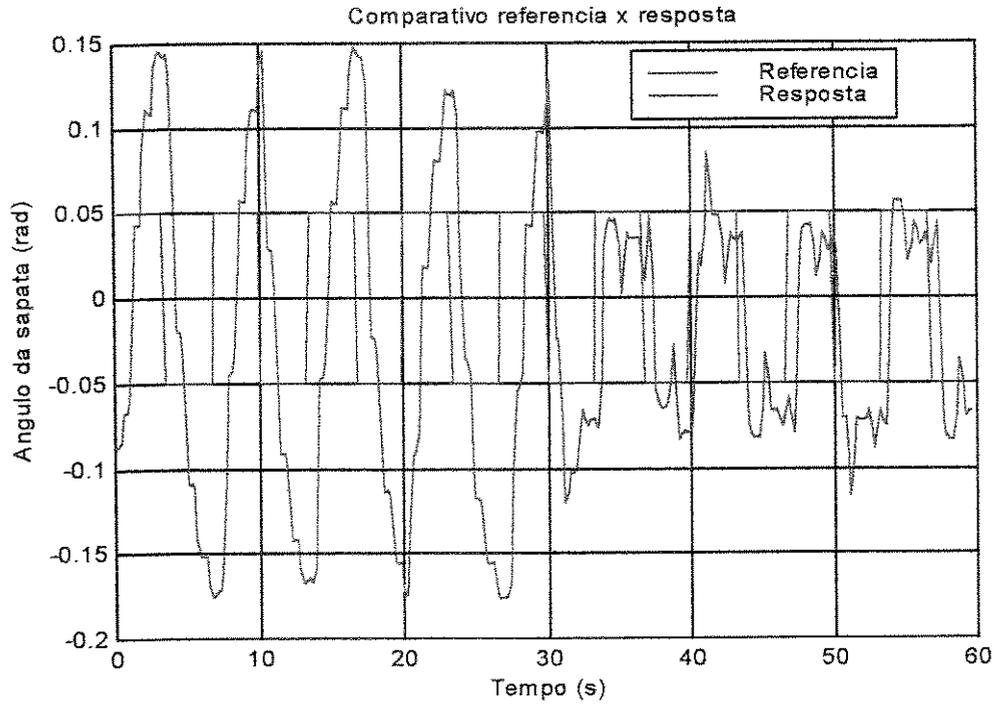
**Tabela 6. 5: Valores iniciais e finais dos parâmetros**

Parâmetros	Início	Exp. 12	Exp. 13	Exp. 14	Exp. 15	Exp. 16
$b_1$	0,2402	0,1140	0,1041	0,1003	0,1374	0,1863
$b_2$	0,4708	0,1755	0,1184	0,1729	0,1851	0,2722
$b_3$	0,3879	0,0359	0,0203	0,0617	0,0284	0,1055
$b_4$	0,1242	0,0541	0,0093	0,0791	-0,0057	0,1629
$a_1$	-0,0122	-1,2357	-1,5154	-1,1782	-1,2234	-1,1569
$a_2$	-0,6425	0,4233	0,8106	0,5284	0,2979	0,5695
$a_3$	-0,5348	-0,0909	-0,3518	-0,2983	-0,0780	-0,2869
$a_4$	0,2745	-0,0096	0,1196	0,0574	0,0954	-0,0015

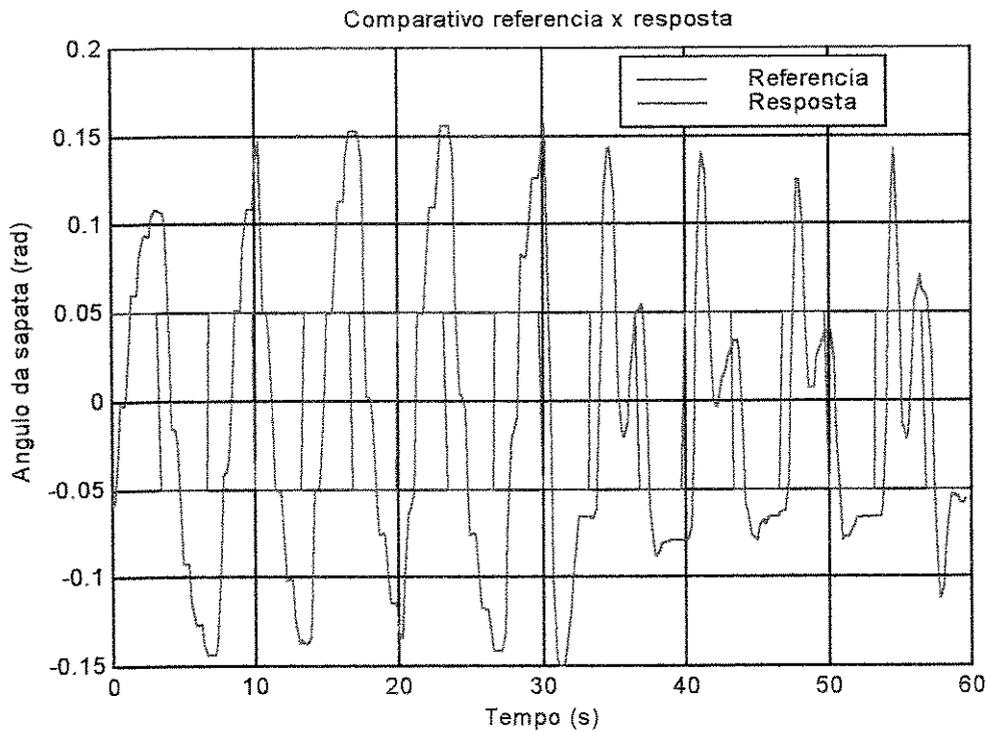
Analisando a Tabela 6.5 observa-se que os parâmetros identificados pelo método ERA são bem diferentes que os valores finais obtidos pelo método de mínimos quadrados recursivos do controlador auto-sintonizável. Observa-se também uma diferença entre os parâmetros finais nos experimentos 12 a 16.

### 6.5.2 Controlador

Para a avaliação do desempenho do controlador são mostrados os gráficos comparativos entre os sinais de referência (excitação) e de resposta do sistema, conforme os Experimentos 12, 13, 14, 15 e 16, que são mostrados nas Figuras 6.28 a 6.32 respectivamente:

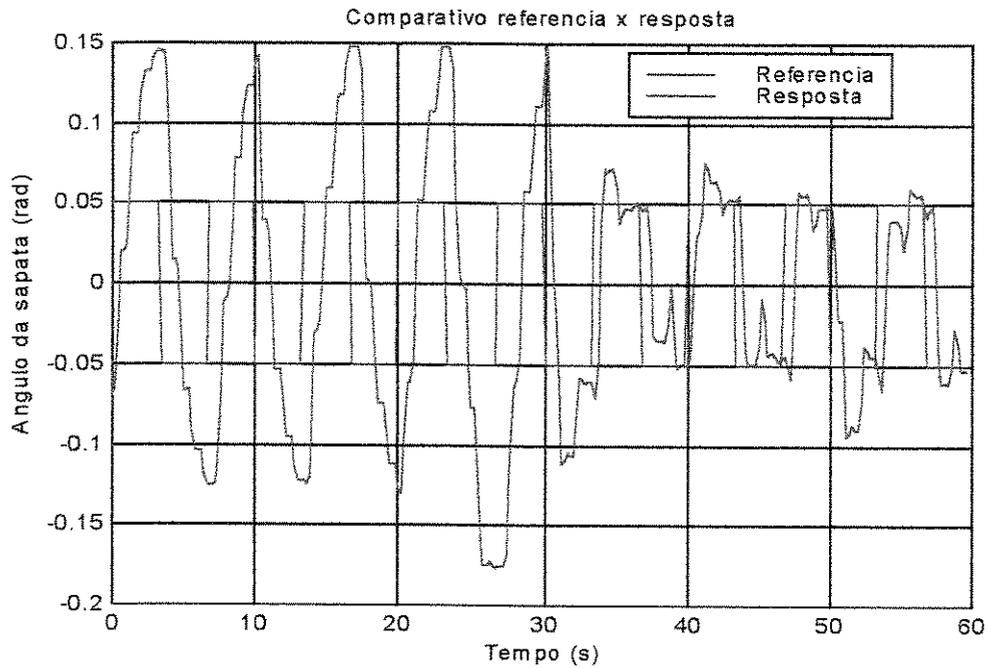


**Figura 6. 28: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 12**

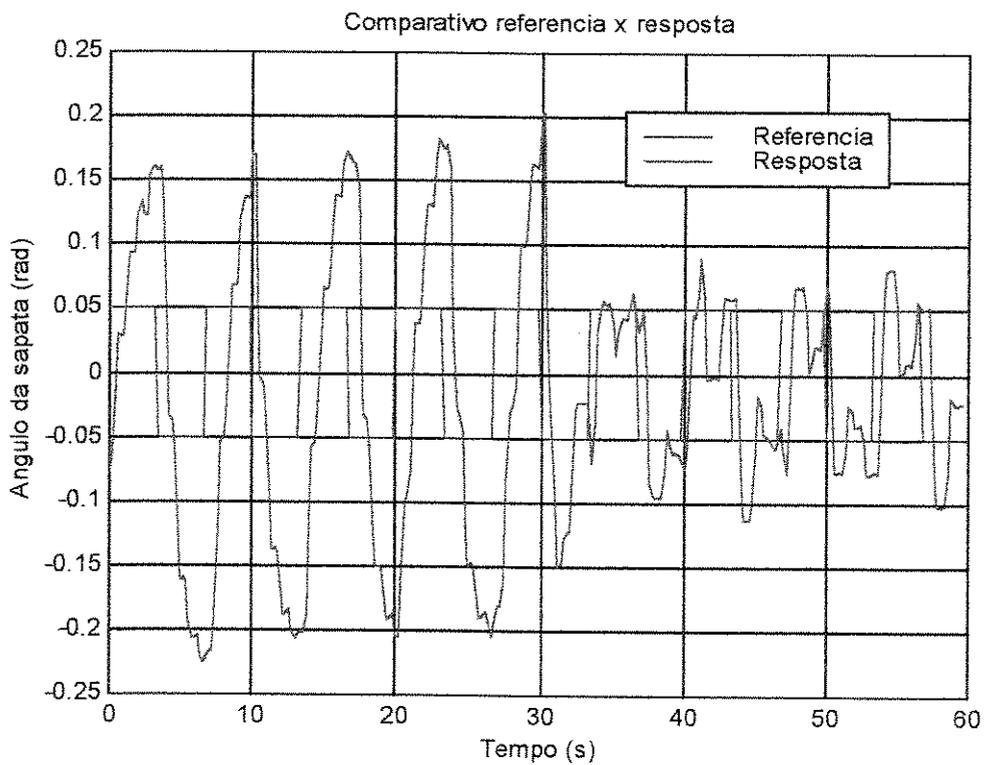


**Figura 6. 29: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 13**

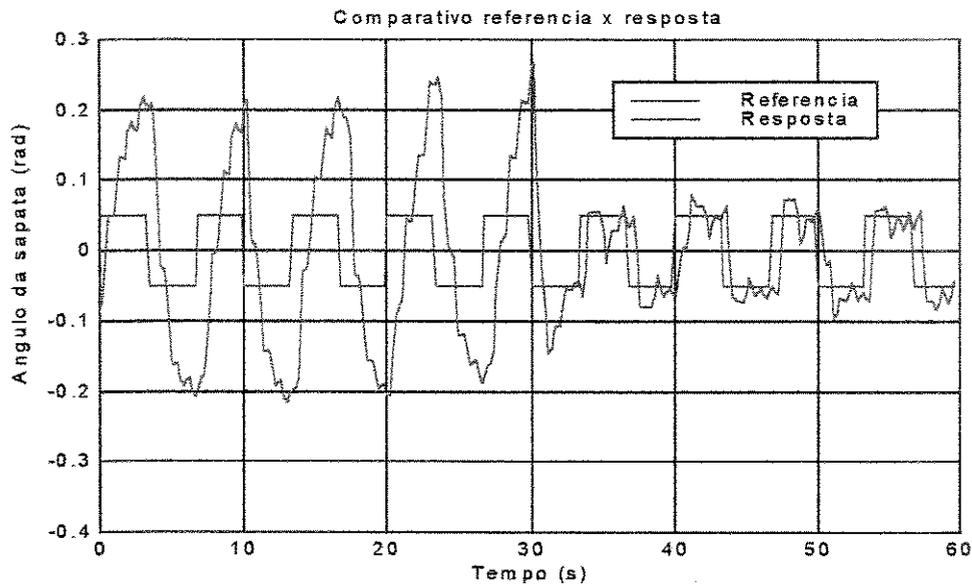
UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE



**Figura 6. 30:** Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 14



**Figura 6. 31:** Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 15



**Figura 6. 32: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 16**

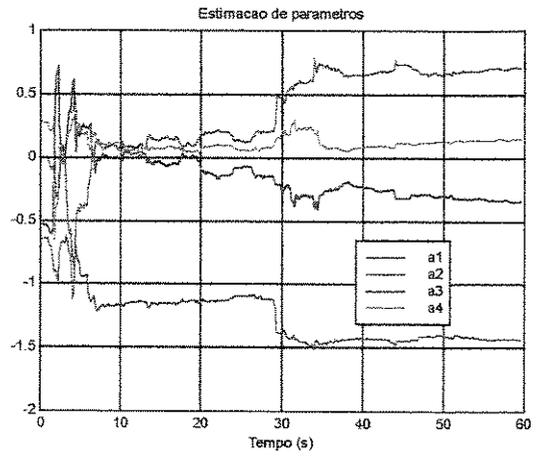
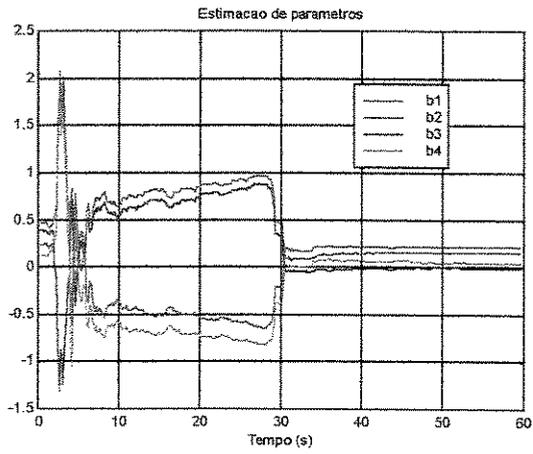
Analisando as Figuras 6.28 a 6.32 observa-se um grande erro estacionário no sinal de resposta, isto comprova as simulações feitas analiticamente. Observa-se também que diferentemente da Configuração 1, os sinais de respostas possuem sobressinal tanto na fase de avanço quanto na fase de recuo, isto pode ser explicado devido a atuação das duas válvulas proporcionais.

### 6.6 Experimentos na Configuração 2 e onda senoidal

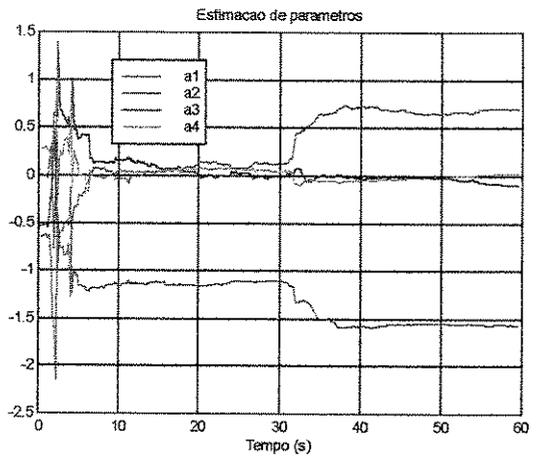
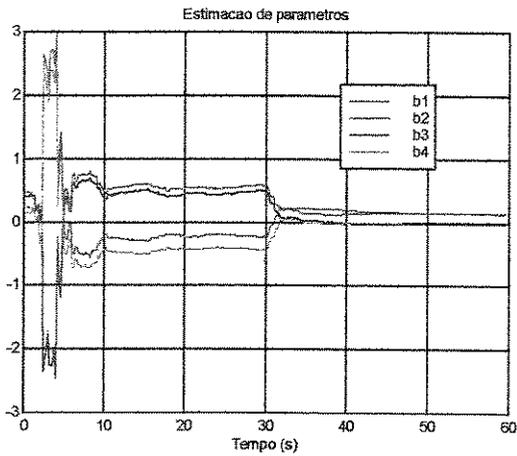
Para a Configuração 2, com onda senoidal e frequência de excitação de 0,15 Hz e frequência de amostragem de 5 Hz, foram efetuados três experimentos, obtendo-se os seguintes resultados:

#### 6.6.1 Estimação de parâmetros

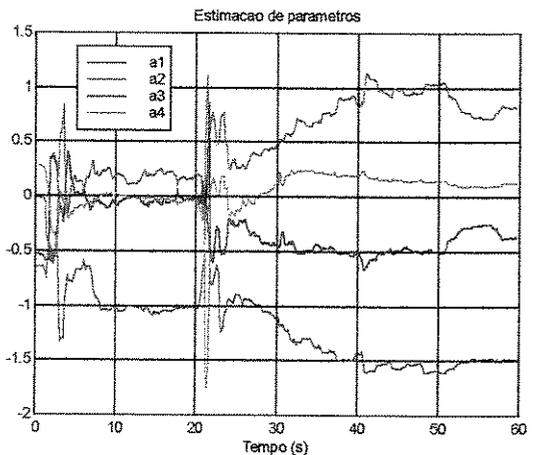
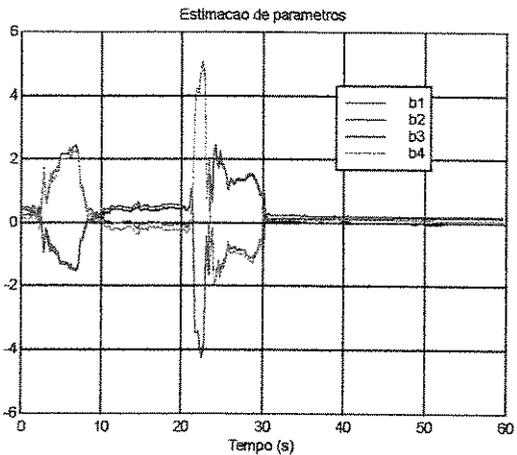
Conforme foi apresentado na Tabela 6.1 os resultados gráficos do bloco de estimação de parâmetros, de acordo com os Experimentos 17, 18 e 19 podem ser mostrados nas Figuras 6.33, 6.34 e 6.35 respectivamente:



**Figura 6. 33: Estimação de parâmetros para o experimento 17**



**Figura 6. 34: Estimação de parâmetros para o experimento 18**



**Figura 6. 35: Estimação de parâmetros para o experimento 19**

Analisando as Figuras 6.33 a 6.35 observa-se o mesmo comportamento verificado na Configuração 1, grande variação nos parâmetros estimados nos 30 s iniciais e uma estabilização e convergência dos parâmetros nos 30 s finais. Como ocorreu na Configuração 1, há uma grande variação nos parâmetros após a reinicialização que ocorre no instante de tempo de 20 s.

A Tabela 6.6 mostra a comparação dos valores dos parâmetros finais estimados nos Experimentos 17 a 19 com os valores iniciais da planta.

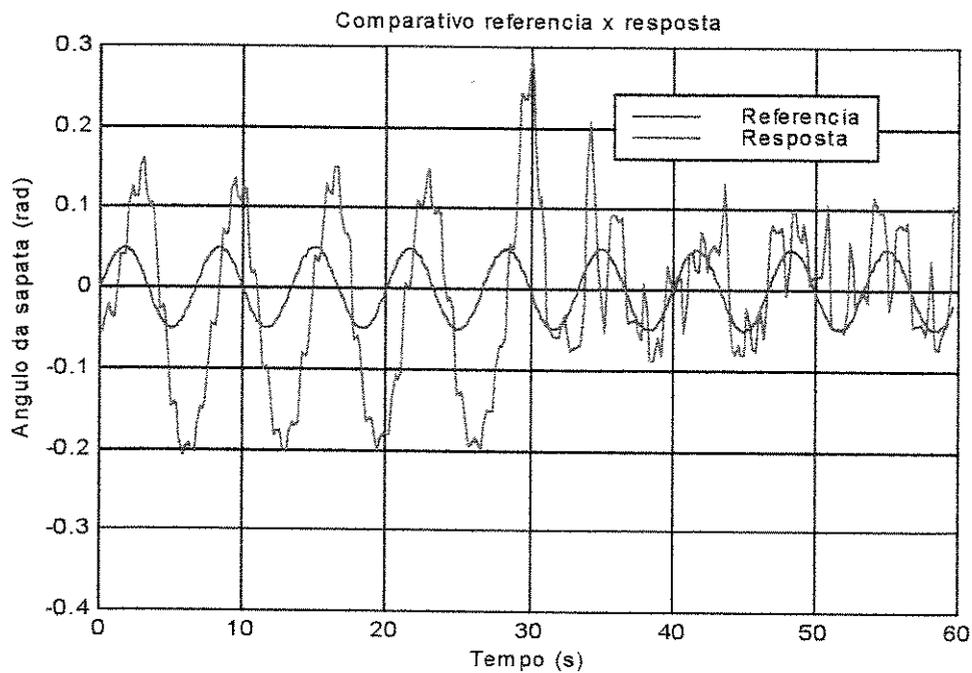
**Tabela 6. 6: Valores iniciais e finais dos parâmetros**

Parâmetros	Início	Exp. 17	Exp. 18	Exp. 19
$b_1$	0,2402	0,1508	0,1392	0,1543
$b_2$	0,4708	0,2122	0,1417	0,1931
$b_3$	0,3879	-0,0117	-0,0307	-0,0228
$b_4$	0,1242	0,0505	-0,0227	0,0601
$a_1$	-0,0122	-1,4338	-1,5682	-1,4882
$a_2$	-0,6425	0,7068	0,7051	0,8091
$a_3$	-0,5348	-0,3350	-0,0964	-0,3622
$a_4$	0,2745	0,1444	0,0232	0,1198

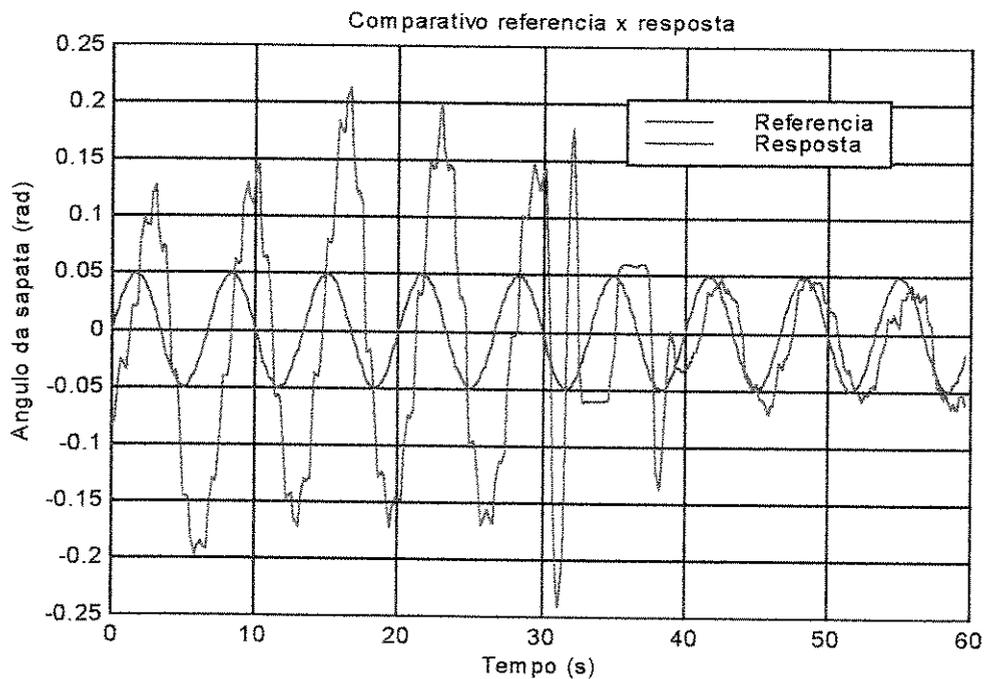
Analisando a Tabela 6.6 observa-se o mesmo comportamento verificado na Configuração 1, onde os parâmetros identificados pelo método ERA são bem diferentes dos parâmetros identificados pelo método dos mínimos quadrados recursivos do controlador auto-sintonizável. Observa-se que neste caso os parâmetros identificados nos Experimentos 17 e 19 estão bem próximos.

### 6.6.2 Controlador

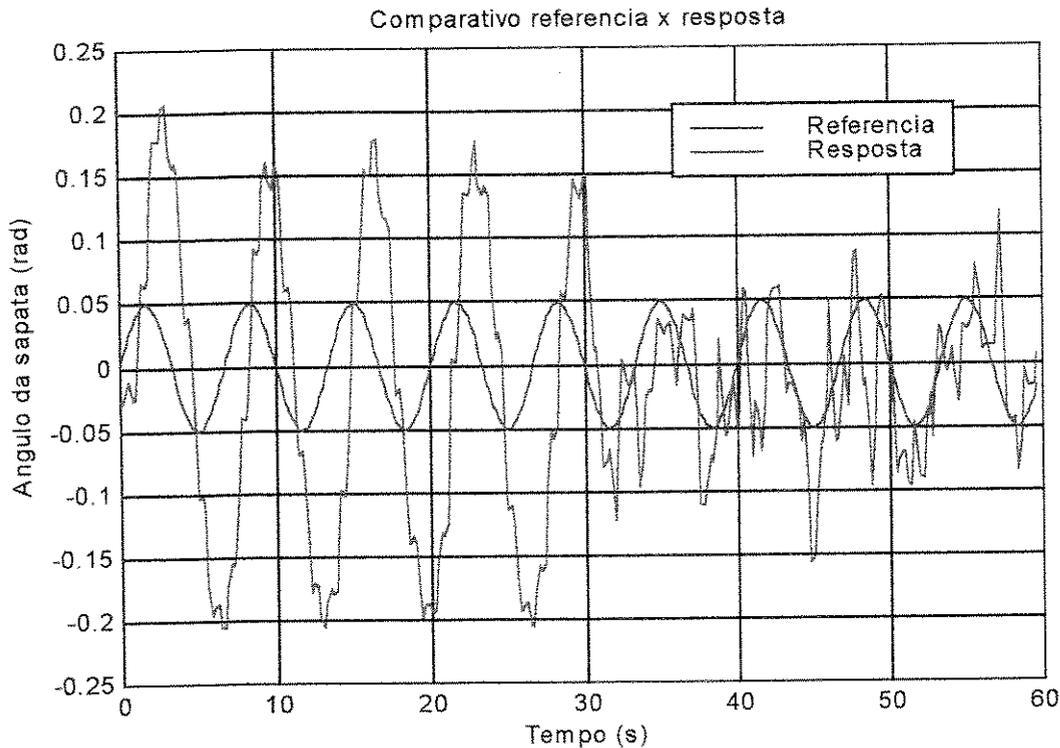
Para a avaliação do desempenho do controlador, são mostrados os gráficos comparativos entre os sinais de referência (excitação) e de resposta do sistema, conforme os experimentos 17, 18 e 19, que são mostrados nas Figuras 6.36, 6.37 e 6.38 respectivamente:



**Figura 6. 36: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 17**



**Figura 6. 37: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 18**



**Figura 6. 38: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 19**

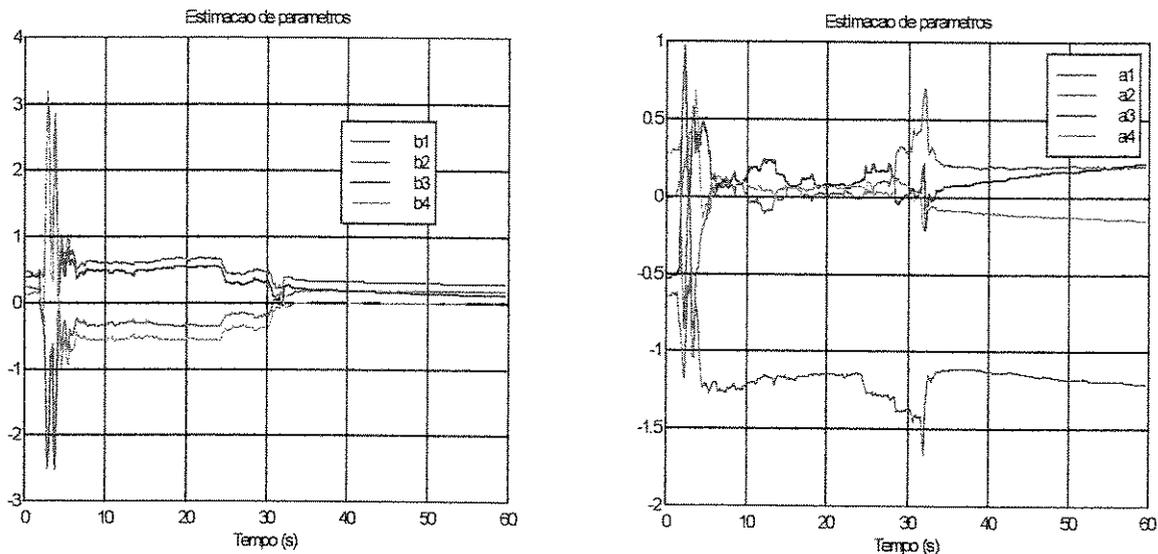
Analisando as Figuras 6.36 a 6.38 observa-se que nas Figuras 6.36 e 6.38 o sinal de resposta sobre grandes oscilações na proximidade do sinal de referência, enquanto que na Figura 6.37 o sinal de resposta a oscilação praticamente não existe, mas possui uma pequena diferença entre os sinais de resposta e referência. O fator que influenciou neste comportamento é o sinal de dither.

### **6.7 Experimentos na Configuração 2 e onda senoidal mista**

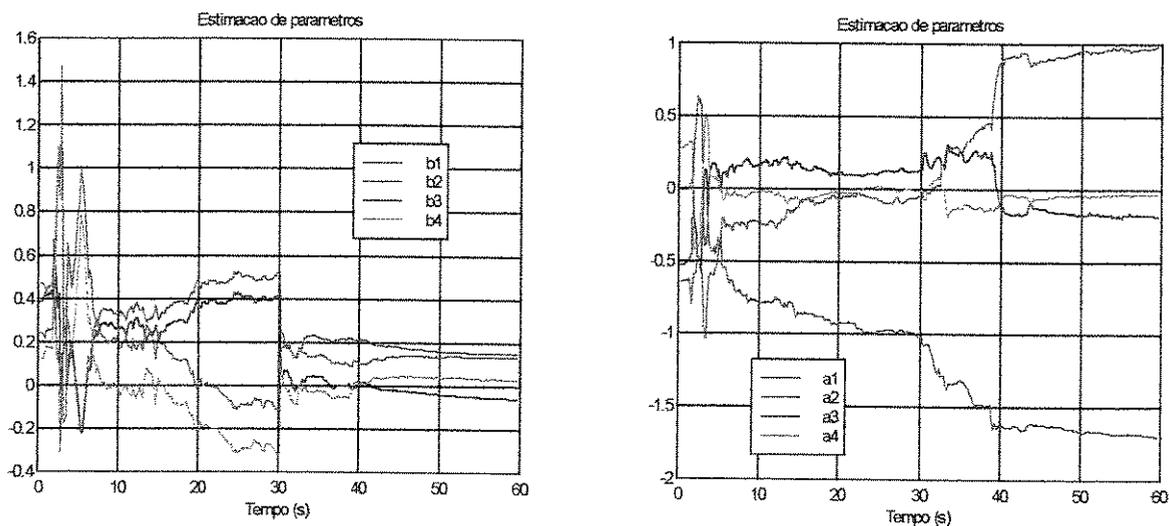
Para a Configuração 2 com onda senoidal mista, com frequência de excitação de 0,15 Hz e 0,225 Hz e frequência de amostragem de 5 Hz, foram efetuados três experimentos, obtendo-se os seguintes resultados:

#### **6.7.1 Estimação de parâmetros**

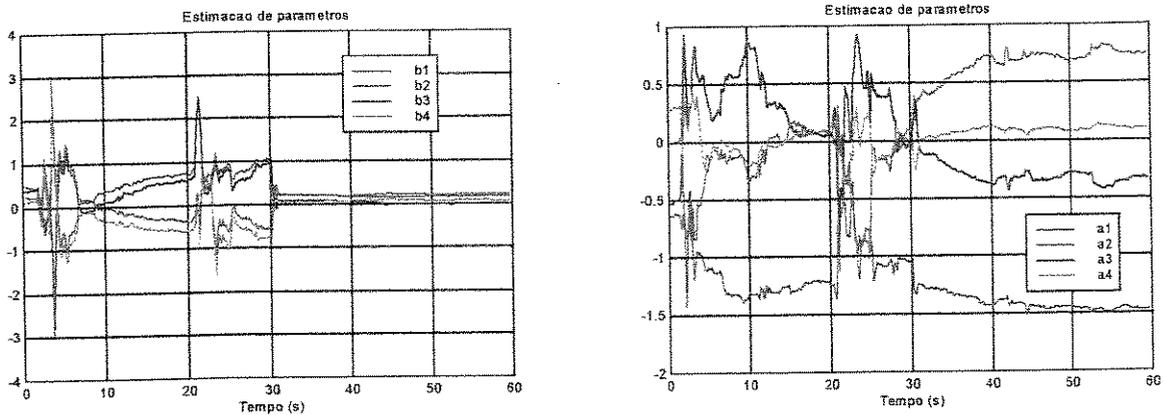
Conforme foi apresentado na Tabela 6.1 os resultados gráficos do bloco de estimação de parâmetros, de acordo com os experimentos 20, 21 e 22 podem ser mostrados nas Figuras 6.39, 6.40 e 6.41 respectivamente:



**Figura 6. 39: Estimação de parâmetros para o experimento 20**



**Figura 6. 40: Estimação de parâmetros para o experimento 21**



**Figura 6. 41: Estimação de parâmetros para o experimento 22**

Analisando as Figuras 6.39 a 6.41 observa-se o mesmo comportamento verificado na Configuração 1, que é a grande variação nos parâmetros nos 30 s iniciais e a estabilização e convergência dos parâmetros estimados nos 30 s finais. Observa-se também que na Figura 6.41 os parâmetros sofrem uma grande variação nos parâmetros após os instantes de tempo de 20 e 40 s, isto devido a reinicialização da matriz de covariância  $P$ .

A Tabela 6.7 mostra a comparação dos valores dos parâmetros finais estimados nos Experimentos 20 a 22 com os valores iniciais da planta.

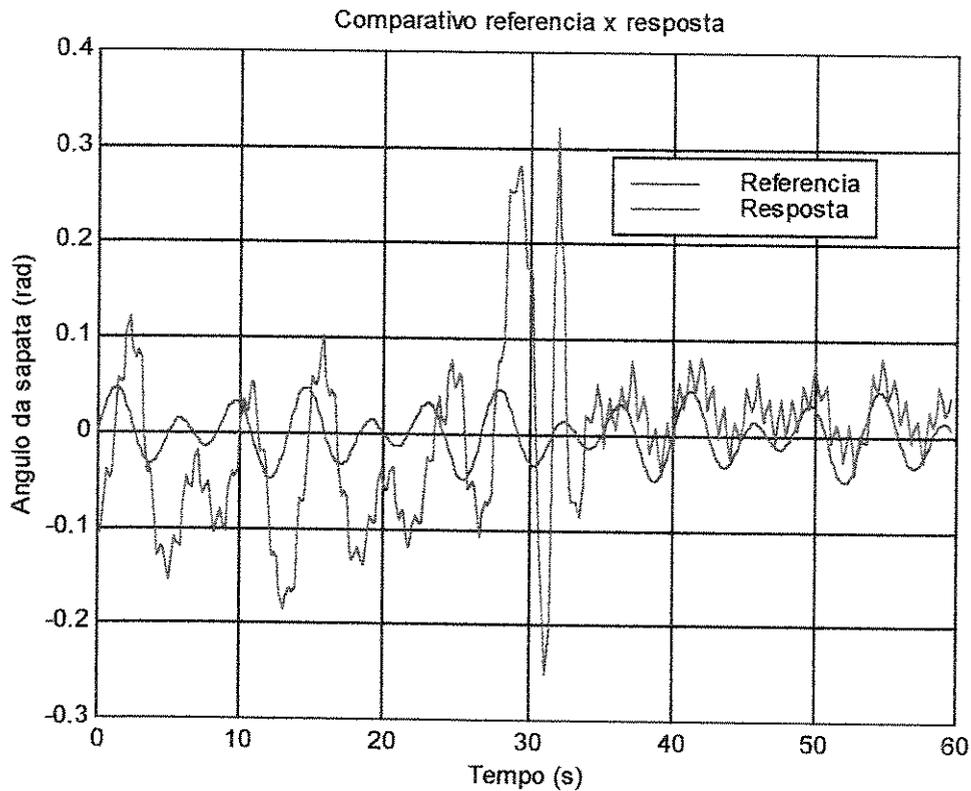
**Tabela 6. 7: Valores iniciais e finais dos parâmetros**

Parâmetros	Início	Exp. 20	Exp. 21	Exp. 22
$b_1$	0,2402	0,2766	0,1485	0,1669
$b_2$	0,4708	0,1807	0,1319	0,2130
$b_3$	0,3879	0,1102	-0,0585	-0,0191
$b_4$	0,1242	0,0091	0,0293	0,0650
$a_1$	-0,0122	-1,2096	-1,6994	-1,4634
$a_2$	-0,6425	0,2002	0,9827	0,7412
$a_3$	-0,5348	0,2185	-0,1879	-0,3331
$a_4$	0,2745	-0,1506	-0,0354	0,0937

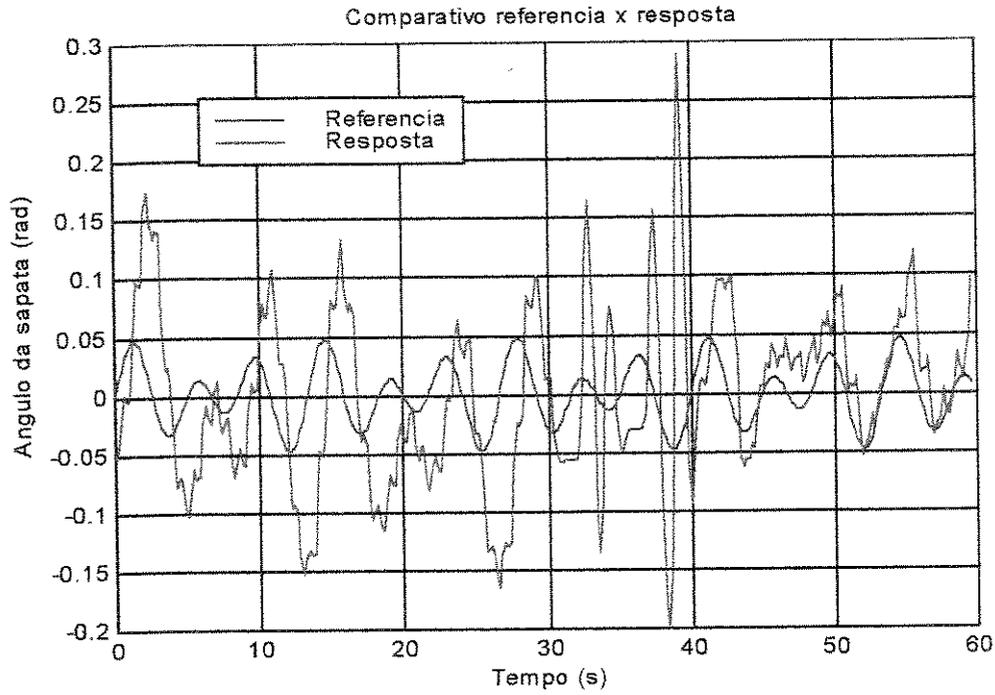
Analisando a Tabela 6.7, observa-se que os parâmetros identificados pelo método ERA são bem diferentes que os parâmetros identificados pelo método dos mínimos quadrados recursivos do controlador auto-sintonizável. Para este caso os parâmetros identificados nos Experimentos 20, 21 e 22 possuem uma maior diferença entre si.

### 6.7.2 Controlador

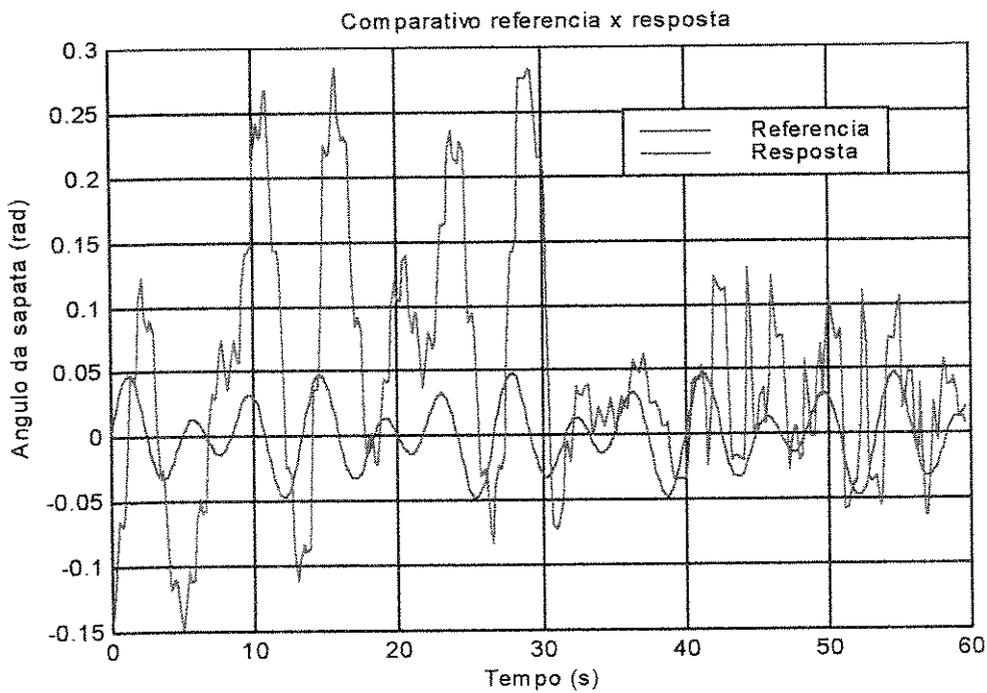
Para a avaliação do desempenho do controlador são mostrados os gráficos comparativos entre os sinais de referência (excitação) e de resposta do sistema, conforme os experimentos 20, 21 e 22, que são mostrados nas Figuras 6.42, 6.43 e 6.44 respectivamente:



**Figura 6. 42: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 20**



**Figura 6. 43: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 21**



**Figura 6. 44: Gráfico comparativo entre sinal de referência e resposta para o experimento 22**

Analisando as Figuras 6.42, 6.43 e 6.44, observa-se que os sinais de resposta e referência estão mais próximos nos 30 s finais, onde o controle auto-sintonizável está funcionando. Observa-se também nas Figuras 6.42 e 6.44 uma grande oscilação do sinal de resposta em torno do sinal de referência, o que ocorre de uma mais atenuada na Figura 6.43, devido ao fato que neste experimento não foi inserido o sinal de dither no controle.

### 6.8 Erro médio quadrático dos experimentos

Em termos de erro médio quadrático, foram calculados para cada experimento em dois períodos distintos: sem controle e com controle. Obtendo os seguintes resultados mostrados na seguinte tabela:

**Tabela 6. 8: Erro médio quadrático dos experimentos**

No Exp.	EMQ s/ controle	EMQ c/ controle	No Exp.	EMQ s/ controle	EMQ c/ controle
1	0,0109	0,0103	12	0,0124	0,0024
2	0,0123	0,0093	13	0,0099	0,0038
3	0,0122	0,0090	14	0,0105	0,0024
4	0,0107	0,0084	15	0,0174	0,0032
5	0,0104	0,0079	16	0,0197	0,0030
6	0,0059	0,0020	17	0,0137	0,0035
7	0,0061	0,0028	18	0,0113	0,0031
8	0,0076	0,0021	19	0,0153	0,0024
9	0,0065	0,0046	20	0,0101	0,0036
10	0,0088	0,0040	21	0,0062	0,0046
11	0,0051	0,0040	22	0,0180	0,0026

Analisando a Tabela 6.8 observa-se que com a utilização do controlador auto-sintonizável há uma diminuição do erro médio quadrático entre o sinal de resposta e de referência. Observa-se a maior redução para a Configuração 2, pois o erro estacionário é bem maior que o da Configuração 1. Mesmo com a grande oscilação da resposta em sinais senoidais, há uma grande redução no erro médio quadrático para a Configuração 2.

## Capítulo 7

### Conclusões e Sugestões para próximos trabalhos

#### 7.1 Conclusões

Analisando os resultados gráficos e as tabelas, pode-se obter as seguintes conclusões:

Os parâmetros identificados pelo método ERA foram bem diferentes em relação aos obtidos pelo método mínimos quadrados recursivos. Isto pode ser explicado pelo fato de que o método ERA leva em consideração uma faixa de frequências de excitação senoidal, enquanto no método dos mínimos quadrados recursivos, a identificação é feita com uma onda, cuja frequência é pré-estabelecida.

Em virtude do erro estacionário e o tempo de estabilização na Configuração 2 ser maior que na Configuração 1, o controlador auto-sintonizável contribui na maior redução do erro médio quadrático entre os sinais de referência e resposta na Configuração 2. Em sinais senoidais as respostas com controlador auto-sintonizável na Configuração 2 apresentam oscilações maiores que na Configuração 1. Portanto o sistema hidráulico com uma válvula proporcional se torna mais viável, não só em termos econômicos como também em termos de desempenho do controlador auto-sintonizável em comparação ao sistema com duas válvulas proporcionais. O sistema hidráulico com duas válvulas proporcionais só se justificaria em casos onde para o recuo fosse exigido a aplicação de uma força.

O fator de esquecimento exponencial causa na estimação dos parâmetros pelo método dos mínimos quadrados recursivos uma variação nos parâmetros, mas contribui na convergência mais rápida da estimação de parâmetros.

A reinicialização da matriz de covariância  $P$  no método de mínimos quadrados recursivos para estimação de parâmetros, causa uma grande perturbação, mas contribui também para uma convergência mais rápida na estimação de parâmetros.

Analisando os resultados comparativos entre sinal de resposta e referência obtidos nos experimentos com onda quadrada, conclui-se que o fator de esquecimento exponencial e a reinicialização da matriz de covariância  $P$  contribuem no melhor desempenho do controlador auto-sintonizável, reduzindo o erro médio quadrático.

O sinal de dither tem uma influência significativa na proximidade dos sinais de referência e resposta do sistema controlado, pois atenua o efeito do coeficiente de atrito viscoso do sistema hidráulico. O inconveniente deste sinal é que causa oscilação no sinal de resposta, que pode reduzir a vida útil dos componentes do sistema hidráulico.

## **7.2 Sugestões para próximos trabalhos**

Como sugestões para futuros trabalhos, pode-se citar:

A filtragem dos sinais de entrada e de resposta, que são citados na literatura, com uma metodologia e critérios específicos.

Utilização de microcomputadores com processador mais rápido, para que possa aumentar a frequência de amostragem, isto é, diminuindo o intervalo de amostragem e verificar se há uma melhora na proximidade entre os sinais de referência e resposta do sinal controlado do sistema.

Utilização de outra linguagem para a programação do sistema de controle, como exemplo a linguagem C, para a redução do tempo de computação, contribuindo para o aumento da frequência de amostragem.

Aplicação de outros métodos de controle, tais como lógica fuzzy, redes neurais e inteligência artificial e comparar com o controlador auto-sintonizável.

## Referências Bibliográficas

- Andrighetto, Pedro Luís. *Posicionador eletro-hidráulico controlado por válvula proporcional direcional*. Florianópolis: Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina, 1996. 170 p. Dissertação (Mestrado).
- Åström, K. J., Wittenmark, B. *Computer Controlled Systems Theory and Design*. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1984. 430 p.
- Åström, K. J., Wittenmark, B. *Adaptive Control*. Addison-Wesley Publishing Company, 1989. 526 p.
- Bosch. *Proportional control valves without/with integrated amplifier NG 6, 10*. 190 p. Catálogo.
- Daley, S. *A study of a fast self-tuning control algorithm*. Proc Instn Mech. Engrs, Vol. 200, N° C6, p. 425-430, 1986
- Daley, S. *Application of a fast self-tuning control algorithm to a hydraulic test rig*. Proc Instn Mech. Engrs, Vol. 201, N° C4, p. 285-295, 1987
- Edge, K. A. *The control of fluid power systems – responding to the challenges*. Proc Instn Mech. Engrs, Parte I, Vol. 211, p. 91-110, 1997.
- Juang, J.-N. *Applied System Identification*. PTR Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1994. 394 p.

- Juang, J.-N., Pappa, R. S. *An Eigensystem Realization Algorithm for Modal Parameter Identification and Modal Reduction*. Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol. 8, N° 5, p. 620-627, 1985.
- Landau, Ioan D. *Evolution of adaptive control*. Transactions of the ASME, Journal of dynamic systems, measurement, and control. Vol 115, N° 2(B), p. 381-391, 1993.
- Lopes, G. T. *Proposta de um controlador ótimo de altura da plataforma de colhedoras*. Campinas: Faculdade de Engenharia Agrícola, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 282 p. Tese (Doutorado)
- Merrit, Herbert E. *Hydraulic control systems*. John Wiley & Sons, 1967. 358 p.
- Negri, Victor Juliano de. *Modelagem de servomecanismos hidráulicos e simulação de um servomecanismo mecânico-hidráulico*. Florianópolis: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina, 1987. 140 p. Dissertação (Mestrado).
- Ogata, Katsuhiko. *Engenharia de controle moderno*. 2 ed. Prentice Hall do Brasil Ltda, 1993. 781 p.
- Ogata, Katsuhiko. *Discrete time Control Systems*. 2 ed. Prentice Hall, 1995. 745 p.
- Phillips, C. L., Nagle, H. T. *Digital Control System Analysis and Design*. 3 ed. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1995. 685 p.
- Plummer, A. R., Vaughan, N. D. *Discrete-time system identification for electrohydraulic servo systems*. Proc Instn Mech. Engrs, Parte I, Vol. 209, p. 165-177, 1995.
- Plummer, A. R. *Feedback linearization for acceleration control of electrohydraulic actuators*. Proc Instn Mech. Engrs, Parte I, Vol. 211, p. 395-406, 1997.

Rexroth *Tecnologia das Válvulas Proporcionais e Servo-válvulas*. Treinamento Hidráulico, Vol. 2

Stringer, John. *Hydraulic systems analysis, an introduction*. John Wiley & Sons, 1976. 173 p.

Tsytkin, Y. Z. *Adaptation and Learning in Automatic Systems*. Academic Press, New York, 1971.

Tsytkin, Y. Z. *Relay Control Systems*. University Press, Cambridge, U.K., 1984.

Wellstead, P. E., Zarrop, M. B. *Self-tuning Systems – Control and Signal Processing*. John Wiley & Sons Ltd. 1991. 579 p.

Xu, K.-Q., Schoukens J., Duym, S. *Starting from frequency domain measurements: Maximum Likelihood Estimation (MLE) and ERA Based on FRF Matrix-Fraction*. Proceedings of the 13th – IMAC, Vol. I, p. 298-306, 1995.

Yu, W.-S., Kuo, T.-S. *Continuous-Time Indirect Adaptive Control of the Electrohydraulic Servo Systems*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 5, Nº 2, p. 163-177, 1997.

## Anexos

### Anexo I: Programa de identificação da bancada de testes pelo método ERA em Matlab

```
clear
%
%
fa=100;
dt=1/fa;
%
% Leitura dos valores de frequencia que definem o intervalo para o qual se
deseja
% identificar a planta
%
disp('Definicao do intervalo de frequencia para o qual se deseja identificar a
planta')
fi=input('Entre com a frequencia inicial (Hz): ');
ff=input('Entre com a frequencia final (Hz): ');
w=logspace(log10(2*pi*fi),log10(2*pi*ff));
%
% Leitura dos numeros inicial e final dos arquivos de dados a serem utilizados
%
ni=input('Entre com o numero do primeiro arquivo de dados: ');
nf=input('Entre com o numero do ultimo arquivo de dados: ');
%
% Calculo do numero de arquivos de dados
%
nd=nf-ni+1;
%
% Leitura dos arquivos de dados e obtencao dos sinais de entrada e saida
%
for n=1:nd,
na=ni+n-1;
nas=num2str(na);
eval(['load file' nas '.txt']);
eval(['es=file' nas ';'']);
%
% Reamostragem dos sinais para obter sinais com periodos inteiros
%
e=resample(es(1:1001,1),1024,1001,0);
s=resample(es(1:1001,2),1024,1001,0);
%
% Condicionamento dos sinais de entrada e saida
```

```

%
e=e-(max(e)+min(e))/2;
s=s-(max(s)+min(s))/2;
s=-0.5561*s;
%
% Obtencao das FFT's dos sinais de entrada e saida
%
fte=fft(e);
fts=fft(s);
%
% Determinacao do indice do maximo coeficiente de Fourier
%
mfte=abs(fte);
mftemax=max(mfte);
k=1;
while mfte(k) < mftemax,
k=k+1;
end
%
% Calculo da frequencia de excitacao
%
freq(n)=(k-1)*fa/(length(e)-1);
%
% Obtencao da frequencia complexa (z) na frequencia de excitacao
%
z(n)=exp(j*2*pi*freq(n)*dt);
%
% Obtencao da FRF (G(z)) na frequencia de excitacao
%
G(n)=fts(k)/fte(k);
%
% Obtencao do ganho na frequencia de excitacao (dB)
%
g=abs(fts(k))/abs(fte(k));
gdb(n)=20*log10(g);
%
% Obtencao da fase na frequencia de excitacao (graus)
%
fase(n)=(angle(fts(k))-angle(fte(k)))*180/pi;
if fase(n) > 0,
fase(n)=fase(n)-360;
end
%
end
%
% Definicao da ordem maxima do modelo a ser identificado
%
p=input('Entre com a ordem maxima da planta a ser identificado: ');
%
% Definicao das matrizes F e C do modelo de minimos quadrados (C=F.T)
%
for i=1:n,
for j=1:p,
GZ(i,j)=G(i)*z(i)^(-j);
Z(i,j)=z(i)^(-j);
end
end
F=[GZ Z];

```

```

C=G.';
%
% Obtencao de uma estimativa da matriz T pelo metodo
% dos minimos quadrados (C=F.T)
%
Fri=[real(F);imag(F)];
Cri=[real(C);imag(C)];
Th=inv(Fri'*Fri)*Fri'*Cri;
%
% Definicao do numero de parametros de Markov a serem estimados
disp('Definicao do numero de parametros de Markov a serem estimados')
disp('O numero minimo deve ser igual (2p+1)')
disp('Onde p = ordem maxima da planta a ser identificada')
%
m=input('Entre com o numero de parametros de Markov a serem estimados: ');
%
% Obtencao de estimativas dos parametros de Markov do sistema
%
Q=-Th(1:p);
R=Th((p+1):(2*p));
Y(1)=0;
for i=2:p,
Y(i)=0;
for j=1:i-1,
Y(i)=Y(i)+Y(i-j)*Q(j);
end
Y(i)=R(i-1)-Y(i);
end
for i=(p+1):m,
Y(i)=0;
for j=1:i-1,
if j>p
Q(j)=0;
R(j)=0;
end
Y(i)=Y(i)+Y(i-j)*Q(j);
end
Y(i)=R(i-1)-Y(i);
end
%
% Construcao da matriz de Hankel
%
for i=1:p,
for j=1:p,
H0(i,j)=Y(i+j);
end
end
%
% Construcao da matriz de Hankel deslocada
%
for i=1:p,
for j=1:p,
H1(i,j)=Y(i+j+1);
end
end
%
% Decomposicao da matriz de Hankel em valores singulares
%

```

UNICAMP  
 BIBLIOTECA CENTRAL  
 SECAO CIRCULANTE

```

[U,S,V]=svd(H0);
disp('Matriz dos valores singulares de H(0)')
novs=diag(S);
plot(novs)
title('Valores Singulares')
xlabel('Numero')
ylabel('Amplitude')
novs=input('Quantos valores singulares deseja preservar ? : ');
Un=U*[eye(novs);zeros(length(S)-novs,novs)];
Vn=V*[eye(novs);zeros(length(S)-novs,novs)];
Sn=[eye(novs) zeros(novs,length(S)-novs)]*S*[eye(novs);zeros(length(S)-novs,novs)];
%
% Calculo das estimativas dos parametros do modelo de estado do sistema
discreto
%
disp('Matriz de estado (modelo discreto)')
Gh=Sn^(-0.5)*Un'*H1*Vn*Sn^(-0.5)
disp('Matriz de entrada (modelo discreto)')
Hh=Sn^(0.5)*Vn'*[1;zeros(length(S)-1,1)]
disp('Matriz de saida (modelo discreto)')
Ch=[1 zeros(1,length(S)-1)]*Un*Sn^(0.5)
disp('Matriz de transmissao direta (modelo discreto)')
Dh=Y(1)
%
% Calculo dos modulos dos autovalores da matriz de estado do modelo discreto
%
disp('Modulo dos autovalores da matriz de estado do modelo discreto')
abs(eig(Gh))
disp('Aperte qualquer tecla para prosseguir')
pause
%
% Obtencao de um modelo contínuo a partir do modelo discreto
%
disp('Conversao do modelo discreto para modelo contínuo')
pa=input('Entre com periodo de amostragem (s) : ');
[Ah,Bh,Ch,Dh]=d2cm(Gh,Hh,Ch,Dh,pa,'zoh');
disp('Matriz de estado (modelo contínuo)')
Ah
disp('Matriz de entrada (modelo contínuo)')
Bh
disp('Matriz de saida (modelo contínuo)')
Ch
disp('Matriz de transmissao direta (modelo contínuo)')
Dh
%
% Calculo dos autovalores da matriz de estado do modelo contínuo
%
disp('Autovalores da matriz de estado do modelo contínuo')
eig(Ah)
disp('Aperte qualquer tecla para prosseguir')
pause
%
% Plotagem dos diagramas de bode do modelo contínuo
%
[numh,denh]=ss2tf(Ah,Bh,Ch,Dh);
[mc,fc,w]=bode(numh,denh,w);
disp('Plotagem dos Diagramas de Bode da Planta')
figure(1)

```

```

semilogx(2*pi*freq,gdb, '+')
title('Diagrama de Bode da Planta (ganho)')
xlabel('frequencia (rad/s)')
ylabel('Amplitude (dB)')
grid
axis([0.1 100 -60 20])
hold on
plot(w,20*log10(mc), 'r')
legend('exper.', 'teorico')
hold off
disp('Aperte qualquer tecla para prosseguir')
pause

```

```

figure(2)
semilogx(2*pi*freq,fase, '+')
title('Diagrama de Bode da Planta (fase)')
xlabel('frequencia (rad/s)')
ylabel('Fase (graus)')
grid
axis([0.1 100 -200 0])
hold on
plot(w,fc, 'r')
legend('exper.', 'teorico')
hold off

```

## Anexo II: Programa do controlador auto-sintonizável em Visual Basic

```

'Declaração das constante PI e lambda
Const PI As Single = 3.14159265
Const lambda As Single = 1

```

```

'Declaração de variáveis globais contendo configuração
'Estas variáveis Public são visíveis nos forms
'Configuração e Principal

```

```

Public Metodo As Integer
Public TipoExcitacao As Integer
Public TipoTeste As Integer
Public FrequenciaExcitacao As Single
Public Frequencia As Single
Public FrequenciaDither As Single
Public DuracaoTeste As Single
Public NomeArquivo As String
Public NomeArquivo1 As String
Public checkSalvar As Integer
Public LengthNpd As Integer
Public LengthDpd As Integer
Public LengthNmd As Integer
Public LengthDmd As Integer

```

```

'Declaração de variáveis contendo matrizes e vetores
'utilizados para calculo do sinal de controle
'Estas variáveis são visíveis apenas no form Principal

```

```

Dim R() As Single      ' Vetor de referência
                       ' Calculado na subrotina Configurar

```

```

Dim u() As Variant      ' Vetor do Sinal de Controle
Dim ye() As Variant    ' Vetor da Resposta da planta para identificação
Dim DD(8, 0) As Variant ' Vetor Observador*denominador da planta
                        ' Resolução da Equação Diophantina
Dim E(8, 8) As Variant  ' Matriz Silvester
                        ' Resolução da Equação Diophantina
Dim D() As Variant     ' Vetor de dither
                        ' Calculado na subrotina Form_Load
Dim Nmd(0, 3) As Single ' Numerador do modelo
                        ' Valores fixos atribuídos na
                        ' inicialização do form (Sub FormLoad)
Dim Dmd(0, 4) As Single ' Denominador do modelo
                        ' Valores fixos atribuídos na
                        ' inicialização do form (Sub FormLoad)
Dim Npd(0, 3) As Single ' Numerador da planta
                        ' Valores fixos atribuídos na
                        ' inicialização do form (Sub FormLoad)
Dim Dpd(0, 4) As Single ' Denominador da planta
                        ' Valores fixos atribuídos na
                        ' inicialização do form (Sub FormLoad)

Dim P(7, 7) As Variant
Dim Npdch(0, 3) As Variant
Dim Dpdch(0, 4) As Variant
Dim Nmdv(0, 3) As Variant
Dim Dmdv(0, 4) As Variant
Dim ErroAcumulado As Single
Dim SinalAcumulado As Single
Dim Uc(0, 0) As Single
Dim Yc As Variant
Dim EE As Variant
Dim IE As Variant
Dim M As Variant
Dim RR(0, 4) As Variant
Dim S(0, 3) As Variant
Dim T(0, 4) As Variant
Dim phi(7, 0) As Variant
Dim tetach(7, 0) As Variant
Dim phitr(0, 7) As Variant
Dim w(7, 0) As Variant
Dim phitrw As Variant
Dim lphitrw As Variant
Dim phirteta As Variant
Dim KK(7, 0) As Variant
Dim Kphitr(7, 7) As Variant
Dim IKphitr(7, 7) As Variant
Dim PIKphitr As Variant
Dim beta As Variant

```

```

Public Sub DefinirReferencia()
' Com base nos parâmetros de configuração default ou
' nos definidos no form Configuração:
' - Aloca memória para vetor de referência R, u e ye
' de acordo com número de amostras; e
' - Atribui valores ao vetor de referência R
' de acordo com tipo de excitação

```

```
'Calcula numero máximo de amostras a ser aqusitado
Dim NumAmostras As Integer
NumAmostras = Frequencia * DuracaoTeste
```

```
'Aloca memoria para vetor de referência R de acordo
'com numero maximo de amostras a ser aqusitado
ReDim R(NumAmostras)
ReDim u(NumAmostras)
ReDim ye(NumAmostras)
```

```
'Atualizar os valores do vetor de referência R de
'acordo com tipo de excitação selecionado
Select Case TipoExcitacao
```

```
Case 0 'Tipo de excitação = Onda Quadrada
```

```
Dim AmplitudeOnda As Single
```

```
AmplitudeOnda = 0.05
```

```
For i = 0 To NumAmostras
```

```
    If Sin(2 * PI * FrequenciaExcitacao * i / Frequencia) >= 0 Then
```

```
        R(i) = AmplitudeOnda
```

```
    Else
```

```
        R(i) = -AmplitudeOnda
```

```
    End If
```

```
Next i
```

```
Case 1 'Tipo de excitação = Senoidal
```

```
Dim AmplitudeSenoide As Single
```

```
AmplitudeSenoide = 0.05
```

```
For i = 0 To NumAmostras
```

```
    R(i) = AmplitudeSenoide * Sin(2 * PI * FrequenciaExcitacao * i / Frequencia)
```

```
Next i
```

```
Case 2 'Tipo de excitação = Senoidal Mista
```

```
Dim AmplitudeSenoide1 As Single
```

```
Dim AmplitudeSenoide2 As Single
```

```
AmplitudeSenoide1 = 0.02
```

```
AmplitudeSenoide2 = 0.03
```

```
For i = 0 To NumAmostras
```

```
    R(i) = AmplitudeSenoide1 * Sin(2 * PI * FrequenciaExcitacao * i / Frequencia) + AmplitudeSenoide2  
* Sin(3 * PI * FrequenciaExcitacao * i / Frequencia)
```

```
Next i
```

```
Case Else 'Outro Valor
```

```
    MsgBox "Tipo de excitação inválido"
```

```
End Select
```

```
End Sub
```

```
Public Sub DefinirDither()
```

```
Dim AmplitudeDither As Single
```

```
Dim NumAmostras As Integer
```

```
Dim Id As Integer
```

```
NumAmostras = Frequencia * DuracaoTeste
```

```
ReDim D(NumAmostras)
```

```
AmplitudeDither = 0.1
```

```

Id = 0
While Id <= (NumAmostras - 1)
    D(Id) = AmplitudeDither
    D(Id + 1) = AmplitudeDither
    AmplitudeDither = -AmplitudeDither
    Id = Id + 2
Wend

End Sub

Private Sub commandIniciar_Click()

'Limpa gráficos
CWGraphPosicao.ClearData
CWGraphErro.ClearData
CWGraphSinalControle.ClearData

'Reinicializa valor inicial eixo x para 0
CWGraphPosicao.Axes.Item(1).Minimum = 0
CWGraphErro.Axes.Item(1).Minimum = 0
CWGraphSinalControle.Axes.Item(1).Minimum = 0

'Reinicializa valor final eixo x para 100
CWGraphPosicao.Axes.Item(1).Maximum = 100
CWGraphErro.Axes.Item(1).Maximum = 100
CWGraphSinalControle.Axes.Item(1).Maximum = 100

'Reinicializa erro acumulado e sinal acumulado
CWNumEditErroAcumulado.Value = 0
CWNumEditSinalAcumulado.Value = 0

'Habilita somente botão Parar
commandIniciar.Enabled = False
commandParar.Enabled = True
commandConfigurar.Enabled = False

' Com base nos parâmetros de configuração, abre e
' escreve header no arquivo no qual resultados do
' controlador serão armazenados para análises futuras

If checkSalvar Then 'Se especificado pelo usuário
    'Abrir arquivo de saída
    Open Configuracao.txtNomeArquivo.Text For Output As #1
    Write #1, Metodo
    Write #1, TipoExcitacao
    Write #1, TipoTeste
    Write #1, FrequenciaExcitacao
    Write #1, Frequencia
    Write #1, DuracaoTeste
End If

'Inicia testes

If TipoTeste = 0 Then 'Teste Real
    CWAI1.ScanClock.Frequency = Frequencia
    CWAI1.ChannelClock.Frequency = Frequencia
    CWAI1.Device = 1

```

```

    CWAI1.Channels.Item(1).ChannelString = "0"
    CWAI1.NScans = 1
    CWAI1.UseDefaultBufferSize = False
    CWAI1.NScansPerBuffer = 100
    CWAI1.Configure
    CWAI1.Start
End If

```

```
End Sub
```

```
Private Sub commandParar_Click()
```

```

'Habilita botão Inicializar e Configurar
commandIniciar.Enabled = True
commandParar.Enabled = False
commandConfigurar.Enabled = True

```

```

'Interrompe aquisição e controle
If TipoTeste = 0 Then 'Teste real
    K = 0
    CWAI1.Stop
    CWAOPoint1.SingleWrite 0, True
End If

```

```

If checkSalvar Then
    Write #1,
    Write #1, "Teste Abortado pelo usuario"
    Close #1
End If

```

```
End Sub
```

```
Private Sub commandConfigurar_Click()
```

```
Configuracao.Show
```

```
End Sub
```

```
Private Sub CWAI1_DAQError(ByVal StatusCode As Long, ByVal ContextID As Long, ByVal ContextDescription As String)
```

```
MsgBox "DAQ Error: " + CStr(StatusCode)
```

```
End Sub
```

```
Private Sub CWAOPoint1_DAQError(ByVal StatusCode As Long, ByVal ContextID As Long, ByVal ContextDescription As String)
```

```
MsgBox "DAQ Error: " + CStr(StatusCode)
```

```
End Sub
```

```
Private Sub CWAI1_AcquiredData(ScaledData As Variant, BinaryCodes As Variant)
```

```

Dim Yc As Single
Static K As Integer
Dim ym As Single

```

Dim y As Single

'Calcular sinal de controle Yc para controlador Auto sintonizável

If Metodo = 3 Then

If K <= 150 Then

Numero da amostra sendo aquisitada k

'Estimação de Parâmetros

Yc = R(K)

'Inclusao de dither no sinal de controle

Yc = Yc + D(K)

u(K) = Yc

'Atualizar sinal de controle

CWAOPoint1.ChannelString = "0"

CWAOPoint1.SingleWrite Yc, True

'Definição do valor médio do sinal do transdutor ym

ym = 2.392

'Converter valor lido para radianos

y = (ScaledData(0) - ym) \* (-0.556)

ye(K) = y

If K <= 4 Then

Dpdch(0, 0) = 1

For i = 0 To 3

Dpdch(0, i + 1) = Dpd(0, i + 1)

Npdch(0, i) = Npd(0, i)

Next i

End If

If K = 4 Then

For i = 0 To 7

For J = 0 To 7

If i = J Then

P(i, J) = 1000000

Else

P(i, J) = 0

End If

Next J

Next i

End If

Else

'Cálculo do fator beta para obter resposta sem erro estacionário

beta = (Dmd(0, 0) + Dmd(0, 1) + Dmd(0, 2) + Dmd(0, 3) + Dmd(0, 4)) / (Npdch(0, 0) + Npdch(0, 1) + Npdch(0, 2) + Npdch(0, 3))

'Resolução da equação Diophantina

'Montagem da matriz Sylvester

```

For J = 0 To 8
  If J < 5 Then
    For i = 0 To 8
      If i - J >= 0 And i - J <= 4 Then
        E(i, J) = Dpdch(0, 4 - i + J)
      Else
        E(i, J) = 0
      End If
    Next i
  Else
    For i = 0 To 8
      If i - J >= -5 And i - J <= -2 Then
        E(i, J) = Npdch(0, J - i - 2)
      Else
        E(i, J) = 0
      End If
    Next i
  End If
Next J

```

```

DD(0, 0) = 0
DD(1, 0) = 0
DD(2, 0) = 0
DD(3, 0) = 0
DD(4, 0) = Dmd(0, 4)
DD(5, 0) = Dmd(0, 3)
DD(6, 0) = Dmd(0, 2)
DD(7, 0) = Dmd(0, 1)
DD(8, 0) = Dmd(0, 0)

```

IE = CWMatrix1.InvMatrix(E)

M = CWMatrix1.MatrixMul(IE, DD)

'Cálculo dos controladores R, S e T

```

For i = 0 To 4
  RR(0, 4 - i) = M(i, 0)
  If i = 0 Then
    T(0, i) = beta
  Else
    T(0, i) = 0
  End If
Next i

```

```

For i = 0 To 3
  S(0, i) = M(8 - i, 0)
Next i

```

'Cálculo do Sinal de Controle

```

sm = 0
For i = 0 To 4
  sm = sm + T(0, i) * R(K - i - 1)
Next i

```

```

For i = 0 To 3
  sm = sm - S(0, i) * ye(K - i - 2)

```

```

Next i

For i = 0 To 3
    sm = sm - RR(0, i + 1) * u(K - i - 1)
Next i

Yc = sm

'Imposicao de limite superior para o sinal de controle
If Yc > 0.15 Then
    Yc = 0.15
End If

'Imposicao de limite inferior para o sinal de controle
If Yc < -0.15 Then
    Yc = -0.15
End If

'Inclusao de dither no sinal de controle
Yc = Yc + D(K)

u(K) = Yc

'Atualizar sinal de controle
CWAOPoint1.ChannelString = "0"
CWAOPoint1.SingleWrite Yc, True

'Definição do valor médio do sinal do transdutor ym

ym = 2.392

'Converter valor lido para radianos
y = (ScaledData(0) - ym) * (-0.556)
ye(K) = y

'Calcular erro Uc
Uc(0, 0) = R(K) - y
End If

If K >= 4 Then

'Estimacão recursiva de parâmetros da planta

For i = 0 To 3
    phi(i, 0) = -ye(K - i - 1)
Next i
For i = 4 To 7
    phi(i, 0) = u(K - i + 3)
Next i

For i = 0 To 3
    tetach(i, 0) = Dpdch(0, i + 1)
Next i
For i = 4 To 7
    tetach(i, 0) = Npdch(0, i - 4)
Next i

```

```

phitr(teta) = 0
For i = 0 To 7
    phitr(0, i) = phi(i, 0)
    phitr(teta) = phitr(teta) + phitr(0, i) * tetach(i, 0)
Next i

```

```

EE = ye(K) - phitr(teta)

```

```

For i = 0 To 7
    w(i, 0) = 0
    For J = 0 To 7
        w(i, 0) = w(i, 0) + P(i, J) * phi(J, 0)
    Next J
Next i

```

```

phitrw = 0
For i = 0 To 7
    phitrw = phitrw + phitr(0, i) * w(i, 0)
Next i

```

```

lphitrw = lambda + phitrw

```

```

For i = 0 To 7
    KK(i, 0) = w(i, 0) / lphitrw
    tetach(i, 0) = tetach(i, 0) + KK(i, 0) * EE
Next i

```

```

Dpdch(0, 0) = 1
For i = 0 To 3
    Dpdch(0, i + 1) = tetach(i, 0)
Next i

```

```

For i = 4 To 7
    Npdch(0, i - 4) = tetach(i, 0)
Next i

```

```

For i = 0 To 7
    For J = 0 To 7
        Kphitr(i, J) = KK(i, 0) * phitr(0, J)
        If i = J Then
            IKphitr(i, J) = 1 - Kphitr(i, J)
        Else
            IKphitr(i, J) = -Kphitr(i, J)
        End If
    Next J
Next i

```

```

PIKphitr = CWMatrix1.MatrixMul(IKphitr, P)
For i = 0 To 7
    For J = 0 To 7
        P(i, J) = PIKphitr(i, J) / lambda
    Next J
Next i
End If
Else

```

```

If Metodo = 4 Then

'Estimação de Parâmetros
Yc = R(K)

'Inclusao de dither no sinal de controle
Yc = Yc + D(K)

u(K) = Yc

'Atualizar sinal de controle
CWAOPoint1.ChannelString = "0"
CWAOPoint1.SingleWrite Yc, True

'Definição do valor médio do sinal do transdutor ym
ym = 2.392

'Converter valor lido para radianos
y = (ScaledData(0) - ym) * (-0.556)

ye(K) = y

'Calcular erro Uc
Uc(0, 0) = R(K) - y

If K <= 4 Then
    Dpdch(0, 0) = 1
    For i = 0 To 3
        Dpdch(0, i + 1) = Dpd(0, i + 1)
        Npdch(0, i) = Npd(0, i)
    Next i
End If

If K = 4 Then
    For i = 0 To 7
        For J = 0 To 7
            If i = J Then
                P(i, J) = 1000000
            Else
                P(i, J) = 0
            End If
        Next J
    Next i
End If

If K >= 4 Then

'Estimação recursiva de parâmetros da planta

For i = 0 To 3
    phi(i, 0) = -ye(K - i - 1)
Next i
For i = 4 To 7
    phi(i, 0) = u(K - i + 3)
Next i

```

```

For i = 0 To 3
    tetach(i, 0) = Dpdch(0, i + 1)
Next i
For i = 4 To 7
    tetach(i, 0) = Npdch(0, i - 4)
Next i

phitrteta = 0
For i = 0 To 7
    phitr(0, i) = phi(i, 0)
    phitrteta = phitrteta + phitr(0, i) * tetach(i, 0)
Next i

EE = ye(K) - phitrteta

For i = 0 To 7
    w(i, 0) = 0
    For J = 0 To 7
        w(i, 0) = w(i, 0) + P(i, J) * phi(J, 0)
    Next J
Next i

phitrw = 0
For i = 0 To 7
    phitrw = phitrw + phitr(0, i) * w(i, 0)
Next i

lphitrw = lambda + phitrw

For i = 0 To 7
    KK(i, 0) = w(i, 0) / lphitrw
    tetach(i, 0) = tetach(i, 0) + KK(i, 0) * EE
Next i

Dpdch(0, 0) = 1
For i = 0 To 3
    Dpdch(0, i + 1) = tetach(i, 0)
Next i

For i = 4 To 7
    Npdch(0, i - 4) = tetach(i, 0)
Next i

For i = 0 To 7
    For J = 0 To 7
        Kphitr(i, J) = KK(i, 0) * phitr(0, J)
        If i = J Then
            IKphitr(i, J) = 1 - Kphitr(i, J)
        Else
            IKphitr(i, J) = -Kphitr(i, J)
        End If
    Next J
Next i

PIKphitr = CWMatrix1.MatrixMul(IKphitr, P)

```

```

For i = 0 To 7
  For J = 0 To 7
    P(i, J) = PIKphitr(i, J) / lambda
  Next J
Next i

End If
End If
End If

' Calcular sinal acumulado
SinalAcumulado = SinalAcumulado + Abs(Yc)

'Atualizar número da próxima amostra a ser
'aquisitada
K = K + 1

'Apresentar resultados

'Plotar valor de posicao aquisitado
CWGraphPosicao.Plots.Item(1).ChartY y, 1

'Plotar valor de posicao desejado
CWGraphPosicao.Plots.Item(2).ChartY R(K), 1

'Plotar erro
CWGraphErro.ChartY Uc(0, 0), 1, True

'Plotar sinal de controle
CWGraphSinalControle.ChartY Yc, 1, True

'Reinicializa variaveis estáticas no final do teste
If K = Frequencia * DuracaoTeste Then

  'Apresentar erro acumulado
  CWNumEditErroAcumulado.Value = ErroAcumulado

  'Apresentar sinal acumulado
  CWNumEditSinalAcumulado.Value = SinalAcumulado

  ErroAcumulado = 0
  SinalAcumulado = 0

End If

'Salvar resultado em arquivo, se necessário
If checkSalvar Then
  Write #1, K
  Write #1, R(K - 1)
  Write #1, y
  Write #1, Uc(0, 0)
  Write #1, Yc
  Write #1, ErroAcumulado
  Write #1, SinalAcumulado
  Write #1, Npdch(0, 0)
  Write #1, Npdch(0, 1)

```

```

Write #1, Npdch(0, 2)
Write #1, Npdch(0, 3)
Write #1, Dpdch(0, 1)
Write #1, Dpdch(0, 2)
Write #1, Dpdch(0, 3)
Write #1, Dpdch(0, 4)
Write #1, RR(0, 0)
Write #1, RR(0, 1)
Write #1, RR(0, 2)
Write #1, RR(0, 3)
Write #1, RR(0, 4)
Write #1, S(0, 0)
Write #1, S(0, 1)
Write #1, S(0, 2)
Write #1, S(0, 3)
Write #1, T(0, 0)
End If

```

```

'Testar se fim de teste
If K = Frequencia * DuracaoTeste Then
    K = 0
    CWait.Stop
    CWAOPoint1.SingleWrite 0, True

'Habilita botão Inicializar e Configurar
commandIniciar.Enabled = True
commandParar.Enabled = False
commandConfigurar.Enabled = True

'Fechar arquivo de saída, se necessário
If checkSalvar Then
    Close #1
End If
End If

```

End Sub

```

Private Sub Form_Load()
    Metodo = 0
    TipoExcitacao = 0
    TipoTeste = 0
    FrequenciaExcitacao = 0.1
    Frequencia = 15
    'FrequenciaDither <= Frequencia/2
    FrequenciaDither = Frequencia / 4
    DuracaoTeste = 30
    NomeArquivo = "C:\Sergio\contout.txt"
    NomeArquivo1 = "C:\Sergio\contin.txt"
    checkSalvar = False

    Call DefinirReferencia
    Call DefinirDither

    Open NomeArquivo1 For Input As #1
    Input #1, LengthNpd
    For i = 0 To (LengthNpd - 1)

```

```
Input #1, Npd(0, i)
Next i
Input #1, LengthDpd
For i = 0 To (LengthDpd - 1)
    Input #1, Dpd(0, i)
Next i
Input #1, LengthNmd
For i = 0 To (LengthNmd - 1)
    Input #1, Nmd(0, i)
Next i
Input #1, LengthDmd
For i = 0 To (LengthDmd - 1)
    Input #1, Dmd(0, i)
Next i

Close #1

End Sub

Private Sub Form_Terminate()
    CWAOPoint1.SingleWrite 0, True
    Unload Configuracao
End Sub
```