

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA AGRÍCOLA  
DEPARTAMENTO DE MÁQUINAS AGRÍCOLAS**

**PROPOSTA DE UM CONTROLADOR ÓTIMO DE ALTURA DA  
PLATAFORMA DE CORTE DE COLHEDORAS**

**GRACO TOGNOZZI LOPES**

**Orientador: Prof. Dr. PAULO SÉRGIO GRAZIANO MAGALHÃES**

**Co-orientador: Prof. Dr. EURÍPEDES GUILHERME OLIVEIRA NÓBREGA**

Tese de doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Agrícola da Universidade Estadual de Campinas, como cumprimento parcial dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Agrícola.

Campinas, SP  
Novembro de 1999

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Prof. Dr. Paulo Sérgio Graziano Magalhães, pelo suporte permanente, e pela confiança depositada.

Ao Prof. Dr. Eurípedes Guilherme Oliveira Nóbrega, pelas sugestões inestimáveis.

À Fundação de Amparo à Pesquisa no Estado de São Paulo – FAPESP, e ao Conselho Nacional de Pesquisa – CNPq, pelo suporte financeiro, essencial à realização do trabalho.

À empresa Robert Bosch Ltda., especialmente aos engenheiros Eusébio Segundo Valdés Fredes e Denilson Dorigan, pelo apoio técnico e o fornecimento gratuito dos principais componentes hidráulicos.

À empresa Máquinas Agrícolas Jacto S. A., pelo empréstimo do veículo elétrico por tempo ilimitado.

Aos Professores, Funcionários e Colegas do Departamento de Máquinas Agrícolas da FEAGRI-UNICAMP, especialmente ao pessoal do Laboratório de Instrumentação e Controle - LIC, pelas sugestões e colaboração permanentes.

Aos funcionários da Oficina Mecânica, pela colaboração e o envolvimento constantes.

Aos meus pais, pelo estímulo e a educação fornecida ao longo de muitos anos.

Por último, mas não menos, à Ana Paula e ao José Guilherme, pelo estímulo e apoio de sempre, e pela paciência inesgotável.

## SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS .....	ii
LISTA DE TABELAS .....	v
LISTA DE FIGURAS .....	vi
LISTA DE ANEXOS .....	viii
LISTA DE SÍMBOLOS .....	ix
RESUMO .....	xiv
ABSTRACT .....	xv
<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
<b>2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>5</b>
2.1. PERDAS NA COLHEITA .....	5
2.2. SISTEMAS DE CONTROLE DE ALTURA DE CORTE.....	6
2.3. MODELAGEM E CONTROLE DE SISTEMAS COM ACIONAMENTO HIDRÁULICO.....	11
<b>3. ARTIGO 1: PROJETO E MODELAGEM MATEMÁTICA DE UM APARATO EXPERIMENTAL, EM ESCALA REDUZIDA, PARA O ESTUDO DO CONTROLE DE ALTURA DA PLATAFORMA DE CORTE DE COLHEDORAS.....</b>	<b>17</b>
3.1. INTRODUÇÃO .....	17
3.2. METODOLOGIA .....	18
3.2.1. Aparato experimental .....	18
3.2.2. Dispositivo simulador da plataforma de corte.....	19
3.2.3. Modelagem matemática .....	26
3.2.4. Parâmetros do modelo matemático .....	31
3.2.5. Projeto do controlador .....	36
3.2.6. Simulação dinâmica .....	45
3.3. RESULTADOS.....	55
3.4. CONCLUSÕES .....	62
3.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	64
<b>4. ARTIGO 2: IDENTIFICAÇÃO DE UM MODELO MATEMÁTICO PARA UM DISPOSITIVO SIMULADOR DE PLATAFORMAS DE CORTE DE COLHEDORAS .....</b>	<b>66</b>

4.1. INTRODUÇÃO .....	66
4.2. METODOLOGIA .....	68
4.2.1. Dispositivo simulador da plataforma de corte.....	68
4.2.2. Método analítico.....	69
4.2.3. Método MLE.....	84
4.2.4. Método ERA .....	88
4.2.5. Ensaios de resposta em frequência.....	93
4.3. RESULTADOS.....	95
4.3.1. Método analítico.....	96
4.3.2. Método MLE.....	98
4.3.3. Método ERA .....	100
4.3.4. Pólos, zeros e ganhos dos modelos matemáticos obtidos .....	103
4.3.5. Resposta em frequência da válvula de controle .....	104
4.4. CONCLUSÕES .....	105
4.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	107
<b>5. ARTIGO 3: PROJETO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE UM CONTROLADOR ÓTIMO ROBUSTO PARA CONTROLE DE ALTURA DE UM DISPOSITIVO SIMULADOR DE PLATAFORMAS DE CORTE DE COLHEDORAS .....</b>	<b>108</b>
5.1. INTRODUÇÃO .....	108
5.2. METODOLOGIA .....	109
5.2.1. Dispositivo simulador de plataformas de corte.....	109
5.2.2. Projeto do controlador.....	110
5.2.3. Ensaios de avaliação experimental do controlador projetado .....	129
5.3. RESULTADOS.....	132
5.3.1. Inclusão de integrador na entrada da planta.....	133
5.3.2. Conformação da malha objetivo .....	133
5.3.3. Recuperação da malha objetivo.....	134
5.3.4. Verificação da condição de robustez da estabilidade.....	135
5.3.5. Resultados experimentais.....	136
5.4. CONCLUSÕES .....	145
5.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	148
<b>6. CONCLUSÕES GERAIS.....</b>	<b>149</b>
<b>7. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>152</b>
<b>8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS GERAIS .....</b>	<b>154</b>

## LISTA DE TABELAS

<b>TABELA 1:</b> Características geométricas do aparato experimental .....	31
<b>TABELA 2:</b> Massas dos componentes do aparato experimental .....	32
<b>TABELA 3:</b> Centros de massa dos componentes do aparato experimental .....	33
<b>TABELA 4:</b> Momentos de inércia dos componentes do aparato experimental .....	34
<b>TABELA 5:</b> Constantes de mola das suspensões do veículo elétrico .....	34
<b>TABELA 6:</b> Constantes de amortecimento das suspensões do veículo elétrico .....	35
<b>TABELA 7:</b> Configurações de projeto para o sistema LQG/LTR .....	51
<b>TABELA 8:</b> Configurações de projeto para o sistema <i>On-Off</i> .....	53
<b>TABELA 9:</b> Resultados de simulações dos sistemas LQG/LTR e <i>On-Off</i> .....	55
<b>TABELA 10:</b> Síntese dos resultados das simulações dos sistemas LQG/LTR e <i>On-Off</i> .....	59
<b>TABELA 11:</b> Características geométricas do dispositivo simulador de plataformas de corte .....	79
<b>TABELA 12:</b> Massas dos componentes do dispositivo simulador de plataformas de corte .....	79
<b>TABELA 13:</b> Pólos, zeros e ganhos dos modelos matemáticos obtidos .....	103
<b>TABELA 14:</b> Configurações de projeto para avaliação experimental do sistema LQG/LTR .....	131
<b>TABELA 15:</b> Configurações de projeto para avaliação experimental do sistema <i>On-Off</i> .....	132
<b>TABELA 16:</b> Resultados experimentais para os sistemas LQG/LTR e <i>On-Off</i> .....	136
<b>TABELA 17:</b> Síntese dos resultados experimentais para os sistemas LQG/LTR e <i>On-Off</i> .....	139

## LISTA DE FIGURAS

<b>FIGURA 1:</b> Colhedora automotriz .....	18
<b>FIGURA 2:</b> Aparato experimental .....	19
<b>FIGURA 3:</b> Dispositivo simulador da plataforma de corte .....	20
<b>FIGURA 4:</b> Sistema hidráulico .....	22
<b>FIGURA 5:</b> Configurações de operação das válvulas de controle .....	23
<b>FIGURA 6:</b> Sistema de aquisição e controle .....	25
<b>FIGURA 7:</b> Características geométricas do aparato experimental .....	26
<b>FIGURA 8:</b> Representação esquemática do modelo matemático .....	27
<b>FIGURA 9:</b> Representação esquemática do sistema de controle convencional .....	37
<b>FIGURA 10:</b> Representação esquemática do sistema de controle proposto .....	38
<b>FIGURA 11:</b> Diagrama de blocos do sistema proposto .....	38
<b>FIGURA 12:</b> Resposta em frequência das FTM dos sistemas contínuo e discreto .....	45
<b>FIGURA 13:</b> Diagrama de blocos para simulação do sistema LQG/LTR .....	50
<b>FIGURA 14:</b> Diagrama de blocos para simulação do sistema On-Off .....	52
<b>FIGURA 15:</b> Resposta do sistema LQG/LTR para alguns dos casos simulados .....	58
<b>FIGURA 16:</b> Resposta do sistema <i>On-Off</i> para alguns dos casos simulados .....	59
<b>FIGURA 17:</b> Dispositivo simulador da plataforma de corte .....	69
<b>FIGURA 18:</b> Diagrama de corpo livre do dispositivo simulador da plataforma de corte .....	70
<b>FIGURA 19:</b> Região linear das curvas de pressão versus tensão das válvulas de controle .....	72
<b>FIGURA 20:</b> Diagramas de Bode do modelo analítico (Configuração 1) .....	97
<b>FIGURA 21:</b> Diagramas de Bode do modelo analítico (Configuração 2) .....	98
<b>FIGURA 22:</b> Diagramas de Bode do modelo MLE (Configuração 1) .....	99
<b>FIGURA 23:</b> Diagramas de Bode do modelo MLE (Configuração 2) .....	100
<b>FIGURA 24:</b> Diagramas de Bode do modelo ERA (Configuração 1) .....	101
<b>FIGURA 25:</b> Diagramas de Bode do modelo ERA (Configuração 2) .....	102
<b>FIGURA 26:</b> Diagramas de Bode da válvula de controle (Configuração 1) .....	104
<b>FIGURA 27:</b> Diagramas de Bode da válvula de controle (Configuração 2) .....	104
<b>FIGURA 28:</b> Dispositivo simulador da plataforma de corte .....	109
<b>FIGURA 29:</b> Sistema de aquisição e controle .....	110
<b>FIGURA 30:</b> Diagrama esquemático do sistema de controle de altura da plataforma .....	110

<b>FIGURA 31:</b> Diagrama de blocos do controlador LQG .....	112
<b>FIGURA 32:</b> Erro multiplicativo absoluto médio (Configuração 1) .....	119
<b>FIGURA 33:</b> Erro multiplicativo absoluto médio (Configuração 2) .....	119
<b>FIGURA 34:</b> Sistema de controle com integrador .....	124
<b>FIGURA 35:</b> Diagrama de blocos do controlador com integrador .....	125
<b>FIGURA 36:</b> Efeito da inclusão de <i>dithering</i> no sinal de controle .....	126
<b>FIGURA 37:</b> Controlador discretizado .....	127
<b>FIGURA 38:</b> Diagramas de Bode da planta original e da planta c/ integrador .....	133
<b>FIGURA 39:</b> Conformação da malha objetivo .....	134
<b>FIGURA 40:</b> Recuperação da malha objetivo .....	134
<b>FIGURA 41:</b> Verificação da condição de robustez da estabilidade .....	135
<b>FIGURA 42:</b> Respostas do sistema LQG/LTR a diferentes tipos de perturbação .....	143
<b>FIGURA 43:</b> Problema da limitação do ganho nos controladores <i>On-Off</i> .....	144
<b>FIGURA 44:</b> Erros médios percentuais para os controladores LQG/LTR e <i>On-Off</i> .....	145
<b>FIGURA 1.1:</b> Suporte da plataforma .....	157
<b>FIGURA 1.2:</b> Plataforma articulada .....	158
<b>FIGURA 1.3:</b> Cilindro hidráulico .....	159
<b>FIGURA 1.4:</b> Reservatório hidráulico .....	160
<b>FIGURA 1.5:</b> Bloco da válvula limitadora de pressão .....	161
<b>FIGURA 1.6:</b> Dispositivo simulador da plataforma de corte .....	162
<b>FIGURA 1.7:</b> Sistema de aquisição de dados .....	162
<b>FIGURA 1.8:</b> Estrutura do dispositivo simulador instalada sobre o veículo elétrico (1) .....	163
<b>FIGURA 1.9:</b> Estrutura do dispositivo simulador instalada sobre o veículo elétrico (2) .....	163
<b>FIGURA 2.1:</b> Curva característica da motobomba hidráulica .....	166
<b>FIGURA 3.1:</b> Curvas características das válvulas de controle e do transdutor de pressão .....	169
<b>FIGURA 4.1:</b> Circuitos divisores de tensão das válvulas de controle de pressão .....	171
<b>FIGURA 4.2:</b> Amplificador da válvula de controle de pressão .....	172
<b>FIGURA 6.1:</b> Fotografias das montagens utilizadas na determinação das propriedades inerciais do aparato experimental .....	191
<b>FIGURA 7.1:</b> Pêndulo composto .....	194
<b>FIGURA 8.1:</b> Modelo unidimensional da suspensão do veículo .....	201
<b>FIGURA 8.2:</b> Resposta da suspensão do veículo elétrico a uma excitação tipo degrau .....	203

## LISTA DE ANEXOS

<b>ANEXO 1:</b> Desenhos de componentes e fotografias do dispositivo simulador de plataformas de corte .....	156
<b>ANEXO 2:</b> Resultados do ensaio de levantamento da curva característica da motobomba hidráulica .....	164
<b>ANEXO 3:</b> Curvas características das válvulas de controle e do transdutor de pressão (tensão x pressão) .....	167
<b>ANEXO 4:</b> Diagramas elétricos dos circuitos divisores de tensão e amplificadores das válvulas de controle de pressão .....	170
<b>ANEXO 5:</b> Fichas técnicas dos componentes do sistema hidráulico .....	173
<b>ANEXO 6:</b> Fotografias das montagens utilizadas na determinação das propriedades inerciais do aparato experimental .....	190
<b>ANEXO 7:</b> Cálculo dos momentos de inércia da plataforma e da sapata articulada .....	193
<b>ANEXO 8:</b> Determinação das constantes de amortecimento das suspensões do veículo elétrico .....	200
<b>ANEXO 9:</b> Programa para projeto e simulação do sistema LQG/LTR teórico (Matlab) e visualização da recuperação das características de resposta em frequência do sistema LQR .....	208
<b>ANEXO 10:</b> Programas para modelagem matemática do dispositivo simulador de plataformas de corte pelos métodos analítico, MLE e ERA (Matlab) .....	224
<b>ANEXO 11:</b> Programa para estimativa dos erros de modelagem (Matlab) .....	242
<b>ANEXO 12:</b> Programa para projeto do controlador LQG/LTR experimental (Matlab) .....	247
<b>ANEXO 13:</b> Programa para implementação do controlador LQG/LTR (Visual Basic) .....	262
<b>ANEXO 14:</b> Programa para análise dos resultados experimentais (Matlab) .....	278



## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$  : distância horizontal entre o eixo dianteiro e o CM do conjunto veicular

$A_i, B_i, C_i$  : coeficientes das equações diferenciais do aparato experimental

$A$  : matriz de estado

$A_c, B_c, C_c, D_c$  : parâmetros do modelo de estado contínuo do controlador LQG/LTR

$A_d, B_d, C_d, D_d$  : parâmetros do modelo de estado discreto do controlador LQG/LTR

$A_s$  : amplitude da função perfil do solo senoidal

$A_d$  : amplitude da função perfil do solo onda quadrada

$A_i$  : área do pistão do cilindro hidráulico

$A_e$  : amplitude do sinal de erro

$A_s$  : amplitude da perturbação

$A_{ha}, B_{ha}, C_{ha}, D_{ha}$  : parâmetros do modelo de estado do dispositivo obtido pelo método analítico

$A_{hm}, B_{hm}, C_{hm}, D_{hm}$  : parâmetros do modelo de estado do dispositivo obtido pelo método MLE

$A_{he}, B_{he}, C_{he}, D_{he}$  : parâmetros do modelo de estado do dispositivo obtido pelo método ERA

$\alpha$  : ganho do conjunto válvula / atuador

$\alpha_r$  : ganho real do conjunto válvula / atuador

$\alpha_n$  : ganho nominal do conjunto válvula / atuador

$\alpha_d(w)$  : função auxiliar para especificação da capacidade de rejeição de perturbações

$\alpha_n(w)$  : função auxiliar para especificação da capacidade de rejeição de ruídos

$b$  : distância horizontal entre o eixo traseiro e o CM do conjunto veicular

$bm$  : amplitude da banda morta do controlador *On-Off*

$B$  : matriz de entrada no modelo de estado

$\beta$  : constante de amortecimento angular do atuador

$C$  : matriz de saída no modelo de estado

$C_f$  : constante de amortecimento da suspensão dianteira do veículo elétrico

$C_r$  : constante de amortecimento da suspensão traseira do veículo elétrico

$C_R(s)$  : função de transferência do sistema real em malha fechada

$\gamma$  : termo responsável pelo equilíbrio do peso próprio da plataforma

$d$  : distância horizontal entre o CM do conjunto veicular e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

$d(s)$  : perturbações refletidas na saída da planta

$D$  : matriz de transmissão direta no modelo de estado  
 $\delta$  : coeficiente da força compensatória do peso próprio da plataforma  
 $e$  : distância horizontal entre o CM do conjunto veicular e o ponto de articulação da plataforma articulada  
 $E, F, G, H$  : matrizes auxiliares para obtenção do modelo de estado do aparato experimental  
 $\varepsilon_m$  : erro multiplicativo de modelagem  
 $e_m(w)$  : função erro de modelagem  
 $F_{xa}$  : força horizontal atuando no ponto de articulação da plataforma  
 $F_{ya}$  : força vertical atuando no ponto de articulação da plataforma  
 $F_{xp}$  : força horizontal atuando no ponto de articulação do cilindro hidráulico  
 $F_{yp}$  : força vertical atuando no ponto de articulação do cilindro hidráulico  
 $F_p$  : força exercida pelo atuador hidráulico  
 $F_s$  : frequência de amostragem  
 $F_{sx}$  : força horizontal atuando na articulação da sapata  
 $F_{sy}$  : força vertical atuando na articulação da sapata  
 $F_1$  : força hidráulica de levante  
 $F_2$  : força hidráulica de abaixamento  
 $F_a$  : força de atrito viscoso atuando sobre o pistão hidráulico  
 $\phi$  : deslocamento angular da plataforma em relação à posição de referência  
 $\phi_{aux}(jw)$  : função de transferência auxiliar  
 $\phi_0$  : ângulo de referência entre a plataforma e a direção vertical  
 $g$  : aceleração da gravidade  
 $g$  : distância vertical entre o CM do conjunto veicular e o ponto de articulação da plataforma articulada  
 $g_o$  : ganho do controlador *On-Off*  
 $G$  : ganho do controlador LQR  
 $G_R(s)$  : função de transferência real da planta  
 $G_N(s)$  : função de transferência nominal da planta  
 $G_{KF}(s)$  : função de transferência de malha do filtro de Kalman-Bucy  
 $G_{LQG}(s)$  : função de transferência de malha do sistema LQG  
 $G_{MA}(s)$  : função de transferência entre o ruído nos estados,  $\xi(s)$ , e o sinal de saída,  $y(s)$   
 $h$  : distância vertical entre o CM do conjunto veicular e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

$H$  : altura de corte da plataforma  
 $i$  : distância horizontal entre o CM e o ponto de articulação da plataforma articulada  
 $j$  : distância horizontal entre o CM da plataforma articulada e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular  
 $J$  : índice de desempenho  
 $J_1$  : momento de inércia do conjunto veicular  
 $J_2$  : momento de inércia da plataforma  
 $J_p$  : momento de inércia da plataforma em relação ao seu CM  
 $J_s$  : momento de inércia da sapata em relação ao seu CM  
 $\psi$  : fase do sinal de saída em relação ao sinal de entrada  
 $\varphi_0$  : ângulo de referência entre a sapata e a direção horizontal  
 $\varphi$  : deslocamento angular da sapata em relação à posição de referência  
 $k$  : distância vertical entre o CM e o ponto de articulação da plataforma articulada  
 $K(s)$  : função de transferência do controlador  
 $K_f$  : constante de mola da suspensão dianteira do veículo elétrico  
 $K_r$  : constante de mola da suspensão traseira do veículo elétrico  
 $K$  : ganho da realimentação de estados  
 $K_E$  : ganho do filtro de Kalman-Bucy  
 $K_i$  : ganho das válvulas de controle de pressão  
 $l$  : distância entre o ponto de articulação da plataforma e a base da plataforma  
 $L$  : parâmetro de projeto do controlador LQG/LTR  
 $L$  : matriz de entrada das perturbações no modelo de estado  
 $L$  : distância entre o ponto de articulação da plataforma e o ponto de fixação do atuador hidráulico  
 $m$  : distância vertical entre o CM da plataforma articulada e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular  
 $M_1$  : massa do conjunto veicular  
 $M_2$  : massa da plataforma (no modelo do aparato experimental)  
 $M_{2r}$  : massa real da plataforma  
 $M_{2n}$  : massa nominal da plataforma  
 $M_p$  : massa da plataforma (no modelo do dispositivo simulador)  
 $M_s$  : massa da sapata  
 $\mu$  : constante de amortecimento linear do atuador hidráulico

$\mu$  : parâmetro de projeto do controlador LQG/LTR  
 $n$  : distância vertical entre o ponto de articulação da plataforma articulada e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular  
 $n(s)$ : ruídos na medida do sinal de saída  
 $N$  : reação vertical do solo atuando sobre a sapata  
 $N_d$  : componente dinâmica da reação vertical do solo atuando sobre a sapata  
 $N_e$  : componente estática da reação vertical do solo atuando sobre a sapata  
 $v(t)$  : ruído na medida do sinal de saída  
 $p$  : comprimento da base da plataforma  
 $p_i$  : pressão na saída da válvula de controle  
 $P$  : peso próprio da plataforma  
 $P$  : solução simétrica definida positiva da equação algébrica de Riccati  
 $P_s$  : peso próprio da sapata articulada  
 $q$  : parâmetro de projeto do controlador LQG/LTR  
 $Q$  : matriz de ponderação dos estados no índice de desempenho  
 $Q_0$  : matriz de densidade espectral do ruído nos estados  
 $Q$  : polinômio matricial para descrição da função de resposta em frequência  
 $\theta$  : deslocamento angular do corpo da colhedora em relação à posição de referência  
 $r$  : distância horizontal entre o seguidor do terreno e o ponto de articulação da plataforma articulada  
 $r(s)$ : sinal de referência  
 $R$  : matriz de ponderação do sinal de controle no índice de desempenho  
 $R_0$  : matriz de densidade espectral do ruído nas medidas  
 $R$  : polinômio matricial para descrição da função de resposta em frequência  
 $\rho$  : ângulo entre o cilindro hidráulico e a direção horizontal  
 $\rho$  : parâmetro de projeto do controlador LQR  
 $s$  : comprimento da sapata articulada  
 $s$  : frequência complexa no domínio de tempo contínuo  
 $\Sigma$ : solução simétrica definida positiva da equação algébrica de Riccati  
 $T$  : período de amostragem  
 $T_s$  : torque atuando na articulação da sapata  
 $u$  : sinal de controle aplicado às válvulas  
 $u_m$  : nível DC aplicado às válvulas de controle

$u(s)$ : sinal de controle  
 $u_p(t)$ : sinal de controle após o integrador  
 $U_c$ : sinal de entrada do controlador LQG/LTR  
 $v$ : velocidade tangencial do ponto de articulação entre o atuador hidráulico e a plataforma  
 $v_p$ : componente de  $v$  na direção axial do atuador hidráulico  
 $w$ : frequência da função perfil do solo senoidal ou onda quadrada  
 $w_f(t)$ : função perfil do solo sob a roda dianteira  
 $w_r(t)$ : função perfil do solo sob a roda traseira  
 $W$ : vetor de perturbações  
 $x$ : deslocamento horizontal do CM da colhedora  
 $x$ : deslocamento horizontal do CM da plataforma  
 $x_i$ : variáveis de estado  
 $x_p$ : deslocamento horizontal do ponto de articulação entre a sapata e a plataforma  
 $x_s$ : deslocamento horizontal do CM da sapata  
 $X$ : vetor das variáveis de estado  
 $\xi$ : constante de amortecimento angular da articulação da sapata  
 $\xi_g$ : erro no valor do ganho do conjunto válvula / atuador  
 $\xi_m$ : erro no valor da massa da plataforma  
 $\xi_{os}$ : erro no *off-set* aplicado às válvulas para manutenção da plataforma na posição de equilíbrio  
 $\xi(t)$ : ruído nos estados  
 $y$ : deslocamento horizontal do CM da colhedora  
 $y$ : deslocamento vertical do CM da plataforma  
 $y_p$ : deslocamento vertical do ponto de articulação entre a sapata e a plataforma  
 $y_s$ : deslocamento vertical do CM da sapata  
 $y(s)$ : sinal de saída  
 $Y$ : variável de saída no modelo de estado  
 $\hat{Y}(t)$ : estimativa dos sinal de saída  
 $Y_c$ : sinal de saída do controlador LQG/LTR  
 $Y_r$ : parâmetros de Markov  
 $z$ : frequência complexa no domínio de tempo discreto  
 $z(t)$ : função perfil do solo sob a sapata articulada

## **RESUMO**

Cerca de 6 % da produção brasileira de soja tem permanecido nos campos, todos os anos, como consequência de perdas no processo de colheita mecanizada. Trabalhos anteriores revelaram que 80 % destas perdas se originam nas etapas de corte e apanhamento das plantas. O uso de sistemas automáticos de controle de altura de corte tem sido reconhecido como um atributo importante para a redução de perdas na colheita. As colhedoras disponíveis no mercado dispõem de sistemas de controle automático de altura de corte, que empregam invariavelmente estratégia *On-Off* para posicionar a plataforma de corte na altura desejada. Apesar dos aspectos interessantes de simplicidade e baixo custo associados aos controladores *On-Off*, este tipo de controlador apresenta limitações de desempenho, decorrentes do uso de ganhos fixos e bandas mortas relativamente largas, que comprometem a qualidade da ação de controle. Este trabalho descreve o desenvolvimento de um sistema de controle alternativo objetivando a melhoria da eficiência do processo de colheita, sob o enfoque do controle de altura da plataforma de corte. Por meio do método LQG/LTR, projetou-se um controlador ótimo com características de resposta em frequência que garantam o atendimento de especificações preestabelecidas de robustez de desempenho e estabilidade, diante de incertezas não estruturadas no modelo nominal da planta, perturbações impostas pelo meio circundante, e ruídos inerentes ao sistema de medição utilizado. O sistema foi implementado e avaliado experimentalmente em um dispositivo simulador que procura reproduzir, em escala, as características de interesse de uma plataforma de corte real. Para o projeto do controlador, empregou-se modelos matemáticos do dispositivo, identificados por meio de dois métodos distintos baseados na resposta em frequência da planta. Ensaios realizados com o sistema projetado revelaram que o uso do controlador LQG/LTR possibilita uma ampliação significativa da banda de frequência das perturbações passíveis de atenuação em relação a um controlador convencional tipo *On-Off*, sem que se verifique aumento na demanda energética do sistema. Os resultados obtidos mostraram que o desempenho do sistema proposto é limitado, basicamente, pelo nível de erro verificado no modelo nominal da planta, que se traduz na imposição de barreiras mais restritivas de robustez. Entretanto, os erros de modelagem, que se originam nos processos de identificação do modelo matemático e de discretização do controlador projetado, sempre podem ser reduzidos para que se obtenha sistemas com melhores níveis de desempenho. O grau de acurácia do modelo matemático identificado pode ser melhorado por meio da realização de um maior número de ensaios de resposta em frequência, cobrindo uma faixa mais ampla do espectro. O problema da discretização pode ser minimizado por meio do uso de processadores mais rápidos e linguagens de programação mais compactas, que possibilitem a redução do tempo de processamento em cada ciclo de cálculo do sinal de controle, e, conseqüentemente, permitam o aumento da frequência de amostragem.

## **ABSTRACT**

About 6 % of the Brazilian soybean harvest remains on the fields, every year, as a result of mechanized harvest losses. Previous works report that 80 % of these losses take place in the cutting and gathering processes. Automatic control of combine header height has long since been recognized as a desirable feature in grain combines as a means to reducing harvest losses. State-of-the-art combines incorporate automatic control systems employing On-Off control strategy to keep the header at the desired height. Despite the simplicity and cheapness associated with On-Off controllers, the fixed control signals and the relatively broad dead-bands required for stabilization of this type of controller impose serious limitations to the performance of such systems. This work describes the development of an alternative control system that aims to improve the performance of combine harvesters in following the soil profile and reduce harvest losses to more acceptable levels. The Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery (LQG/LTR) method has been used to design a robust and optimal controller with suitable frequency response characteristics, that ensure compliance with pre-established stability and performance robustness specifications. The specifications must be complied with in the face of unstructured uncertainties in the plant model, disturbances imposed by the surrounding environment and noises in the measurement system. The system has been implemented and experimentally evaluated in a reduced scale simulator device that aims to reproduce the main characteristics of a real combine header. Mathematical models of the simulator device have been identified by means of two different frequency response methods and then employed to synthesize the optimal controller. Tests conducted with the simulator device have indicated that the use of the LQG/LTR controller significantly improves the disturbance rejection capacity of the system, while keeping its energy expenditure levels unchanged with respect to the conventional On-Off system. Experimental results have also shown that the performance of the LQG/LTR system is constrained by the level of error verified in the plant model, that translates in the imposition of more stringent robustness barriers. Nevertheless, modelling errors that take place in the processes of plant model identification and controller discretization can always be reduced in order to improve system performance. The accuracy of the identified plant model can be improved by means of more comprehensive frequency response tests. The problems associated with controller discretization can be minimized through the use of faster processors and more compact programming languages, reducing the control signal calculation cycle time and allowing the increase of the sampling rate.

## 1. INTRODUÇÃO

O Brasil é o segundo maior produtor mundial de soja [*Glycine max* (L) merrill], após os EUA, com uma produção estimada em 31 milhões de toneladas para a safra 98/99, obtida em uma área plantada de 13 milhões de hectares. A soja é o principal produto agrícola na pauta de exportações brasileira. O país participou, no biênio 98/99, com 21,8 % do total mundial de exportações de soja (EMBRAPA, 1999). A soja é, também, um dos principais produtos no mercado agrícola interno, tendo respondido por 19 % da receita agrícola total de 1994, estimada em US\$ 37,3 bilhões (FOLHA DE SÃO PAULO, 1995).

De acordo com o Centro Nacional de Pesquisa de Soja, EMBRAPA-Londrina, entre 5 e 6 % do total colhido nas últimas safras têm permanecido nos campos, como resultado de perdas no processo de colheita. Em valores de janeiro de 1995, o total das perdas corresponde a um prejuízo aproximado de US\$ 236 milhões, arcado pelos cerca de 240 mil produtores brasileiros de soja (MASCHIO, 1995).

Para que se tenha uma idéia do impacto ocasionado por tais perdas sobre o complexo produtivo de soja, basta notar que tais recursos seriam suficientes para a incorporação anual de mais de 3.000 novas colhedoras de grãos à frota brasileira atual, estimada em 60.000 máquinas. Tal quantidade é comparável à produção nacional média de colhedoras entre os anos de 1989 e 1993, calculada em 3.168 máquinas por ano (ANFAVEA, 1993).

Usualmente, para efeito de sistematização, as perdas na colheita de soja têm sido divididas em: perdas no processo de apanhamento e corte e perdas no processo de debulha e separação. Perdas no processo de apanhamento e corte são subdivididas em: perdas devidas a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte, grãos que permanecem em vagens ligadas a galhos que não são cortados ou que são cortados mas não são entregues à plataforma de corte, e grãos que são prematuramente liberados das vagens devido ao impacto sofrido na etapa de corte. Perdas no processo de debulha e separação são subdivididas em: perdas no cilindro e perdas no saca-palha e nas peneiras.

Experimentos de campo e de laboratório realizados, respectivamente, por LAMP *et al.* (1961) e QUICK (1973), indicaram que as perdas no processo de apanhamento e corte são responsáveis pela maior parte (80% a 84%) da perda total. Dentre as perdas verificadas no processo de apanhamento e corte, as perdas de grãos que são prematuramente liberados das vagens



devido ao impacto sofrido na etapa de corte respondem por 55% a 61%; perdas de grãos que permanecem em vagens ligadas a galhos que não são cortados ou que são cortados mas não são entregues à plataforma de corte respondem por 21% a 28%; e aquelas devidas a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte, por 17% a 18%.

Diversas sugestões têm sido apresentadas no sentido de se reduzir as perdas verificadas no processo de apanhamento e corte. Entre estas, pode-se citar: operação da máquina em velocidade adequada, operação da carretilha em velocidade compatível com a velocidade de avanço da máquina, regulagem da velocidade de deslocamento lateral da barra de corte, operação da plataforma de corte em altura apropriada, e desenvolvimento de variedades de soja que apresentem o ponto de inserção da primeira vagem mais distante do solo.

LAMP *et al.* (1961) concluíram, após um estudo visando a redução das perdas verificadas na colheita de soja, que a implementação de sistemas de controle automático de altura da plataforma de corte seria uma adição desejável às características das colhedoras, por propiciar uma diminuição nas perdas devidas a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte. Acrescentam, ainda, que, maior ênfase deveria ser colocada na melhoria dos componentes mecânicos associados à plataforma de corte.

REHKUGLER (1970) aponta para o fato de que a introdução de sistemas de controle automático de altura de plataformas de corte de colhedoras tem sido reconhecida como atributo desejável tanto por autores que têm se dedicado ao estudo do problema, como por fabricantes e operadores deste tipo de equipamento. Entre as principais razões citadas para a demanda por este tipo de controle, encontram-se: redução dos níveis de perda do produto colhido, redução da fadiga do operador, causada por execução de atividade repetitiva, e redução da probabilidade de se ocasionar danos aos equipamentos, como resultado do impacto da plataforma com o solo. Aponta, ainda, para a necessidade de se conduzir estudos detalhados do sistema dinâmico, composto pela colhedora e o sistema de controle de altura da plataforma, como forma de se obter melhores índices de desempenho do conjunto, por meio de modificações adequadas nos parâmetros do sistema de controle.

Além dos aspectos mencionados, pode-se citar, também, a tendência atual de desenvolvimento de máquinas mais rápidas, providas de plataformas de corte mais largas, como justificativa para a pesquisa de novas tecnologias que resultem em melhoria na eficiência do controle de altura de plataformas de corte de colhedoras. Como consequência de tal tendência, é de

se esperar uma provável queda de desempenho no acompanhamento do perfil do solo, decorrente do aumento da frequência de excitação imposta à máquina, associado ao incremento na velocidade de operação, e do aumento do número de graus de liberdade do sistema, associado ao alargamento da plataforma. Este problema é particularmente acentuado no caso de inúmeras fazendas brasileiras, onde a soja é cultivada em solos com declive, expostos às chuvas intensas do verão, e com grandes chances de apresentar sulcos de erosão por ocasião da colheita.

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), observa-se um descompasso entre as soluções tecnológicas disponíveis e aquelas presentemente empregadas no controle de altura de plataformas de corte de colhedoras.

As colhedoras mais modernas atualmente disponíveis no mercado nacional, incorporam sistemas automáticos de controle de altura da plataforma de corte, denominados CAAP (IOCHPE-MAXION, 1995; NEW HOLLAND, 1995; SLC, 1995). Invariavelmente, os sistemas oferecidos utilizam estratégia de controle tipo *On-Off* para posicionar a plataforma de corte na altura desejada. Apesar dos aspectos interessantes de simplicidade e baixo custo, normalmente associados a esse tipo de ação de controle, CARLIN (1984) relata, no entanto, desempenho insatisfatório de controladores *On-Off* no controle de altura de plataformas de corte de colhedoras. Tal fato se dá, segundo o autor, devido à alta sensibilidade e à impossibilidade de modulação do sinal de controle, verificadas neste tipo de controlador, que exigem o uso de bandas-mortas relativamente largas, comprometendo, assim, a qualidade da ação de controle.

Vários trabalhos foram encontrados na literatura consultada, descrevendo a aplicação de resultados mais recentes da teoria de controle a sistemas hidráulicos de atuação. No caso de sistema eletrohidráulicos de posicionamento, normalmente têm-se empregado servo-válvulas de precisão como meio de conversão do sinal elétrico sintetizado pelo algoritmo de controle, em sinal hidráulico a ser aplicado sobre o atuador, na forma de pressão ou vazão.

Dentro deste contexto, o presente trabalho se propõe a apresentar uma alternativa tecnológica que resulte em melhoria da eficiência do processo de colheita, sob o enfoque específico do desempenho dos sistemas de controle de altura de plataformas de corte de colhedoras. A tese proposta consiste no emprego de um regulador ótimo robusto no controle automático de altura da plataforma de corte de colhedoras, objetivando a minimização do erro verificado no seguimento do perfil do solo, restrita por um limite máximo de pressão hidráulica

disponível. Pretende-se demonstrar, por meio do estudo aqui apresentado, a viabilidade técnica e o desempenho superior decorrente do uso deste tipo de controlador, em relação aos controladores convencionalmente empregados com a mesma finalidade.

No projeto do regulador foi empregado o método LQG/LTR (do inglês *Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery*), que consiste na obtenção, por meio de procedimento adequado, de uma função de transferência de malha para o sistema, com características de resposta em frequência que garantam o atendimento de especificações pré-estabelecidas de robustez de desempenho e estabilidade, diante de incertezas não estruturadas no modelo nominal da planta, perturbações impostas pelo meio circundante, e ruídos inerentes ao sistema de medição utilizado.

A validação do conceito proposto foi feita por meio da implementação do sistema de controle projetado em um dispositivo mecânico articulado, que procura reproduzir, em escala reduzida, as características de interesse da plataforma de corte de uma colhedora real. O dispositivo, como no caso do sistema real, é provido de uma sapata articulada que detecta eventuais erros na altura da plataforma em relação ao valor desejado. O sistema de controle tem por função a minimização do erro medido pela sapata. As perturbações impostas à plataforma de corte, tanto pelo corpo da colhedora, sujeito às oscilações do terreno, como pelo perfil errático do solo, em contato permanente com a sapata, foram estimadas para o dispositivo simulador de plataformas de corte, a partir da modelagem matemática de um pequeno veículo elétrico provido de suspensões traseira e dianteira. A demanda energética do sistema de controle de altura da plataforma é suprida por meio de um sistema hidráulico dedicado, instalado no referido dispositivo. O sinal de controle, representado pelo nível de tensão aplicado às válvulas eletrohidráulicas, é calculado e atualizado continuamente pelo algoritmo de controle implementado em microcomputador portátil.

O trabalho é apresentado na forma de artigos técnicos. O primeiro artigo descreve o projeto e a modelagem matemática do aparato experimental constituído de veículo elétrico e dispositivo simulador, apresentando resultados de simulações realizadas com um sistema de controle semelhante ao sistema proposto. O segundo artigo descreve a metodologia empregada e os resultados obtidos no processo de identificação de um modelo matemático para o dispositivo utilizado como simulador da plataforma de corte. Os resultados obtidos nos dois primeiros artigos são utilizados no terceiro artigo, que descreve a metodologia de projeto e apresenta resultados da avaliação experimental do sistema de controle proposto.

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1. PERDAS NA COLHEITA

LAMP *et al.* (1961) apresentam um estudo das perdas verificadas no processo de colheita mecanizada de soja. As perdas são classificadas em: perdas no processo de apanhamento e corte (*gathering loss*) e perdas no processo de debulha e separação (*threshing and separation loss*).

Perdas no processo de apanhamento e corte são divididas em: grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte (*stubble loss*), grãos que permanecem em vagens ligadas a galhos que não foram cortados ou que foram cortados mas não foram entregues à plataforma (*stalk and lodged loss*) e grãos que foram prematuramente liberados das vagens devido ao impacto sofrido na etapa de corte (*shattered loss*). Perdas no processo de debulha e separação são divididas em: perdas no cilindro (*cylinder loss*) e perdas no saca-palha e nas peneiras (*rack and shoe loss*).

Testes realizados em 5 diferentes tipos de colhedoras e diversas variedades de soja ao longo de um período de 5 anos resultaram na constatação dos seguintes percentuais de perdas: apanhamento e corte, 80 %, dos quais 55 % foram devidos a grãos prematuramente liberados das vagens devido ao impacto sofrido na etapa de corte, 28 % a grãos que permanecem em vagens ligadas a galhos que não foram cortados ou que foram cortados mas não foram entregues à plataforma, e 18 % a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte; debulha e separação, 20 %, dos quais 49 % foram devidos a perdas no cilindro e 51 % a perdas no saca-palha e nas peneiras.

Os autores ressaltam que as perdas relacionadas a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte (*stubble loss*) dependem da altura de inserção das vagens no caule e da altura de corte, sendo o primeiro função da variedade da planta, e o segundo função do ajuste da altura de corte e da relação entre a velocidade transversal da faca de corte e a velocidade de deslocamento da colhedora.

Como recomendações para a redução das perdas na colheita relacionadas a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte são indicadas: a utilização de variedades com maior altura do ponto de inserção das vagens e a implementação de dispositivos de controle automático da altura de corte.

Em experimento semelhante, realizado em laboratório, QUICK (1973), relata que 84 % das perdas totais se dão no processo de apanhamento e corte. Destes, 61 % referem-se a grãos prematuramente liberados das vagens devido ao impacto sofrido na etapa de corte, 21 %, a grãos que permanecem em vagens ligadas a galhos que não foram cortados ou que foram cortados mas não foram entregues à plataforma, e 17 %, a grãos que permanecem em vagens ligadas a partes do caule abaixo do ponto de corte.

O autor assinala, ainda, que as reduções de perdas na colheita de soja, conseguidas por meio de melhorias nas características fisiológicas das plantas, com a introdução de novas variedades, e por meio de modificações no projeto das plataformas de corte, como, por exemplo, a introdução de controle automático de altura, têm sido anuladas ou grandemente atenuadas, pela introdução de máquinas com plataformas de corte mais largas e operando a velocidades maiores.

Segundo QUICK & BUCHELE (1974), em 1924 utilizou-se, pela primeira vez, uma colhedora automotriz na colheita de soja. A investigação científica e a quantificação das perdas verificadas neste tipo de colheita tiveram início logo após os primeiros testes bem sucedidos na utilização deste tipo de equipamento. Por meio de uma revisão na bibliografia publicada sobre o tema desde 1925, os autores mostram que as perdas na colheita mecanizada de soja têm permanecido no patamar médio de 9 % do total colhido, sem que grandes reduções deste nível tenham sido verificadas desde então. Ainda segundo os autores, cerca de 85 % destas perdas são observadas na plataforma de corte, principalmente devido à ação da barra de corte (68 %).

MURCIA (1997), citando trabalho de PORTELLA (1997), afirma que avaliações conduzidas pela Comissão Técnica para Redução de Perdas na Agropecuária, do Ministério da Agricultura, revelaram um índice médio de perdas de 10 % na colheita mecânica de grãos. Segundo o mesmo autor, estudos isolados realizados pela Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária – EMBRAPA indicaram índices de perda na colheita variando entre 8,6 % e 12,4 % do total colhido.

## **2.2. SISTEMAS DE CONTROLE DE ALTURA DE CORTE**

KAMINSKI & ZOERB (1965) apresentam a concepção de um sistema de controle de altura de corte para uma segadora-leiradora automotriz (equipamento empregado no corte prematuro de cereais, para posterior colheita). O objetivo perseguido nesta abordagem é a

manutenção da constância na distância entre o ponto de corte e o topo das plantas, de modo a garantir a minimização da perda de grãos e da quantidade de palha a ser colhida na etapa posterior.

O sistema baseia-se em sensores mecânicos de contato tipo *microswitch*, relés elétricos acoplados aos sensores, e um circuito hidráulico composto de bomba, válvula solenóide de três posições (*on-off*) e cilindro atuador. Os dois sensores são providos de hastes finas de 10" de comprimento, de modo a amplificar a ação do impacto dos grãos sobre os mesmos, pelo efeito de alavanca. Os sensores são instalados com alturas defasadas de modo a prover o sistema de banda-morta; o mais alto funcionando como limitador de altura máxima e o mais baixo como limitador de altura mínima. A atuação sobre os sensores se dá por meio do impacto das plantas sobre as hastes amplificadoras.

Os autores reportam comportamento satisfatório do sistema para diversas condições de velocidade de corte, altura dos grãos e densidade de plantio. O erro na altura mínima de corte foi constatado ser inversamente proporcional à velocidade de corte, o que pode ser explicado pelo maior impacto das plantas sobre o sensor inferior, nesta condição de operação.

HIRANO *et al.* (1987) descrevem um sistema de controle da altura de corte, com vistas à melhoria do desempenho de colhedoras trabalhando sobre solo com alto teor de umidade.

O sistema emprega um sensor de ultrassom para medida da altura ao solo, sendo observado que o mesmo é bastante sensível, detectando o caule de plantas já cortadas, vegetação intrusa presente sobre o terreno, e mesmo pequenos buracos. De modo a estabilizar o controle da altura, foi utilizada estratégia de controle tipo *on-off* com tempo de atraso.

Os seguintes parâmetros foram avaliados no sensor de ultrassom: direcionabilidade do sinal e variações de sensibilidade com a temperatura ambiente, influência de ruídos próximos ao sensor, influência do sinal emitido pelo transmissor sobre a medida da distância, e capacidade de resistir a ambiente de alta umidade e vibração.

O princípio de funcionamento baseia-se no processamento do sinal recebido pelo sensor e posterior atuação sobre válvula hidráulica tipo solenóide. De modo a estabilizar o controle, a atuação sobre a válvula solenóide é efetuada de forma contínua até que seja atingida a altura desejada pelo operador. A partir de então, o controlador atua sobre a válvula de forma pulsada. O tempo de atraso, introduzido de modo a estabilizar o controle, que de outra forma seria prejudicado pelas interferências já mencionadas, é alterado com a mudança de velocidade da máquina.

As seguintes características são apontadas como desejáveis na melhoria do desempenho do sensor de ultrassom: limitação do campo direcional, de modo a evitar interferência originada por reflexão sobre corpos vizinhos, redução da influência da temperatura ambiente sobre a direcionabilidade e sensibilidade do sensor, provisão de meios para eliminação da interferência originada por ruídos espúrios, redução ou eliminação da influência prejudicial do sinal transmitido sobre a medida de distâncias pequenas, por meio da atenuação do mesmo, e qualificação do sensor para operação em ambiente de alta umidade e vibração.

LEONARD & MAKI (1990) apresentam a concepção de um sistema de controle automático de altura da barra de corte de uma segadora-leiradora automotriz. O sistema utiliza um sensor de ultrassom para medir a distância da barra de corte ao solo, e um microprocessador para efetuar o controle de válvulas hidráulicas tipo solenóide, a partir dos dados do sensor.

Testes de campo do sensor e do sistema de controle apresentaram resultados satisfatórios, embora tenham sido encontrados problemas com a estabilidade do controle de altura e com falsos sinais detectados pelo sensor, provenientes de vegetação verde.

O sensor de ultrassom foi adaptado para compensar o efeito da temperatura sobre a velocidade de propagação do som no ar e para possibilitar a medida de distâncias menores (30 mm) que a originalmente permitida (280 mm).

Duas estratégias de controle foram empregadas: ação pulsada e ação não pulsada sobre a válvula solenóide. Resultados obtidos indicam variações de +/- 100 mm em torno do *setpoint* da altura de corte (250 mm). Ambas estratégias de controle empregam controle tipo *on-off* com três posições e bandas-mortas de +/- 50 mm em torno do *setpoint*. Os autores relatam problemas de instabilidade ocasionados, provavelmente, por 4 motivos: velocidade de atuação para elevação ou abaixamento da barra de corte muito alta (200-300 mm/s) - este problema manifesta-se na estratégia de controle de ação não pulsada; distância do sensor ao ponto de pivotamento da barra (500 mm) faz com que aquele fique sujeito a velocidades de deslocamento vertical mais altas, aumentando, assim, as chances de sair da banda-morta; projeto estrutural da plataforma favorece movimentos torcionais da mesma na região de instalação do sensor, quando da atuação hidráulica, o que prejudica as medidas de distância ao solo; a reflexão do sinal de ultrassom sobre plantas verdes presentes no solo ocasiona a medida de distâncias incorretas (menores que a real), ao passo que plantas secas absorvem o sinal emitido impedindo a sua reflexão. Foi constatado que a acurácia da medida do sensor depende da distância do mesmo ao solo e do tipo de terreno. Os

autores sugerem o emprego de válvulas hidráulicas de fluxo variável, que permitam a implementação de controle proporcional.

CARLIN (1984) chama a atenção para o fato de que o emprego de válvulas solenóides convencionais (*on-off*) em sistemas de controle de altura de plataformas de corte de colhedoras resulta em desempenho aquém do desejável, devido à inexistência de capacidade de regulagem de fluxo, característica deste tipo de válvula.

Como alternativas ao uso de válvula solenóide convencional, o autor apresenta três configurações distintas: utilização de duas válvulas solenóides em paralelo, com capacidades de fluxo diferentes, utilização de uma válvula proporcional modificada, e utilização de uma válvula proporcional convencional.

A rápida resposta e a ausência de capacidade de regulagem de fluxo, características de válvulas solenóides tipo *on-off* de três posições, exigem a utilização de bandas-mortas relativamente largas, comprometendo-se, assim, a qualidade da ação de controle. A utilização de controle com ação pulsada (PWM), de modo a minimizar o problema das largas bandas-mortas, encontra dois obstáculos: primeiro, a resposta em frequência do estágio piloto normalmente não permite o emprego de frequências de pulso suficientemente altas de modo a impedir a ocorrência de escoamento pulsado, e, segundo, mesmo em baixas frequências, a rápida acumulação de ciclos de trabalho pode ocasionar a deterioração por fadiga dos componentes mecânicos do estágio piloto (pino e assento).

Como forma de reduzir a largura da banda-morta o autor sugere o emprego de duas válvulas solenóides, montadas em paralelo, e com diferentes capacidades de fluxo: a primeira, energizada imediatamente após a recepção do sinal de controle, provê baixo fluxo a partir de 100 ms; a segunda, energizada somente após um determinado tempo de atraso (100 - 200 ms), provê alto fluxo, desde que constatada a permanência do sinal de controle após o atraso previsto. Tipicamente, somente a válvula de baixo fluxo é acionada durante o controle automático de altura, ficando a válvula de alto fluxo dedicada ao acionamento manual da plataforma de corte. O menor fluxo fornecido pela válvula de menor capacidade resulta em menores *overshoots* e bandas-mortas mais estreitas.

Como segunda alternativa para a melhoria do desempenho do sistema de controle, o autor sugere o emprego de uma válvula proporcional modificada, de modo que a passagem da condição fechada para a posição totalmente aberta se dê através de um patamar intermediário, de tal forma



que, para tempos de energização suficientemente curtos, a válvula opere somente até o nível intermediário, não atingindo, assim, o nível máximo de abertura e evitando, conseqüentemente, a ocorrência de maiores *overshoots*. Como vantagens adicionais desta alternativa são citadas a ausência de eletrônica sofisticada e uma operação mais suave no modo de controle manual.

Finalmente, são apresentadas as vantagens da utilização de válvulas proporcionais como forma de obtenção de uma melhor ação de controle: precisão, controle manual mais suave e menor vazamento na porta de trabalho.

O autor conclui observando que, embora conduzindo a um melhor desempenho, o alto custo associado às válvulas proporcionais faz das duas alternativas com atuação em dois estágios, opções potencialmente interessantes como forma de obtenção de melhores desempenhos no controle automático de altura de plataformas de corte de colhedoras.

MURCIA (1997) realizou pesquisa objetivando o dimensionamento otimizado de mecanismos articulados para o seguimento do perfil do solo e levantamento de plantas acamadas em processos de colheita. O trabalho apresenta a modelagem matemática de um mecanismo de quatro barras, incluindo seus aspectos cinemáticos e dinâmicos, seguida de minimização da componente vertical da força de reação no ponto de contato do mecanismo com o solo.

A otimização é efetuada em relação aos comprimentos das barras e à constante da mola que mantém o mecanismo em contato com o solo, tendo como restrições as posições angulares e a faixa de oscilação vertical do garfo seguidor do solo, vinculado à barra acopladora. O autor relata uma redução aproximada de 57 % no valor da reação vertical (em relação a uma determinada configuração inicial), para o caso em que um perfil senoidal é aplicado à extremidade do garfo.

Os resultados da modelagem foram validados tanto experimentalmente, por meio da construção do mecanismo projetado, como por meio de simulações realizadas com o programa Adams.

Nas colhedoras existentes no mercado nacional, o sinal de erro, representado pela variação na altura da plataforma em relação ao valor desejado, é medido por sapatas articuladas instaladas sob a plataforma de corte, e transmitido ao sistema de controle por meio de dispositivos pneumáticos ou elétricos (potenciométrico ou eletromagnético). A atuação sobre a plataforma é feita por meio de dois atuadores tipo cilindro-pistão, montados em paralelo, e conectados ao sistema hidráulico principal da colhedora. Invariavelmente, os sistemas oferecidos utilizam

estratégia de controle tipo *on-off* para posicionar a plataforma de corte na altura desejada (IOCHPE-MAXION, 1995; NEW HOLLAND, 1995; SLC, 1995).

Alguns modelos dispõem, ainda, de um sistema hidro-pneumático de flutuação lateral automática, de modo a prover a plataforma de capacidade de acompanhamento das inclinações transversais do terreno, por meio do deslocamento longitudinal-angular da mesma.

A pesquisa bibliográfica realizada não identificou trabalhos científicos que apresentassem análises de desempenho dos sistemas correntemente empregados.

### **2.3. MODELAGEM E CONTROLE DE SISTEMAS COM ACIONAMENTO HIDRÁULICO**

REHKUGLER (1970) apresenta a modelagem matemática bidimensional de uma colhedora automotriz com dispositivo de controle automático da altura de corte. Considera-se como variáveis dependentes, os deslocamentos lineares na direção de avanço da colhedora e na direção vertical ao solo, e os deslocamentos angulares do centro de massa do chassi da colhedora e da plataforma de corte em relação ao chassi da colhedora, ambos no plano definido pelas direções de avanço e vertical ao solo, bem como as velocidades e acelerações associadas a cada um destes deslocamentos, perfazendo, assim, um total de 12 variáveis dependentes.

Para a obtenção do sistema de equações, são impostas condições de equilíbrio de forças e momentos no chassi da colhedora e na plataforma de corte. A força aplicada pelo atuador hidráulico sobre a plataforma de corte é modelada como sendo proporcional ao sinal de erro enviado pelo sensor de altura (sapata mecânica), e à posição e à velocidade angulares da plataforma em relação ao chassi da colhedora.

A excitação aplicada pelo solo é modelada como um sinal forçante senoidal, de amplitude e frequência variáveis, sendo considerada, ainda, a presença de defasagem entre as excitações aplicadas sobre as rodas traseira, dianteira e sobre o sensor de altura, instalado sob a plataforma.

Os seguintes parâmetros foram, também, considerados na análise do problema: constantes de mola e de amortecimento dos pneus, coeficiente de relacionamento entre o sinal de erro do sensor de altura e a posição de abertura da válvula de controle, coeficiente de relacionamento entre a posição de abertura da válvula de controle e a pressão de saída da mesma, coeficiente de

relacionamento da pressão de saída da válvula de controle com a velocidade angular da plataforma em relação ao chassis da colhedora e constante da mola solidária ao atuador da plataforma.

Os centros de massa do chassi e da plataforma foram determinados por meio de técnicas especiais de pesagem. Seus momentos de inércia foram determinados por meio do método do pêndulo composto. Por meio do içamento das duas unidades e medição dos seus períodos de oscilação em torno dos eixos de interesse, seus momentos de inércia foram determinados a partir do conhecimento de suas massas e de seus centros de massa.

As frequências naturais do sistema são obtidas por meio de solução numérica do sistema de equações. Duas frequências são obtidas (2,4 e 3,0 Hz), sendo a mais alta delas coincidente com a frequência natural amortecida obtida nos testes para determinação das constantes de amortecimento dos pneus.

Os resultados da simulação do sistema em computador analógico indicaram um incremento pronunciado do erro de controle nas regiões próximas às frequências naturais. O autor sugere que a minimização do erro para frequências mais altas que aquelas, deve-se mais à ausência de ação de controle e às características dinâmicas do chassis, do que a um aumento na eficiência do sistema de controle, propriamente dito. Condições de operação diversas daquelas consideradas conduziriam, provavelmente, a erros bem maiores que aqueles obtidos para tais frequências.

O autor sugere, ainda, um estudo mais detalhado da influência dos diversos parâmetros do sistema sobre a eficiência da ação de controle e como forma de obtenção de uma configuração que resulte em comportamento mais próximo do desejável.

RAMON & DE BAERDEMAEKER (1994) apresentam um estudo da influência das características dinâmicas do sistema hidráulico de atuação sobre o desempenho e a estabilidade de compensadores utilizados em máquinas agrícolas empregando controle de posição com vistas ao seguimento de superfícies (por exemplo, acompanhamento do perfil do solo), e propõem a utilização de técnicas adequadas de redução de modelos complexos, com vistas à obtenção de sistemas ótimos de controle.

O sistema utilizado como objeto de estudo é constituído de uma massa suspensa em um trilho por meio de um atuador hidráulico, uma mola de comportamento linear e um amortecedor. Um sensor de infra-vermelho é fixado na parte inferior da massa, de modo a medir a distância entre a mesma e a superfície representada pelo perfil a ser seguido. A saída do sistema, representada pela distância entre a massa e o perfil, deve ser mantida a mais próxima possível de

um certo valor desejado, à medida em que a massa é deslocada longitudinalmente sobre o perfil. O posicionamento da massa é obtido por meio do atuador hidráulico, controlado por uma servo-válvula comandada por um compensador apropriado. O sistema é alimentado por uma bomba hidráulica que garante pressão constante na entrada da servo-válvula e dispõe de acumuladores convenientemente localizados, de modo a garantir respostas rápidas e amortecimento de pulsações, respectivamente.

Os autores apontam para o fato de que a dinâmica do sistema hidráulico é caracterizada por modos naturais com baixo amortecimento. Desta forma, o desempenho e a estabilidade do compensador empregado podem ser comprometidos se a influência daqueles modos não for considerada no projeto do mesmo.

Inicialmente, um modelo matemático detalhado do sistema completo é obtido. São incluídos no modelo completo o sistema de um grau de liberdade constituído de massa, mola, amortecedor e atuador, e o circuito hidráulico de atuação. As linhas hidráulicas e mangueiras são modeladas sob a hipótese de parâmetros concentrados, devido ao pequeno comprimento das mesmas. A dinâmica da bomba de pistão axial não é incluída no modelo, e a resistência imposta pelos filtros é desprezada. O sistema completo é representado por um conjunto de 16 equações diferenciais não lineares, de primeira ordem, acopladas, que são linearizadas em torno de uma pressão de operação de 100 bar, na linha de alimentação, 0 bar na linha de retorno, e 50 bar nas mangueiras localizadas entre a servo-válvula e o cilindro atuador.

De modo a utilizar procedimentos de projeto baseados em modelos reduzidos, quatro modelos reduzidos do sistema completo foram obtidos, por meio de técnicas distintas. Os dois primeiros modelos reduzidos (1 e 2) foram obtidos por meio de técnicas clássicas, sendo que o primeiro deles é representado por apenas dois estados, resultantes da consideração da força atuando sobre a massa como variável dependente somente das características do cilindro e da servo-válvula, e o segundo inclui as características de compressibilidade do fluido hidráulico, resultando em um sistema descrito por quatro estados. Os dois últimos modelos reduzidos (3 e 4) foram obtidos por meio do método balanceado de redução de modelos de Schur, sendo retidos dois e quatro estados em cada um dos modelos, respectivamente. A representatividade dos modelos foi avaliada por meio da comparação de suas respostas em frequência com aquela obtida para o modelo original completo. Observa-se que os melhores comportamentos são verificados para os modelos 3 e 4.

Em seguida, quatro compensadores foram projetados, por meio do método LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery*), a partir dos quatro modelos reduzidos obtidos anteriormente. Os compensadores consistem em filtros de Kalman, utilizados na estimativa dos estados não disponíveis, e de reguladores apropriados.

A avaliação das configurações obtidas, por meio da aplicação de um sinal de referência aleatório, indica a ineficiência dos compensadores 1, 2 e 3 no controle dos modos 3 e 4 da planta completa. No caso dos compensadores 1 e 3 isto se explica pela não inclusão daqueles modos nos modelos utilizados no projeto dos mesmos. As deficiências observadas no compensador 2 podem ser explicadas por representações equivocadas dos modos 3 e 4 no modelo utilizado em seu projeto. O compensador 4, entretanto, resultante do modelo reduzido pelo método balanceado de Schur, com retenção de quatro modos, apresenta desempenho bastante bom, restrito apenas pela imposição de margens de ganho e de fase desejadas.

Os autores concluem observando que o conhecimento confiável da dinâmica do sistema completo é uma ferramenta essencial no projeto de controladores ótimos eficientes. Além disso, os métodos clássicos de consideração somente da dinâmica das frequências mais baixas e mais importantes do sistema hidráulico durante o projeto dos compensadores, restringem automaticamente o desempenho dos mesmos. Finalmente, é assinalado que métodos de redução adequados, que produzam modelos reduzidos consistentes, a partir de modelos detalhados, conduzem, obviamente, a compensadores com desempenho superior.

EDGE (1997) apresenta uma revisão bibliográfica da pesquisa aplicada ao controle de sistemas mecânicos com acionamento hidráulico. O autor relata que a introdução de sistemas servo-eletróhidráulicos se deu na década de 1940, setenta anos após a invenção, por Brown, de um sistema pioneiro de controle hidráulico em malha fechada, utilizado no direcionamento de navios.

Como elementos básicos de um sistema deste tipo são citados um transdutor, que mede o valor atual da variável controlada, um controlador, que compara o valor medido com o valor desejado e sintetiza o sinal de controle necessário à redução ou eliminação do erro verificado entre os dois valores, uma válvula eletróhidráulica, que converte o sinal de controle em sinal hidráulico (vazão ou pressão a serem fornecidas ao atuador hidráulico), e o atuador hidráulico, normalmente representado por um cilindro ou um motor, que converte o sinal hidráulico em deslocamento da carga. Opcionalmente, uma malha de controle adicional pode ser introduzida na válvula eletróhidráulica de modo a melhorar a sua ação de controle.

No nível de sistema, os parâmetros a serem controlados podem ser posição, velocidade, aceleração, força ou torque. No nível de componente, os parâmetros a serem controlados são representados por pressão e/ou vazão, sendo esse controle exercido por meio de bomba e/ou válvula reguladoras.

O autor observa que para as aplicações onde não se requer alto nível de desempenho, técnicas de controle clássico, relativamente simples, podem ser adotadas. Como exemplo, é citado o uso disseminado dos tradicionais controladores PID (proporcional, integral e derivativo) em processos industriais. Salienta, entretanto, que as solicitações constantes por aumento de produtividade, o surgimento de aplicações mais complexas, e a concorrência imposta por meios elétricos de acionamento têm demandado contínuas melhorias no desempenho de sistemas com acionamento hidráulico. Tais demandas têm sido atendidas por meio do desenvolvimento de novos produtos hidráulicos, aliado ao avanço verificado nas técnicas de controle, bem como nos meios disponíveis para análise e implementação das mesmas.

Ainda segundo o autor, uma grande variedade de técnicas de controle tem sido pesquisada nos últimos 10 anos, sendo que a maior parte destas requer o uso de microprocessadores para sua implementação. As abordagens mais comuns têm sido: PID, realimentação de estados, correção não-linear, controle adaptativo, controle robusto, algoritmos genéticos, lógica fuzzy e redes neurais. A seleção e o ajuste de parâmetros do controlador representam uma etapa crítica do projeto, dentro da qual a simulação computacional desempenha um papel importante na avaliação das diferentes alternativas disponíveis para uma determinada aplicação.

PLUMMER & VAUGHAN (1995) observam que a utilização de controladores digitais em sistemas servo-assistidos tem se consolidado cada vez mais, como resultado da melhoria progressiva da relação custo / desempenho verificada nos computadores oferecidos comercialmente. Embora a implementação digital de técnicas convencionais de controle, tais como PID, continue representando uma alternativa possível, é assinalado que tais controladores não fazem uso do potencial disponível nos atuais microprocessadores, sendo que o uso de controladores mais sofisticados, baseados em modelos paramétricos da planta a ser controlada, pode conduzir a resultados superiores, sem contudo implicar em maiores dificuldades de implementação.

Os autores assinalam que a derivação de modelos paramétricos por meio de análise e interpretação física da planta a ser controlada é, usualmente, um processo lento e de resultados

duvidosos, já que diversas simplificações são assumidas na representação de fenômenos muitas vezes complexos. Como alternativa a esse processo sugere-se o emprego de técnicas de identificação baseadas na observação dos sinais de saída do sistema, obtidos a partir da aplicação de excitações conhecidas.

O problema de identificação é dividido em duas etapas: seleção da estrutura do modelo (representada, usualmente, pela escolha da ordem dos polinômios do numerador e do denominador da função de transferência da planta) e estimação dos parâmetros do modelo (representados pelos coeficientes dos referidos polinômios).

Os autores descrevem a aplicação de diferentes técnicas de identificação em tempo discreto a um sistema servo-eletrôhidráulico de posicionamento. Os modelos identificados são utilizados no projeto dos controladores correspondentes, pelo método denominado *pole-placement*. As diferentes técnicas de seleção da estrutura dos modelos e de estimação dos parâmetros associados a cada modelo, são comparadas por meio da avaliação do desempenho obtido com cada um dos controladores.

Após a aplicação de três métodos distintos na seleção da estrutura do modelo (previsão do erro r.m.s., variância dos parâmetros estimados e matriz momento-produto) e cinco técnicas de estimação de parâmetros (variáveis instrumentais, análise de correlação, mínimos quadrados, mínimos quadrados estendido, e mínimos quadrados com filtragem dos dados), os autores concluem que o método de previsão do erro r.m.s. se mostrou o mais adequado para a seleção da estrutura do modelo, enquanto que para a estimação dos parâmetros, os melhores resultados foram obtidos com a técnica de mínimos quadrados com filtragem dos dados.

### **3. ARTIGO 1: PROJETO E MODELAGEM MATEMÁTICA DE UM APARATO EXPERIMENTAL, EM ESCALA REDUZIDA, PARA O ESTUDO DO CONTROLE DE ALTURA DA PLATAFORMA DE CORTE DE COLHEDORAS**

#### **3.1. INTRODUÇÃO**

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um aparato experimental, em escala reduzida, objetivando o estudo do controle de altura da plataforma de corte de colhedoras, e a avaliação preliminar de estratégias alternativas para a implementação do referido controle.

O aparato é constituído de um veículo elétrico, representando o corpo principal da colhedora, e de um dispositivo mecânico articulado, representando a plataforma de corte da colhedora. Da mesma forma que em uma colhedora real, o dispositivo é provido de uma sapata articulada, que acompanha o perfil do solo detectando eventuais erros na altura, e de um sistema eletrohidráulico que atua sobre a plataforma, reposicionando-a na altura desejada. Um microcomputador portátil é utilizado para sintetizar o sinal de controle fornecido ao sistema eletrohidráulico. Desta forma, estratégias alternativas podem ser implementadas por meio do uso de diferentes algoritmos de controle.

De modo a se avaliar o potencial de aplicação de uma técnica alternativa de controle de altura da plataforma que resulte na diminuição do nível de perdas na colheita, um controlador ótimo quadrático foi projetado pelo método LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*). Este método, originalmente desenvolvido por DOYLE & STEIN (1979), fornece um procedimento sistemático para a conformação da função de transferência de malha do sistema, de modo a provê-lo de características desejáveis de estabilidade, desempenho e robustez.

O comportamento do sistema diante de perturbações aplicadas à plataforma, tanto pelo corpo do veículo, que oscila em decorrência da excitação imposta pelo solo às suas rodas, como pelo perfil errático do solo, em contato permanente com a sapata, é avaliado por meio de simulações dinâmicas. A robustez do sistema diante de incertezas em parâmetros do modelo matemático é avaliada qualitativamente por meio da introdução de modificações intencionais no ganho do conjunto válvula/atuador e na massa da plataforma em relação a seus valores nominais.

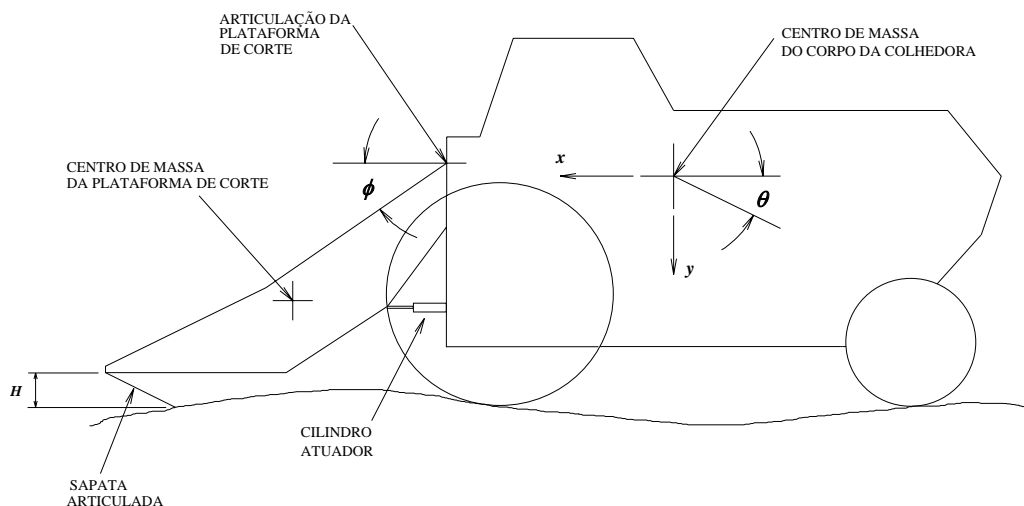


Para efeito de comparação, são apresentados, aqui, resultados de simulações realizadas com o sistema proposto e com um sistema convencional, tipo *On-Off*. As simulações procuram quantificar, também, a influência dos diversos parâmetros de projeto sobre o desempenho final do controlador. Tais informações serão úteis ao desenvolvimento de um controlador a ser implementado experimentalmente, em trabalho descrito no Artigo 3.

## 3.2. METODOLOGIA

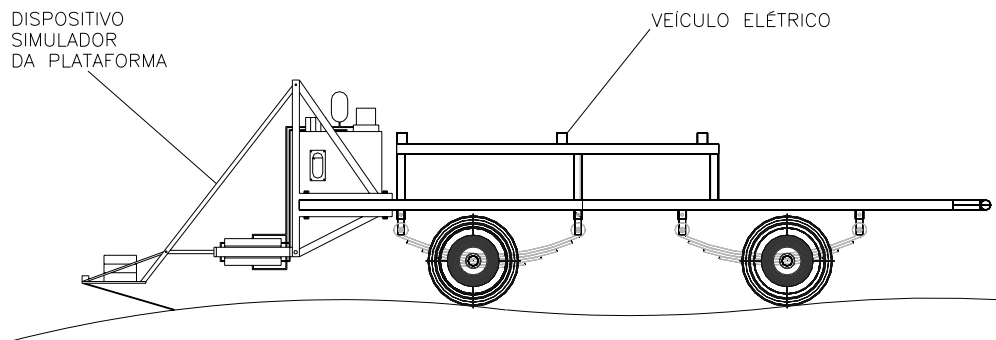
### 3.2.1. Aparato experimental

A Figura 1 indica os principais elementos de interesse para o controle de altura da plataforma de corte de uma colhedora automatizada. As variáveis  $x$ ,  $y$  e  $\theta$  representam deslocamentos do corpo principal da colhedora em relação à posição inicial de referência. A variável  $\phi$  representa deslocamentos angulares da plataforma em relação ao corpo da colhedora, a partir da posição inicial de referência. A variável  $H$  representa a altura de corte que se deseja controlar. Alterações da altura  $H$  em relação a um determinado valor desejado podem resultar tanto dos deslocamentos  $\phi$ ,  $\theta$  e  $y$ , como de variações no perfil do solo sob a plataforma, em relação a uma superfície plana de referência. O controle da altura  $H$  se dá por meio do atuador hidráulico, que eleva ou abaixa a plataforma, dependendo do sinal de erro detectado pela sapata articulada.



**FIGURA 1:** Colhedora automatizada

A Figura 2 apresenta o aparato experimental utilizado na representação, em escala reduzida, da colhedora real.



**FIGURA 2:** Aparato experimental

O aparato é constituído de um dispositivo mecânico articulado, utilizado como simulador da plataforma de corte, ao qual foi conectado um sistema hidráulico dedicado que supre a demanda energética do sistema de controle de altura, e de um veículo elétrico, representando o corpo principal da colhedora. O veículo elétrico, fornecido a título de empréstimo pela empresa Máquinas Agrícolas Jacto S.A. (Pompéia, SP), possui as seguintes características básicas:

- . Denominação: Eletro 900
- . Massa: 550 Kg (c/ carenagens)
- . Capacidade de carga: 900 Kg
- . Velocidade máxima: 19 Km/h
- . Autonomia: 8 horas

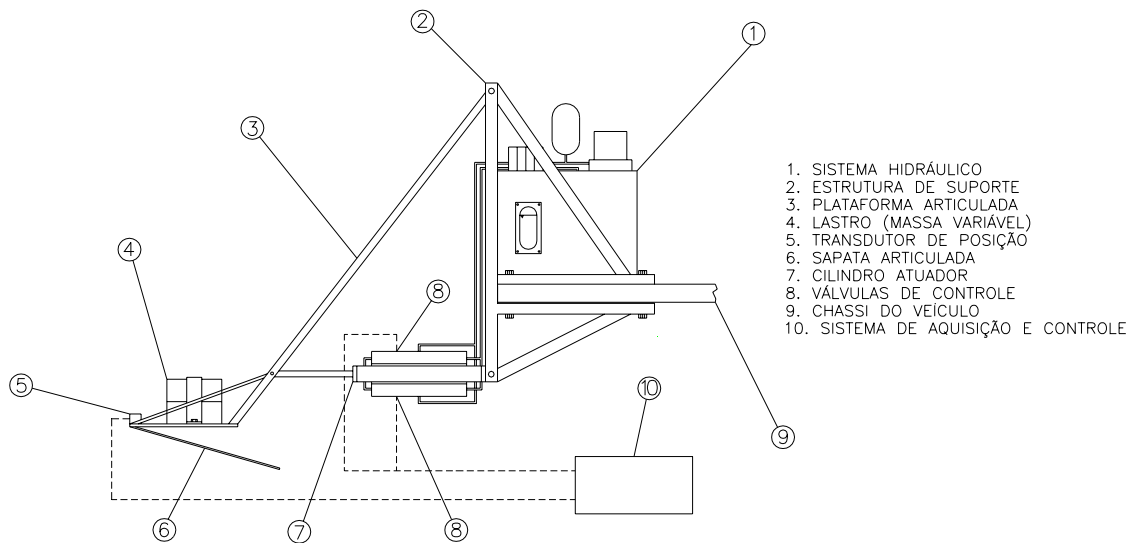
A seção seguinte descreve o projeto do dispositivo simulador da plataforma.

### **3.2.2. Dispositivo simulador da plataforma de corte**

O dispositivo simulador da plataforma de corte, representado esquematicamente na Figura 3, é constituído de uma estrutura de suporte (que pode ser instalada diretamente sobre o veículo elétrico, ou sobre uma bancada especial para a realização de testes em laboratório), da plataforma articulada, provida de meios para fixação de lastros de massa variável, e de um sistema hidráulico dedicado, que supre a demanda energética do sistema de controle de altura da plataforma.

Da mesma forma que na colhedora real, o dispositivo é provido de uma sapata articulada sob a plataforma, que acompanha o perfil do solo, detectando eventuais erros entre as alturas real e

desejada. Um transdutor angular potenciométrico acoplado à sapata, gera o sinal de erro, que é enviado a um microcomputador portátil contendo o algoritmo de controle. A cada aquisição, um novo valor para o sinal de controle é calculado e enviado às válvulas eletrohidráulicas, que controlam a pressão aplicada sobre o cilindro atuador. Este, por sua vez, atua no sentido de reposicionar a plataforma na altura desejada.



**FIGURA 3:** Dispositivo simulador da plataforma de corte

São descritas, a seguir, as principais características dos componentes do dispositivo simulador da plataforma de corte. O Anexo 1 apresenta desenhos e fotografia do dispositivo.

### **Estrutura de suporte da plataforma articulada**

A estrutura de suporte da plataforma articulada é construída por meio de tubos de aço carbono de seção quadrada (30 mm x 1 mm), soldados de modo a garantir resistência e rigidez suficientes diante da carga imposta pela plataforma articulada e dos esforços aplicados pelo atuador hidráulico. A estrutura é fixada ao chassi do veículo elétrico, ou à bancada de testes, por meio de quatro parafusos. A união da estrutura de suporte à plataforma se dá por meio de um eixo, sendo possível a regulagem do coeficiente de atrito do ponto de articulação entre as duas partes, por meio de uma mola. O Anexo 1 apresenta o desenho da estrutura de suporte.

### **Plataforma articulada**

A estrutura da plataforma articulada também é construída por meio de tubos de aço carbono de seção quadrada (30 mm x 1 mm), sendo que na sua base é fixada, por meio de parafusos, uma chapa horizontal com dimensões suficientes para a instalação de um lastro de massa arbitrária. O Anexo 1 apresenta o desenho da plataforma articulada.

### **Sapata articulada**

A sapata articulada é constituída de uma chapa retangular (575 mm x 323 mm x 1 mm) de aço carbono, fixada à plataforma articulada por meio de três dobradiças soldadas à superfície inferior da chapa de sustentação do lastro.

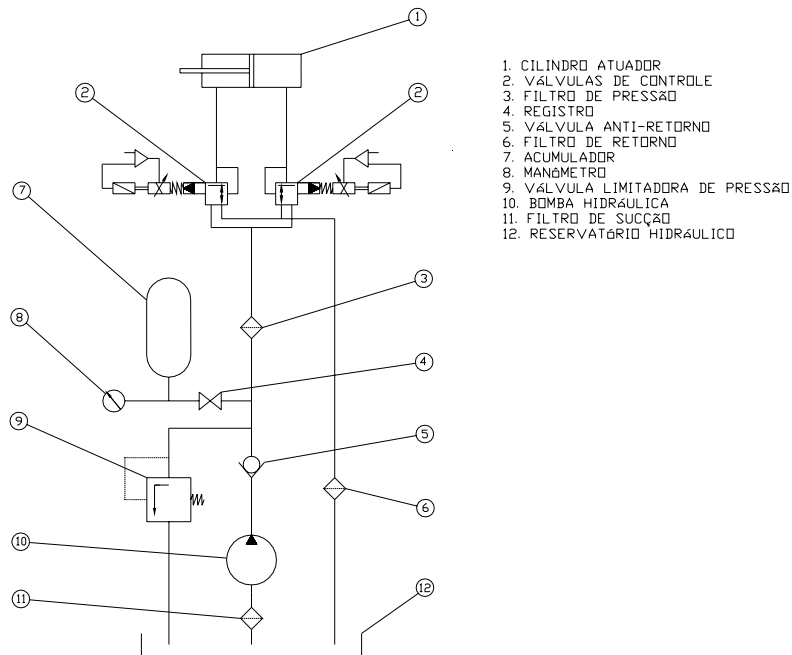
### **Lastro da plataforma**

Utilizou-se duas massas aferidas de 20 Kg, instaladas sobre a plataforma articulada por meio de um dispositivo de fixação. O lastro foi dimensionado de modo a se obter uma relação de massas entre a plataforma e o veículo elétrico semelhante àquela verificada em colhedoras reais.

### **Sistema hidráulico**

O sistema hidráulico, representado esquematicamente na Figura 4, foi dimensionado de acordo com as recomendações contidas em ROBERT BOSCH GMBH (1984). O cilindro atuador é provido de duas bases laterais para fixação das válvulas de controle, de modo a minimizar os tempos de resposta do sistema por meio do encurtamento das linhas do circuito hidráulico. O Anexo 1 contém os desenhos do cilindro atuador, do reservatório hidráulico e do bloco da válvula limitadora de pressão. O Anexo 2 contém os resultados do ensaio de levantamento da curva característica da motobomba hidráulica, como apresentados por DORIGAN (1998).

Por razões de custo, optou-se pelo uso de duas válvulas proporcionais de controle de pressão em lugar de uma servo-válvula de precisão. Embora contribua para um comportamento mais linear do sistema (além de possibilitar a atuação em ambos os sentidos de fluxo), o alto custo associado ao uso de uma servo-válvula poderia colocar em risco o potencial de aplicação comercial do sistema proposto. As válvulas proporcionais dispõem de placas controladoras (PID) dedicadas, para realimentação e correção da posição real do êmbolo restritor de fluxo, minimizando, assim, os efeitos de histerese.

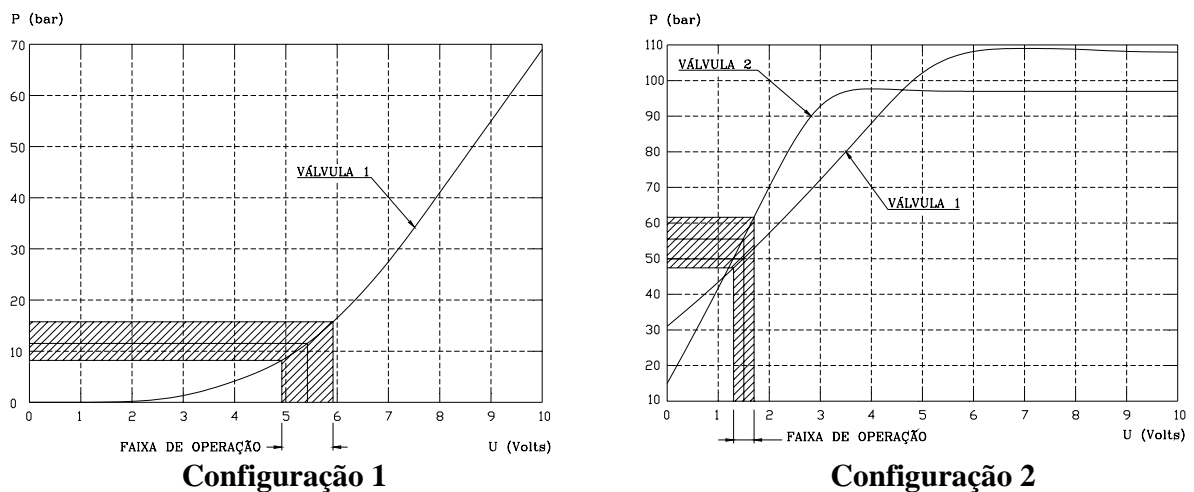


**FIGURA 4:** Sistema hidráulico

Embora possua duas válvulas de controle, uma para levantamento e outra para abaixamento da plataforma, o sistema oferece a opção para uso de apenas uma válvula. Neste caso, a atuação no sentido de abaixamento é efetuada pelo peso próprio da plataforma. No caso de operação com as duas válvulas, a não linearidade decorrente da diferença de áreas de atuação no pistão (devido à presença da haste do cilindro atuador em uma das faces do pistão) é eliminada por meio do uso de ganhos diferenciados em cada uma das válvulas (conforme citação de VAUGHAN & WHITING, 1986 em PLUMMER & VAUGHAN, 1995). O Anexo 3 apresenta as curvas características das válvulas (tensão x pressão) para diferentes condições de ajuste de zero e ganho. As seguintes condições foram empregadas em cada uma das configurações de operação:

- . **Configuração 1:** operação somente com a válvula 1 (levantamento), ajustada com zero e ganho mínimos, *off-set* de tensão 5,42 Volts, amplitude máxima do sinal de controle 0,5 Volts.
- . **Configuração 2:** operação com as válvulas 1 (levantamento) e 2 (abaixamento), válvula 2 com zero e ganho máximos, válvula 1 com zero máximo e ganho ajustado de forma a garantir equilíbrio da plataforma, *off-set* de tensão 1,5 Volts, amplitude máxima do sinal de controle 0,2 Volts.

Na configuração 1, o posicionamento da plataforma no ponto de equilíbrio (atuador a meio curso) é obtido mediante a aplicação de um nível DC (*off-set*) à válvula de controle, compensando o peso próprio da plataforma. Na configuração 2, este posicionamento é obtido mediante o ajuste do ganho da válvula de levante. Neste caso, o valor do *off-set* é escolhido de forma que as válvulas operem em regiões lineares de suas curvas características. Os valores máximos de amplitude de excitação são estabelecidos de modo que não sejam ultrapassados os cursos máximo e mínimo do cilindro atuador. A Figura 5 ilustra as duas configurações de operação das válvulas.



**FIGURA 5:** Configurações de operação das válvulas de controle

Em ambas as configurações de operação, o sinal de controle é aplicado como um sobre-sinal ao nível DC. No caso de operação com uma única válvula, o sinal de controle é aplicado diretamente à entrada da placa controladora, resultando em uma relação de proporcionalidade entre o referido sinal e a força resultante exercida pelo atuador. No caso de operação com duas válvulas, um circuito especialmente construído divide o sinal de controle, aplicando o sinal original à entrada de uma das placas controladoras, e um sinal de mesma magnitude, porém invertido, à entrada da outra placa. Neste último caso, ambas as válvulas são utilizadas simultaneamente, tanto no levantamento como no abaixamento da plataforma. Enquanto uma das válvulas atua no sentido de aumentar a pressão em um dos lados do pistão, a outra atua no sentido de diminuir a pressão no lado oposto. Embora as áreas de atuação sejam diferentes em cada um dos lados do pistão, o uso de ganhos diferenciados em cada uma das válvulas faz com que a força resultante exercida pelo atuador seja diretamente proporcional ao sinal de controle. O Anexo 4

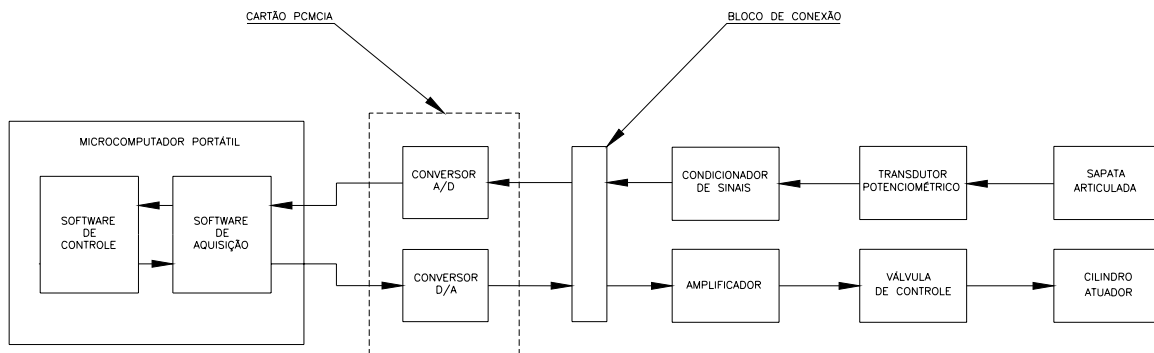
contém os diagramas elétricos dos circuitos divisores de tensão e amplificadores das válvulas de controle de pressão.

São apresentadas, abaixo, as características de interesse dos principais componentes do sistema hidráulico (fichas técnicas no Anexo 5):

- . **Bomba hidráulica:** engrenagens, 4 cm<sup>3</sup> / rotação, Bosch N/T 9511089087
- . **Motor acionador da bomba:** trifásico, 3 CV, 1710 RPM, 220/380 V, WEG
- . **Válvula de controle:** redutora de pressão, proporcional, NG 6, Bosch P/N 0811402051
- . **Placa controladora:** PID, ajuste de zero +/- 10 %, ganho 50-100 %, Bosch P/N 830303383
- . **Cilindro atuador:** área pistão 5,07 cm<sup>2</sup>, área coroa 3,01 cm<sup>2</sup>, curso 21 cm, RKM
- . **Válvula limitadora de pressão:** pressão de abertura 110 bar, Bosch P/N 9530082010
- . **Acumulador:** volume 700 cm<sup>3</sup>, pressão enchimento 55 bar, Bosch N/T 9530081055
- . **Filtro de pressão:** elemento filtrante 3 µm, HDA P/N FP20-3FV-6B
- . **Reservatório hidráulico:** volume 10,5 litros

### Sistema de aquisição e controle

O sistema de aquisição e controle, ilustrado de forma esquemática na Figura 6, é composto de transdutor potenciométrico rotativo, com resistência proporcional ao deslocamento angular da sapata articulada, condicionador de sinais, que converte a tensão lida no transdutor em um sinal de 0 a 10 Volts, bloco de conexão para interligação da cablagem, conversor A/D, que digitaliza o sinal analógico fornecido pelo condicionador, conversor D/A, que converte o sinal digital de controle em sinal analógico a ser aplicado às válvulas de controle, e microcomputador portátil contendo *software* de aquisição, para gerenciamento dos sinais de entrada e saída, e *software* de controle, para síntese do sinal de controle em tempo real. O Anexo 1 apresenta uma fotografia do sistema.



**FIGURA 6:** Sistema de aquisição e controle

São apresentadas, abaixo, as características de interesse dos principais componentes do sistema de aquisição e controle:

- . **Microcomputador:** Compaq Armada 4160T Pentium 166 MMX, 16 MB RAM (*notebook*)
- . **Software de aquisição:** NI-DAQ 6.1, National Instruments Corp.
- . **Software de controle:** aplicativo desenvolvido em Visual Basic 5.0, c/ utilização de objetos da biblioteca Component Works 2.0.1, National Instruments Corp.
- . **Cartão PCMCIA:** DAQCard-1200, National Instruments Corp.
- . **Conversor A/D:** 8 entradas analógicas 0-10 Volts (ou +/- 5 Volts), resolução 12 bits, máxima frequência de amostragem 100 KHz
- . **Conversor D/A:** 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, 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), Gefran Brasil Eletroeletrônica Ltda.
- . **Transdutor potenciométrico:** modelo PS09, rotativo, curso 340° +/- 4°, erro de não linearidade < 0,5 %, histerese < 15", Gefran Brasil Eletroeletrônica Ltda.
- . **Válvula de controle:** ver sistema hidráulico
- . **Placa controladora:** ver sistema hidráulico



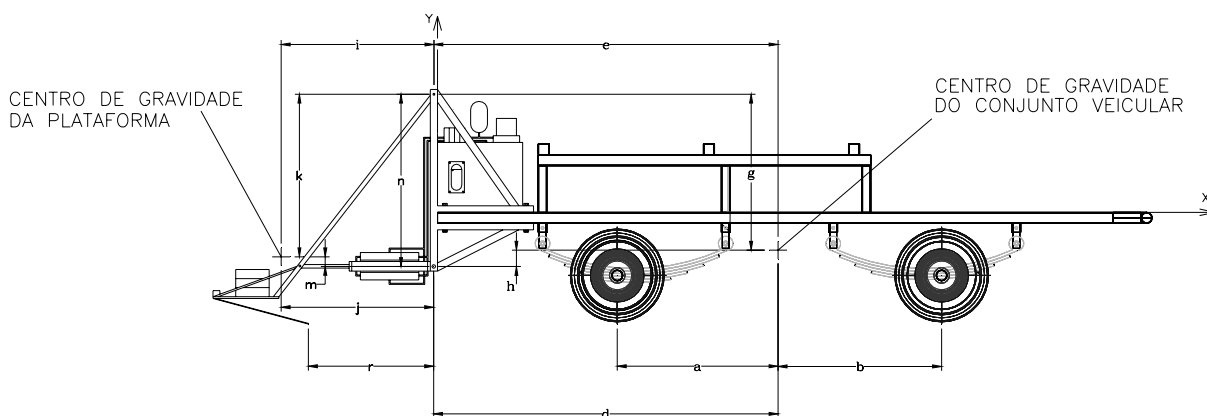
### 3.2.3. Modelagem matemática

#### 3.2.3.1. Equações de equilíbrio

Para o estabelecimento das equações de equilíbrio, o sistema foi dividido em dois conjuntos distintos (conjunto veicular e plataforma), acoplados por meio da articulação entre a estrutura de suporte e a plataforma, e do atuador hidráulico. O conjunto veicular é constituído do veículo elétrico, da estrutura de suporte da plataforma articulada e do sistema hidráulico. A plataforma é constituída de sua estrutura, do lastro e da sapata articulada.

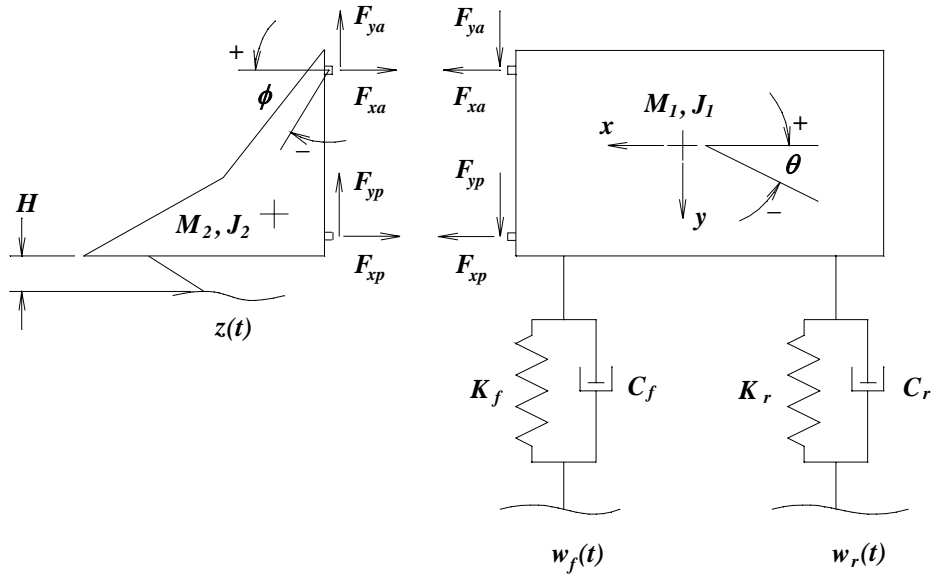
As suspensões dianteira e traseira do veículo foram representadas por pares de molas e amortecedores montados em paralelo. As perturbações impostas pelo solo sobre as rodas do veículo e sobre a sapata articulada são supostas suficientemente pequenas para garantir o comportamento linear das suspensões, bem como o relacionamento linear entre a altura da plataforma ( $H$ ) e os deslocamentos angulares da plataforma em relação ao veículo ( $\phi$ ) e do veículo em torno de seu CM ( $\theta$ ), respectivamente. Supõe-se que, na condição inicial de referência, os pesos próprios do conjunto veicular e da plataforma sejam equilibrados pela reação vertical das suspensões e pelo *off-set* de pressão aplicado ao atuador hidráulico, respectivamente. A estrutura da plataforma, o lastro e a sapata articulada são considerados como partes de um único corpo rígido. Assim, não foi incluído no modelo o modo dinâmico associado ao deslocamento angular da sapata em relação à plataforma.

A Figura 7 ilustra as características geométricas do sistema a ser modelado.



**FIGURA 7:** Características geométricas do aparato experimental

A Figura 8 contém uma representação esquemática do modelo proposto por REHKUGLER (1970) para uma colhedora automotriz. O mesmo modelo, com as adaptações apropriadas, foi empregado para representar o aparato experimental.



**FIGURA 8:** Representação esquemática do modelo matemático (REHKUGLER, 1970)

A aplicação da segunda lei de Newton aos movimentos angulares e lineares do conjunto veicular e da plataforma, em torno de seus centros de massa e ao longo das direções horizontal e vertical, respectivamente, resulta no seguinte conjunto de equações de equilíbrio:

Equilíbrio de momentos em relação ao centro de massa do conjunto veicular:

$$J_1 \ddot{\theta} = -K_R b(y + b\theta + w_r) - C_R b(\dot{y} + b\dot{\theta} + \dot{w}_r) - F_{YP} d + F_{XP} h + K_F a(y - a\theta + w_f) + C_F a(\dot{y} - a\dot{\theta} + \dot{w}_f) - F_{XA} g - F_{YA} e \quad (1)$$

Equilíbrio de forças na direção y para o conjunto veicular:

$$M_1 \ddot{y} = -K_R (y + b\theta + w_r) - C_R (\dot{y} + b\dot{\theta} + \dot{w}_r) - K_F (y - a\theta + w_f) - C_F (\dot{y} - a\dot{\theta} + \dot{w}_f) + F_{YP} + F_{YA} \quad (2)$$

Equilíbrio de forças na direção x para o conjunto veicular:

$$M_1 \ddot{x} = F_{XA} + F_{XP} \quad (3)$$

Equilíbrio de momentos em relação ao centro de massa da plataforma:

$$J_2 (\ddot{\theta} - \ddot{\phi}) = -F_{YA} i + F_{XA} k - F_{YP} j - F_{XP} m \quad (4)$$

Equilíbrio de forças na direção y para a plataforma de corte:

$$M_2[i\ddot{\phi} - (i + e)\ddot{\theta} + \ddot{y}] = -F_{YA} - F_{YP} \quad (5)$$

Equilíbrio de forças na direção x para a plataforma de corte:

$$M_2[-k\ddot{\phi} + (k - g)\ddot{\theta} + \ddot{x}] = -F_{XA} - F_{XP} \quad (6)$$

As forças  $F_{XP}$  e  $F_{YP}$  podem ser expressas em função da força exercida pelo atuador hidráulico,  $F_P$ , como:

$$F_{XP} = -F_P \cos \rho \quad (7)$$

$$F_{YP} = +F_P \sin \rho \quad (8)$$

Onde  $\rho$  representa o ângulo (positivo no sentido horário) verificado entre a direção horizontal de referência e a haste do cilindro hidráulico, quando do posicionamento da plataforma na posição de equilíbrio (atuador a meio curso). A força  $F_P$  é considerada positiva no sentido de extensão do atuador, e negativa no sentido de retração.

Admite-se, aqui, que a força  $F_P$  possa ser expressa como:

$$F_P = F_H + F_A + F_G \quad (9)$$

Onde:

$F_H = \alpha u \rightarrow$  Força hidráulica (decorrente da pressão aplicada)

$F_A = \beta \dot{\phi} \rightarrow$  Força devida ao atrito viscoso no atuador hidráulico

$F_G = \delta \phi \rightarrow$  Força compensatória do peso próprio da plataforma

$u \rightarrow$  Sinal de controle aplicado à(s) válvula(s)

$\alpha \rightarrow$  Ganho do conjunto válvula / atuador

$\dot{\phi} \rightarrow$  Velocidade angular da plataforma

$\beta \rightarrow$  Constante de amortecimento angular do atuador

$\phi \rightarrow$  Deslocamento angular da plataforma em relação ao ponto de equilíbrio

$\delta \rightarrow$  Coeficiente da força compensatória do peso próprio da plataforma

Por meio de manipulações adequadas, as equações de (1) a (9) podem ser convertidas em um sistema de 3 equações diferenciais, que descrevem o comportamento dinâmico do aparato experimental:

$$A_1\ddot{\theta} + A_2\ddot{y} + A_3\ddot{\phi} + A_4\dot{\theta} + A_5\dot{y} + A_6\dot{\phi} + A_7\theta + A_8y + A_9\phi = A_{10}u + A_{11}w_f + A_{12}\dot{w}_f + A_{13}w_r + A_{14}\dot{w}_r \quad (10)$$

$$B_1\ddot{\theta} + B_2\ddot{y} + B_3\ddot{\phi} + B_4\dot{\theta} + B_5\dot{y} + B_6\dot{\phi} + B_7\theta + B_8y + B_9\phi = B_{10}u + B_{11}w_f + B_{12}\dot{w}_f + B_{13}w_r + B_{14}\dot{w}_r \quad (11)$$

$$C_1\ddot{\theta} + C_2\ddot{y} + C_3\ddot{\phi} + C_4\dot{\theta} + C_5\dot{y} + C_6\dot{\phi} + C_7\theta + C_8y + C_9\phi = C_{10}u + C_{11}w_f + C_{12}\dot{w}_f + C_{13}w_r + C_{14}\dot{w}_r \quad (12)$$

Onde os coeficientes  $A_i$ ,  $B_i$  e  $C_i$  são funções das características geométricas ( $a, b, d, e, g, h, i, j, k, m, \rho$ ) e propriedades inerciais ( $J_1, M_1, J_2, M_2$ ) do conjunto, das características dinâmicas da suspensão do veículo ( $C_R, K_R, C_F, K_F$ ), e dos parâmetros que compõem a expressão da força exercida pelo atuador hidráulico ( $\alpha, \beta$  e  $\delta$ ).

### 3.2.3.2. Modelo de estado

Tanto para o projeto do sistema de controle, como para a realização de simulações com o sistema projetado, é conveniente que se obtenha uma representação do modelo em espaço de estados. Para isto, define-se as seguintes variáveis de estado:

$$x_1 = \theta, \quad x_2 = \dot{\theta}, \quad x_3 = y, \quad x_4 = \dot{y}, \quad x_5 = \phi, \quad x_6 = \dot{\phi}$$

Substituindo as novas variáveis nas equações (10), (11) e (12), obtém-se o seguinte conjunto de equações de estado:

$$A_1\dot{x}_2 + A_2\dot{x}_4 + A_3\dot{x}_6 + A_4x_2 + A_5x_4 + A_6x_6 + A_7x_1 + A_8x_3 + A_9x_5 = A_{10}u + A_{11}w_f + A_{12}\dot{w}_f + A_{13}w_r + A_{14}\dot{w}_r \quad (13)$$

$$B_1\dot{x}_2 + B_2\dot{x}_4 + B_3\dot{x}_6 + B_4x_2 + B_5x_4 + B_6x_6 + B_7x_1 + B_8x_3 + B_9x_5 = B_{10}u + B_{11}w_f + B_{12}\dot{w}_f + B_{13}w_r + B_{14}\dot{w}_r \quad (14)$$

$$C_1\dot{x}_2 + C_2\dot{x}_4 + C_3\dot{x}_6 + C_4x_2 + C_5x_4 + C_6x_6 + C_7x_1 + C_8x_3 + C_9x_5 = C_{10}u + C_{11}w_f + C_{12}\dot{w}_f + C_{13}w_r + C_{14}\dot{w}_r \quad (15)$$

Observando que:  $\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_3 = x_4, \quad \dot{x}_5 = x_6$

Podemos escrever, em notação matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & A_1 & 0 & A_2 & 0 & A_3 \\ 0 & B_1 & 0 & B_2 & 0 & B_3 \\ 0 & C_1 & 0 & C_2 & 0 & C_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -A_7 & -A_4 & -A_8 & -A_5 & -A_9 & -A_6 \\ -B_7 & -B_4 & -B_8 & -B_5 & -B_9 & -B_6 \\ -C_7 & -C_4 & -C_8 & -C_5 & -C_9 & -C_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ A_{10} \\ B_{10} \\ C_{10} \end{bmatrix} u +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ B_{11} & B_{12} & B_{13} & B_{14} \\ C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_f \\ \dot{w}_f \\ w_r \\ \dot{w}_r \end{bmatrix}$$

Ou, simplesmente:

$$E\dot{X} = FX + Gu + HW$$

Portanto:

$$\dot{X} = E^{-1}FX + E^{-1}Gu + E^{-1}HW$$

Definindo:

$$A = E^{-1}F$$

$$B = E^{-1}G$$

$$L = E^{-1}H$$

Obtemos:

$$\dot{X} = AX + Bu + LW$$

Definiremos como saída do sistema, ou seja, como variável medida, o erro na altura da plataforma de corte em relação ao seu valor de referência (zero):

$$Y = (e + r)\theta - y - r\phi = (e + r)x_1 - x_3 - rx_5$$

Portanto:

$$Y = \begin{bmatrix} (e + r) & 0 & -1 & 0 & -r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix}$$

Ou, simplesmente:

$$Y = CX$$

Portanto, o modelo de estado do sistema é dado por:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + LW(t) \rightarrow \text{Equação de estado} \quad (16)$$

$$Y(t) = CX(t) \rightarrow \text{Equação de saída} \quad (17)$$

### 3.2.4. Parâmetros do modelo matemático

#### 3.2.4.1. Características geométricas

Foram medidos os seguintes parâmetros:

*a*: distância horizontal entre o eixo dianteiro e o CM do conjunto veicular

*b*: distância horizontal entre o eixo traseiro e o CM do conjunto veicular

*d*: distância horizontal entre o CM do conjunto veicular e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

*e*: distância horizontal entre o CM do conjunto veicular e o ponto de articulação da plataforma articulada

*g*: distância vertical entre o CM do conjunto veicular e o ponto de articulação da plataforma articulada

*h*: distância vertical entre o CM do conjunto veicular e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

*i*: distância horizontal entre o CM e o ponto de articulação da plataforma articulada

*j*: distância horizontal entre o CM da plataforma articulada e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

*k*: distância vertical entre o CM e o ponto de articulação da plataforma articulada

*m*: distância vertical entre o CM da plataforma articulada e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

*n*: distância vertical entre o ponto de articulação da plataforma articulada e o ponto de fixação do atuador hidráulico ao conjunto veicular

*r*: distância horizontal entre o seguidor do terreno e o ponto de articulação da plataforma articulada

$\rho$ : ângulo entre o cilindro hidráulico e a direção horizontal

**TABELA 1:** Características geométricas do aparato experimental

<b>Parâmetro</b>	<b>Dimensão</b>
	(m)
<i>a</i>	0,538
<i>b</i>	0,782
<i>d</i>	1,301

<i>e</i>	1,301
<i>g</i>	0,345
<i>h</i>	0,255
<i>i</i>	0,654
<i>j</i>	0,654
<i>k</i>	0,522
<i>m</i>	0,078
<i>n</i>	0,600
<i>r</i>	0,470
$\rho$	16,7°

### 3.2.4.2. Massas

O veículo elétrico foi pesado por meio de uma célula de carga com as seguintes especificações:

- . Modelo: LB-1T
- . Capacidade: 1000 Kg
- . Sensibilidade: 2,0 mV / V
- . Número de série: 2650
- . Linearidade: 1 %

Os demais componentes foram pesados por meio de uma balança com as seguintes especificações:

- . Modelo: Sipebrás PSP500
- . Capacidade: 500 Kg
- . Resolução: 0,1 Kg

Foram obtidos os seguintes valores:

**TABELA 2:** Massas dos componentes do aparato experimental

<b>Componente</b>	<b>Massa (Kg)</b>
Veículo elétrico (MV)	479
Suporte da plataforma (MS)	11,3
Sistema hidráulico (MH)	46,5

<b>Conjunto veicular</b> ( $M_1=MV+MS+MH$ )	537
Estrutura da plataforma (ME)	18,7
Lastro (ML)	40,0
Sapata articulada (MS)	1,3
<b>Plataforma</b> ( $M_2=ME+ML+MS$ )	60,0

### 3.2.4.3. Centros de massa

Com exceção do sistema hidráulico, os centros de massa dos diversos componentes foram obtidos por meio da técnica de suspensão em três planos distintos.

Os componentes foram suspensos por três pares de pontos distintos, sucessivamente, de modo que os pontos definidos pela interseção dos planos de suspensão, em cada uma das três posições, correspondem aos centros de massa. O centro de massa do sistema hidráulico foi obtido a partir da estimativa dos centros de massa de seus diversos componentes.

São apresentadas, abaixo, as coordenadas dos centros de massa de cada um dos componentes, em relação ao sistema de referência indicado na Figura 7. O Anexo 6 apresenta fotografias da montagem utilizada na determinação dos centros de massa.

**TABELA 3:** Centros de massa dos componentes do aparato experimental

<b>Componente</b>	<b>x</b>	<b>y</b>
	<b>(m)</b>	<b>(m)</b>
Veículo elétrico	1,390	0,050
Suporte da plataforma	0,082	0,037
Sistema hidráulico	0,130	0,030
<b>Conjunto veicular</b>	1,253	0,048
Estrutura da plataforma	-0,661	-0,177
Lastro	-0,722	-0,106
Sapata articulada	-0,670	-0,278
<b>Plataforma</b>	-0,699	-0,135



#### 3.2.4.4. Momentos de inércia

Os momentos de inércia do conjunto veicular e da estrutura da plataforma foram determinados por meio de um método experimental. O Anexo 6 apresenta fotografias da montagem utilizada. Os momentos de inércia da sapata articulada e do lastro foram calculados a partir de suas geometrias. O Anexo 7 contém a descrição detalhada dos métodos empregados. A Tabela 4 apresenta os resultados obtidos:

**TABELA 4:** Momentos de inércia dos componentes do aparato experimental

<b>Componente</b>	<b>J (Kg.m<sup>2</sup>)</b>
Conjunto veicular ( $J_1$ )	$2,8 \times 10^2$
Plataforma ( $J_2$ )	6,0

#### 3.2.4.5. Constantes de mola

As constantes de mola das suspensões do veículo foram estimadas por meio da medição das deflexões resultantes da aplicação de cargas estáticas em cada um dos eixos. As constantes de mola são obtidas a partir da divisão dos valores das cargas pelos valores das respectivas deflexões. A Tabela 5 apresenta os resultados obtidos:

**TABELA 5:** Constantes de mola das suspensões do veículo elétrico

<b>Suspensão</b>	<b>Carga aplicada (N)</b>	<b>Deflexão (m)</b>	<b>Constante de mola (N/m)</b>
Traseira	3149	$1,2 \times 10^{-2}$	$2,6 \times 10^5$
Dianteira	1462	$6,1 \times 10^{-3}$	$2,4 \times 10^5$

#### 3.2.4.6. Constantes de amortecimento

As constantes de amortecimento das suspensões foram estimadas por meio da medição do decaimento da aceleração vertical da massa suportada por cada eixo, quando da aplicação de uma excitação tipo degrau. Na estimação das constantes de amortecimento, empregou-se o método dos mínimos quadrados para o ajuste da resposta de um modelo teórico da suspensão aos dados

experimentais de acelerometria. O Anexo 8 contém a descrição detalhada do método. A Tabela 6 apresenta os resultados obtidos:

**TABELA 6:** Constantes de amortecimento das suspensões do veículo elétrico

Suspensão	Constante de amortecimento (N/m/s)
Traseira	$1,89 \times 10^3$
Dianteira	$1,38 \times 10^3$

### 3.2.4.7. Parâmetros da força exercida pelo atuador hidráulico

O parâmetro  $\alpha$ , correspondente ao ganho do conjunto válvula/atuador, pode ser calculado a partir do conhecimento dos ganhos das válvulas de controle e das áreas de atuação do pistão hidráulico. O parâmetro  $\beta$ , correspondente à constante de amortecimento do atuador hidráulico, foi estimado por meio do ajuste de uma função de transferência teórica aos resultados dos ensaios de resposta em frequência realizados com o dispositivo simulador da plataforma. O Artigo 2 descreve os métodos empregados na obtenção dos parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$ , para cada uma das configurações de operação do sistema:

Configuração 1:  $\alpha = 4,0 \times 10^2$  N/Volts;  $\beta = 5,0 \times 10^2$  N.s

Configuração 2:  $\alpha = 9,2 \times 10^2$  N/Volts;  $\beta = 5,0 \times 10^2$  N.s

O parâmetro  $\delta$ , correspondente ao coeficiente da força compensatória do peso próprio da plataforma, pode ser calculado a partir da expressão da força  $F_G$ , como:

$$F_G = \frac{Pk\phi}{n \cos \rho} = \delta\phi$$

Onde:

$P$  → Peso próprio da plataforma

Assim:

$$\delta = \frac{Pk}{n \cos \rho} = 5,3 \times 10^2 \text{ N/rd (para as duas configurações)}$$

### 3.2.5. Projeto do controlador

#### 3.2.5.1. Aspectos teóricos

De acordo com SHAHIAN & HASSUL (1993), o controle linear quadrático constitui parte de um conjunto de técnicas desenvolvidas a partir da década de 60, com o objetivo de auxiliar o projeto de sistemas ótimos de controle. Na abordagem linear quadrática de problemas de controle, a planta é assumida como de comportamento linear, e a função objetivo a ser minimizada é suposta como uma função quadrática dos estados do sistema e do sinal de controle. Dentro do conjunto dos controladores lineares quadráticos, os reguladores do tipo LQR (*Linear Quadratic Regulator*) constituem um importante subconjunto, com características interessantes tais como, simplicidade de projeto, boas margens de ganho e de fase, e boa sensibilidade.

Apesar destes aspectos positivos, no entanto, os reguladores LQR têm a desvantagem de requererem a disponibilidade de acesso a todos os estados do sistema, para efetuarem a síntese do sinal de controle ótimo. Infelizmente, este não é o caso na maioria dos problemas práticos de controle, onde a única fonte de informação sobre o sistema são, em geral, medidas da variável de saída, contaminadas com ruídos espúrios. O problema de otimização passa a depender, portanto, da obtenção de estimativas ótimas dos estados do sistema a partir do conhecimento de um modelo matemático do mesmo e da medição de sua saída contaminada. A solução para este problema é obtida por meio da implementação do, assim denominado, filtro de Kalman-Bucy. Normalmente, refere-se ao controlador que faz uso de estimativas ótimas dos estados do sistema para sintetizar o sinal de controle ótimo, como controlador LQG (*Linear Quadratic Gaussian*).

A baixa robustez com relação a incertezas de modelagem, verificada nos controladores LQG, tem se mostrado, entretanto, um fator limitante ao seu emprego em problemas reais de engenharia. Resultados práticos de aplicações desta técnica têm evidenciado que este tipo de sistema pode se tornar instável, como resultado de discrepâncias verificadas entre condições reais e modeladas (SHAHIAN & HASSUL, 1993).

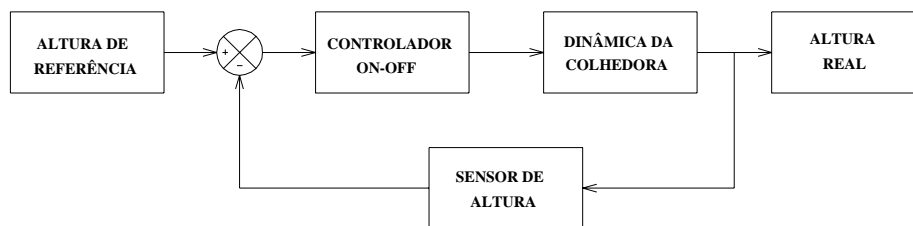
Ao se projetar um sistema de controle, deve-se procurar incorporar um certo nível de robustez à configuração resultante, de modo a garantir o funcionamento satisfatório do sistema projetado, mesmo diante de condições de operação diferentes daquelas assumidas na fase de modelagem matemática. Como assinalado por CRUZ (1996), o uso de um sistema robusto permite, ainda, que se adote um modelo de projeto mais simples, facilitando a análise do problema, e resultando em um controlador com estrutura menos complexa.

De modo a contornar os problemas associados ao emprego de controladores LQG, DOYLE & STEIN (1979) propuseram um método, denominado LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*), que faz uso de parâmetros estatísticos utilizados no procedimento de projeto do controlador LQG, para recuperar características desejáveis do controlador LQR original, perdidas quando da introdução do filtro de Kalman-Bucy para estimação ótima dos estados.

A seção seguinte descreve a aplicação do método LQG/LTR ao projeto de um controlador ótimo de altura da plataforma de corte do aparato experimental descrito anteriormente. Utiliza-se, aqui, o procedimento descrito por DORATO *et al.* (1995).

### 3.2.5.2. Projeto do controlador LQG/LTR

A Figura 9 contém uma representação esquemática dos sistemas convencionalmente empregados no controle de altura da plataforma de corte de colhedoras.

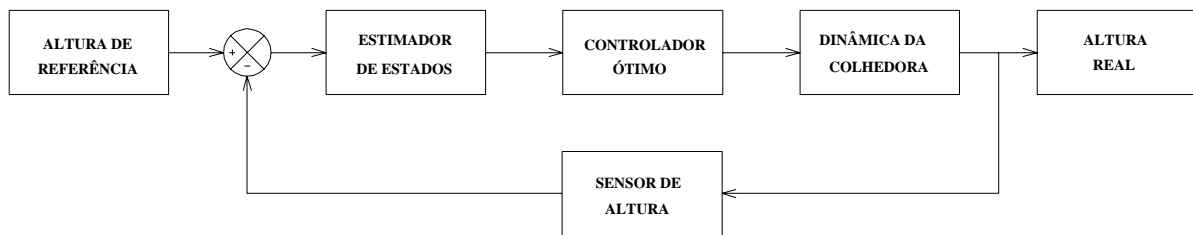


**FIGURA 9:** Representação esquemática do sistema de controle convencional

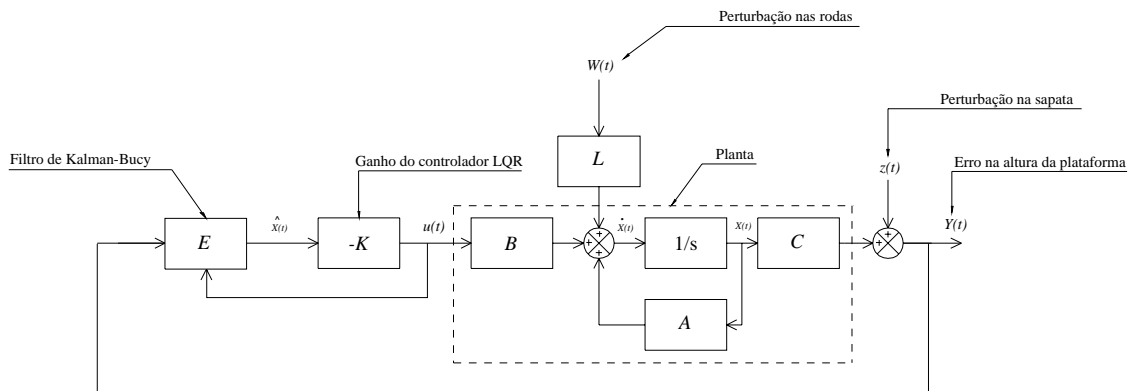
Desejamos projetar um controlador de forma que o erro verificado na altura da plataforma quando do acompanhamento do sinal de referência, representado pelo perfil do solo, seja minimizado com relação ao sinal de controle, representado pelo sinal de tensão elétrica aplicado à válvula de controle. A Figura 10 contém uma representação esquemática do sistema de controle a ser projetado.

Antes de se proceder ao projeto do controlador, é necessário que sejam feitas algumas considerações a respeito da natureza do mesmo. Embora, do ponto de vista prático, o sistema se comporte como um *rastreador*, que tem como objetivo o acompanhamento do perfil do solo sob a plataforma, o desconhecimento prévio do referido perfil faz com que o controlador seja projetado de fato como um *regulador*, cujo objetivo é a manutenção dos estados do sistema próximos de zero. Eventuais erros detectados pelo sensor de altura da plataforma (sapata articulada) são

interpretados pelo controlador, como resultantes do afastamento dos estados do sistema de seus valores iniciais de equilíbrio (nulos). Desta forma, o perfil do solo em contato permanente com a sapata articulada deve ser modelado como uma perturbação aplicada sobre a saída do sistema (altura da plataforma), enquanto as excitações impostas às rodas do veículo são modeladas como perturbações aplicadas à entrada da planta. A saída do sistema, por sua vez, representa o próprio erro verificado na altura da plataforma em relação ao valor de referência (zero).



**FIGURA 10:** Representação esquemática do sistema de controle proposto



**FIGURA 11:** Diagrama de blocos do sistema proposto

O procedimento de projeto consiste, inicialmente, na definição de um controlador por meio do método LQR. Os parâmetros de projeto deste controlador são ajustados de modo a se obter características de estabilidade e desempenho desejadas. Em seguida, um filtro de Kalman-Bucy é incorporado ao sistema para a estimativa de seus estados, a partir da medida do sinal de erro fornecido pela sapata articulada. O controlador LQR acoplado ao filtro estimador, constitui o controlador LQG. Finalmente, os parâmetros do filtro são ajustados, de modo a se recuperar as características desejáveis do controlador LQR original, obtendo-se, assim, o controlador LQG/LTR. A Figura 11 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle resultante.

Projetaremos o sistema considerando, inicialmente, a ausência de perturbações.

### 3.2.5.2.1. Controlador LQR

Consideremos, para o projeto do controlador LQR, a disponibilidade de todos os estados do sistema para fins de realimentação. Temos, portanto:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) \rightarrow \text{Equação de estado}$$

$$Y(t) = CX(t) \rightarrow \text{Equação de saída}$$

$$u(t) = -KX(t) \rightarrow \text{Sinal de controle}$$

$$K = [K_1 \quad K_2 \quad K_3 \quad K_4 \quad K_5 \quad K_6] \rightarrow \text{Ganho da realimentação de estados}$$

O problema consiste na determinação do ganho  $K$ , que resulte na minimização do seguinte índice de desempenho:

$$J = \int_0^{\infty} [X'(t)QX(t) + u'(t)Ru(t)] dt$$

Os parâmetros  $Q$  e  $R$  definem os graus de importância a serem atribuídos a cada uma das variáveis de estado e ao sinal de controle, respectivamente, no processo de minimização. Como desejamos minimizar o erro na altura da plataforma, dado pela própria saída do sistema,  $Y(k)$ , escolheremos o parâmetro  $Q$  de tal forma que:

$$X'(t)QX(t) = Y'(t)Y(t) = X'(t)C'CX(t)$$

Portanto, tomaremos:

$$Q = C'C = \begin{bmatrix} (e+r)^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A definição do parâmetro  $R$  é feita de forma iterativa. Quanto menor o seu valor, melhor o desempenho do sistema, do ponto de vista de minimização do sinal de saída (erro na altura da plataforma). A redução excessiva do parâmetro  $R$  pode resultar, entretanto, em um sistema de controle com demanda energética muito alta. A sua redução deve ser feita, portanto, de forma gradual, verificando-se sempre a magnitude do sinal de controle do sistema resultante. Caso sejam

ultrapassados os limites máximos admissíveis, deve-se aumentar o valor de  $R$ , até que a magnitude do sinal de controle volte a se situar dentro da faixa especificada (item 3.2.2).

O ganho ótimo pode ser determinado como:

$$K = R^{-1} B' P$$

Sendo  $P$  obtido da solução da equação algébrica de Riccati:

$$0 = A' P + P A + Q - P B R^{-1} B' P$$

A solução da equação acima pode ser obtida por meio do comando 'are' do programa Matlab, como:

$$P = \text{are}(A, B R^{-1} B', Q)$$

A função de transferência de malha do controlador LQR, para abertura da malha na entrada da planta, é dada por:

$$H_{LQR}(s) = K(sI - A)^{-1} B$$

Onde:

$s \rightarrow$  Frequência complexa no domínio de tempo contínuo

### 3.2.5.2.2. Controlador LQG

Considere-se o sistema dado por:

$$\dot{X}(t) = A X(t) + B u(t) + \xi(t)$$

$$Y(t) = C X(t) + v(t)$$

Onde  $\xi(t)$  representa o ruído nos estados (associado a perturbações ou erros de modelagem, por exemplo), aqui considerado como branco, gaussiano de média nula, e tal que:

$$E[\xi(t)\xi'(\tau)] = Q_0 \delta(t - \tau)$$

$Q_0 \rightarrow$  Matriz de densidade espectral do ruído nos estados

E  $v(t)$  representa o ruído aditivo na medida, também suposto branco, gaussiano de média nula, não correlacionado com  $\xi(t)$ , e tal que:

$$E[v(t)v'(\tau)] = R_0 \delta(t - \tau)$$

$R_0 \rightarrow$  Matriz de densidade espectral do ruído na medida

O problema consiste na obtenção de estimativas ótimas,  $\hat{X}(t)$ , dos estados  $X(t)$ , a partir da observação da saída do sistema  $Y(t)$ . O Filtro de Kalman-Bucy, utilizado com esta finalidade, é um sistema dinâmico com a seguinte representação:

$$\dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + Bu(t) + K_E [Y(t) - C\hat{X}(t)]$$

Onde a matriz de ganhos  $K_E$  é dada por:

$$K_E = \Sigma C' R_0^{-1}$$

Sendo  $\Sigma$  obtido da solução da seguinte equação algébrica de Riccati:

$$0 = A\Sigma + \Sigma A' + Q_0 - \Sigma C' R_0^{-1} C \Sigma$$

A solução da equação acima pode ser obtida por meio do comando 'are' do programa Matlab, como:

$$\Sigma = \text{are}(A', C' R_0^{-1} C, Q_0)$$

O sistema LQG é representado, assim, pelo seguinte conjunto de equações:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + \xi(t) \rightarrow \text{Equação de estado} \quad (18)$$

$$Y(t) = CX(t) + v(t) \rightarrow \text{Equação de saída} \quad (19)$$

$$\dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + Bu(t) + K_E [Y(t) - C\hat{X}(t)] \rightarrow \text{Equação do estimador} \quad (20)$$

$$u(t) = -K\hat{X}(t) \rightarrow \text{Sinal de controle} \quad (21)$$

Onde:

$$K = [K_1 \quad K_2 \quad K_3 \quad K_4 \quad K_5 \quad K_6] \rightarrow \text{Obtido no projeto do controlador LQR}$$

A função de transferência de malha do sistema LQG, para abertura da malha na entrada da planta, pode ser obtida como:

$$H_{LQG}(s) = F(s)C(sI - A)^{-1}B$$

Onde:

$$F(s) = K(sI - A + BK + K_E C)^{-1} K_E$$

### 3.2.5.2.3. Controlador LQG/LTR

Como assinalado anteriormente, os parâmetros estatísticos  $Q_0$  e  $R_0$  podem ser utilizados como ferramentas de projeto, na recuperação das características desejáveis de robustez do controlador LQR original.



Desta forma, atribui-se os seguintes valores para os parâmetros  $Q_0$  e  $R_0$ :

$$Q_0 = qBB'$$

$$R_0 = 1$$

Pode-se demonstrar (DORATO *et al.*, 1995) que, respeitadas certas condições, à medida que o parâmetro  $q$  tende a infinito, a função de transferência de malha do sistema LQG projetado acima tende para a função de transferência de malha do sistema LQR original, também denominada função objetivo. Ou seja:

$$\lim_{q \rightarrow \infty} H_{LQG}(s) \rightarrow H_{LQR}(s)$$

O procedimento de projeto do controlador LQG/LTR consiste, portanto, de forma simplificada, nos seguintes passos:

- . Determinação do ganho ótimo ( $K$ ) do controlador LQR a partir da atribuição de valores convenientes para os parâmetros  $Q$  e  $R$  (entende-se por valores convenientes, aqueles que resultem em uma função de transferência de malha com características desejáveis de estabilidade, desempenho e robustez)
- . Projeto de um estimador de estados para o sistema, a partir da atribuição dos valores definidos acima para os parâmetros  $Q_0$  e  $R_0$
- . Aumento gradual do parâmetro  $q$  até que sejam recuperadas as características de resposta em frequência da função de transferência de malha do sistema LQR

DORATO *et al.* (1995) fazem as seguintes observações com relação à metodologia LQG/LTR:

- 1) A abordagem LQG/LTR envolve um compromisso entre a robustez e o desempenho nominal do sistema resultante, pois o aumento artificial do ruído nos estados (aumento do parâmetro  $q$ ) contribui para a deterioração do desempenho nominal do sistema em relação ao caso em que se utiliza o ruído real para o projeto do estimador. Assim, o parâmetro  $q$  deve ser aumentado somente o suficiente para fornecer um nível adequado de robustez ao sistema, preservando-se parte de suas características de supressão de ruídos.
- 2) Como a aplicação do método não pressupõe, em nenhum momento, que o ganho de realimentação dos estados da função objetivo deva ser necessariamente o ganho ótimo, o procedimento de recuperação pode, na verdade, ser aplicado em relação a qualquer função de transferência de malha com estrutura semelhante ao LQR.

- 3) Por dualismo, pode-se demonstrar que um procedimento alternativo pode ser aplicado para recuperar as características da função de transferência de malha do estimador, a partir do ajuste dos parâmetros livres de projeto do regulador LQR ( $Q$  e  $R$ ).

#### 3.2.5.2.4. Discretização do controlador LQG/LTR

O controlador LQG/LTR será implementado, na prática, por meio de um processador digital. Assim, é necessário que se obtenha um modelo discreto do controlador projetado.

Efetuiremos a discretização do controlador a partir do seu modelo contínuo, dado por:

$$\dot{\hat{X}} = (A - BK - K_E C)\hat{X} + K_E Y$$

$$u = -K\hat{X}$$

Ou, simplesmente:

$$\dot{\hat{X}} = A_c \hat{X} + B_c U_c$$

$$Y_c = C_c \hat{X} + D_c U_c$$

Onde:

$$U_c = Y$$

$$Y_c = u$$

$$A_c = A - BK - K_E C$$

$$B_c = K_E$$

$$C_c = -K$$

$$D_c = 0$$

Observe-se que  $Y$  e  $u$  são interpretados, aqui, como entrada e saída do controlador, respectivamente.

De modo a preservar as características de resposta em frequência do controlador contínuo projetado, utilizaremos a transformação bilinear (Tustin) para obter um controlador discreto equivalente (OGATA, 1995).

Um modelo discreto do controlador pode ser obtido por meio do comando 'c2d' do Matlab, como:

$$SYSD = c2d(SYSC, T_s, 'tustin')$$

Onde,  $SYSC$  representa o modelo de estado do controlador em tempo contínuo:

$$SYSC = ss(A_c, B_c, C_c, D_c)$$

$T_s$  é o período de amostragem, e ‘tustin’ indica a opção pelo método de transformação por aproximação bilinear.

Os parâmetros do modelo de estado do controlador em tempo discreto podem ser obtidos como:

$$[A_d, B_d, C_d, D_d] = ssdata(SYSD)$$

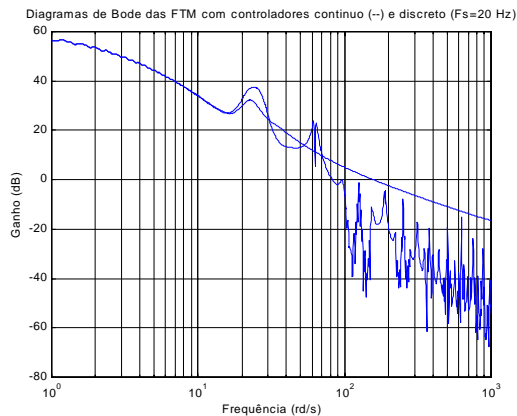
Embora a discretização por meio da transformação bilinear resulte em um controlador com características de resposta em frequência semelhantes às do controlador contínuo, a curva de resposta em frequência do controlador discreto apresenta distorções em relação à do controlador contínuo à medida que a frequência de excitação se aproxima da frequência de Nyquist,  $F_s/2$  ( $F_s$  = frequência de amostragem). Tal fato está associado ao problema de *warping*, ou seja, à distorção verificada na escala de frequências quando se utiliza a transformação de Tustin para a discretização de um sistema contínuo (SHAHIAN & HASSUL, 1993).

Além disso, o processo de amostragem também introduz distorções na curva de resposta em frequência do controlador discreto, devido à ocorrência dos fenômenos de *aliasing* e *folding* nas frequências acima da frequência de Nyquist.

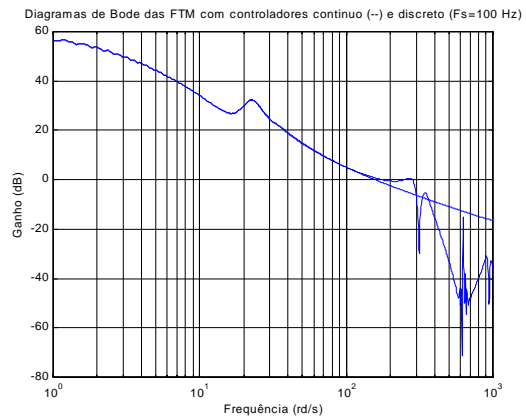
Em decorrência dos problemas citados, a curva de resposta em frequência da função de transferência de malha (FTM) do sistema com controlador discreto mostra-se, também, distorcida em relação àquela para o sistema com controlador contínuo. A Figura 12 ilustra o problema, para os casos em que são utilizadas frequências de amostragem de 20 Hz e 100 Hz, respectivamente.

Observa-se que o problema de *warping* é tão mais acentuado, quanto menor a frequência de amostragem utilizada. As distorções verificadas nas frequências superiores à frequência de Nyquist, por sua vez, se manifestam no sentido de atenuar o ganho da função de transferência de malha do sistema discreto em relação ao sistema contínuo.

Sabe-se que a introdução de erros na função de transferência de malha pode conduzir à ocorrência de instabilidade, como consequência de distorções no Diagrama de Nyquist do sistema em malha aberta. É de se esperar, portanto, uma diminuição na margem de ganho do sistema à medida que se utiliza frequências de amostragem mais baixas.



a) Frequência de amostragem 20 Hz



b) Frequência de amostragem 100 Hz

**FIGURA 12:** Resposta em frequência das FTM dos sistemas contínuo e discreto

O Anexo 9 contém o programa, em linguagem Matlab, utilizado no projeto e na realização de simulações com o sistema LQG/LTR. O processo de recuperação das características de resposta em frequência do sistema LQR também é ilustrado no Anexo 9, por meio da plotagem dos Diagramas de Bode de um dos sistemas projetados, para diferentes valores do parâmetro  $q$ .

### 3.2.6. Simulação dinâmica

#### 3.2.6.1. Definição das perturbações

O modelo contínuo da planta é dado pelas equações (16) e (17):

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + LW(t) \rightarrow \text{Equação de estado do sistema}$$

$$Y(t) = CX(t) \rightarrow \text{Equação de saída do sistema}$$

Introduzindo a perturbação aplicada à sapata articulada pelo perfil do solo, temos:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + LW(t)$$

$$Y(t) = CX(t) + z(t)$$

Para a simulação dinâmica, é conveniente que a perturbação aplicada às rodas do veículo, representada por  $W(t)$  na equação de estado acima, seja aplicada diretamente à saída da planta. Como se trata de um sistema linear, as respostas às excitações  $W(t)$  e  $u(t)$  podem ser obtidas separadamente como:

$$\dot{X}_u(t) = AX_u(t) + Bu(t)$$

$$Y_u(t) = CX_u(t)$$

$$\dot{X}_W(t) = AX_W(t) + LW(t)$$

$$Y_W(t) = CX_W(t)$$

Tal que:

$$X(t) = X_u(t) + X_W(t)$$

$$Y(t) = Y_u(t) + Y_W(t) + z(t)$$

Desta forma, a perturbação aplicada às rodas do veículo,  $W(t)$ , é refletida diretamente na saída da planta, como  $Y_W(t)$ .

Deve-se fazer, aqui, uma observação sobre o ponto de aplicação das perturbações, para fins de simulação. Como mencionado anteriormente, o projeto do controlador LQG/LTR admite dois procedimentos distintos. O primeiro procedimento consiste na conformação da função de transferência de malha para abertura da malha na entrada da planta. O segundo procedimento, dual do primeiro, consiste na conformação da função de transferência de malha para abertura da malha na saída da planta. Como assinalado por STEIN & ATHANS (1987), a maior deficiência do método LQG/LTR parece residir na dificuldade em se atender, simultaneamente, a especificações de estabilidade, desempenho e robustez estabelecidas para diferentes pontos de abertura da malha. Tal fato tem como principal consequência a necessidade de que todas as especificações sejam convertidas para o ponto de abertura da malha ao qual se aplica o procedimento de recuperação. No presente caso, utilizou-se o procedimento de recuperação na entrada da planta e, portanto, o sistema resultante deve possuir boas características de rejeição de perturbações aplicadas naquele ponto. Verifica-se, entretanto, que o requisito para obtenção de boas características de rejeição de perturbações na entrada da planta é coincidente, no caso de sistemas com uma única entrada e uma única saída, com aquele para a saída da planta, qual seja, o de ganho elevado para a função de transferência do ramo direto, nas frequências onde as perturbações são mais importantes. Assim, o sistema projetado deve apresentar, também, boas características de rejeição das perturbações aplicadas à sua saída.

Efeturemos a simulação do comportamento dinâmico do sistema diante de três tipos de perturbações. O primeiro consiste na modelagem do perfil do solo como uma função senoidal, de amplitude e frequência arbitrárias. Nesse caso, as perturbações aplicadas às rodas dianteira e traseira do veículo são defasadas em relação à perturbação aplicada à sapata articulada, com ângulos de fase proporcionais às distâncias entre as rodas e a sapata.

Definindo-se a função do perfil do solo sob a sapata como:

$$fs(t) = A_s \text{sen}(wt)$$

Onde:

$A_s$  → Amplitude da senóide (m)

$w$  → Frequência da senóide (rd/s)

As funções do perfil do solo sob as rodas dianteira e traseira do veículo são dadas, respectivamente, por:

$$ff(t) = A_s \text{sen}(wt - \theta_f)$$

$$fr(t) = A_s \text{sen}(wt - \theta_r)$$

Com:

$$\theta_f = \frac{2\pi D_f}{\lambda}$$

$$\theta_r = \frac{2\pi D_r}{\lambda}$$

Onde:

$D_f = r + d - a$  → Distância da roda dianteira à sapata (m)

$D_r = r + d + b$  → Distância da roda traseira à sapata (m)

$\lambda$  → Comprimento de onda da perturbação (m)

As perturbações aplicadas à sapata e às rodas do veículo são dadas, assim, por:

$$z(t) = -fs(t) = -A_s \text{sen}(wt)$$

$$w_f(t) = ff(t) = A_s \text{sen}(wt - \theta_f)$$

$$\dot{w}_f(t) = \frac{dff(t)}{dt} = wA_s \cos(wt - \theta_f) = wA_s \text{sen}(wt + \frac{\pi}{2} - \theta_f)$$

$$w_r(t) = fr(t) = A_s \text{sen}(wt - \theta_r)$$

$$\dot{w}_r(t) = \frac{dfr(t)}{dt} = wA_s \cos(wt - \theta_r) = wA_s \text{sen}(wt + \frac{\pi}{2} - \theta_r)$$

Onde o sinal negativo na expressão da perturbação aplicada à sapata se deve ao fato de que eventuais elevações no perfil do solo são interpretadas pelo sistema como um abaixamento da

plataforma em relação à altura desejada (erro negativo, portanto), ao passo que depressões no perfil do solo são interpretadas como elevações da plataforma (erro positivo, portanto).

O segundo tipo de perturbação consiste na aplicação de uma seqüência de degraus somente à sapata articulada. Deseja-se verificar, com isso, o comportamento do sistema com relação ao erro estacionário, bem como a resposta transitória do mesmo diante de uma excitação tipo degrau. Neste caso, as perturbações aplicadas às rodas do veículo são consideradas nulas, e a função de perturbação aplicada à sapata é definida como:

$$z(t) = -A_d, p/\text{sen}(wt) \geq 0$$

$$z(t) = +A_d, p/\text{sen}(wt) < 0$$

Com:

$A_d$  → Amplitude dos degraus (m)

$w$  → Frequência da seqüência de degraus (rd/s)

O terceiro e último tipo de perturbação tem por objetivo a verificação da robustez do sistema diante de alterações em determinados parâmetros do modelo matemático em relação aos valores nominais considerados no projeto do controlador. Assim, tomaremos:

$$\alpha_r = (1 + \xi_g) \alpha_n$$

$$M_{2r} = (1 + \xi_m) M_{2n}$$

Onde:

$\alpha_r$  → Ganho real do conjunto válvula/atuador

$\alpha_n$  → Ganho nominal do conjunto válvula/atuador

$\xi_g$  → Erro no valor do ganho do conjunto válvula/atuador

$M_{2r}$  → Massa real da plataforma

$M_{2n}$  → Massa nominal da plataforma

$\xi_m$  → Erro no valor da massa da plataforma

Definiremos as seguintes configurações para as perturbações a serem utilizadas na simulação dinâmica do sistema:

### **Perturbação S01:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,01 m$

Frequência da senóide:  $\omega = 0,63 \text{ rd/s}$  (0,1 Hz)

**Perturbação S1:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,01 \text{ m}$

Frequência da senóide:  $\omega = 6,3 \text{ rd/s}$  (1 Hz)

**Perturbação S5:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,01 \text{ m}$

Frequência da senóide:  $\omega = 3,2 \times 10^1 \text{ rd/s}$  (5 Hz)

**Perturbação D01:**

Tipo de perturbação: seqüência de degraus

Amplitude dos degraus:  $A_d = 0,022 \text{ m}$

Frequência dos degraus:  $\omega = 0,63 \text{ rd/s}$  (0,1 Hz)

**Perturbação RG:**

Tipo de perturbação: alteração do ganho do conjunto válvula/atuador + perturbação S1

Erro no valor do ganho:  $\xi_g = -0,2$  (-20 %)

**Perturbação RM:**

Tipo de perturbação: alteração da massa da plataforma + perturbação S1

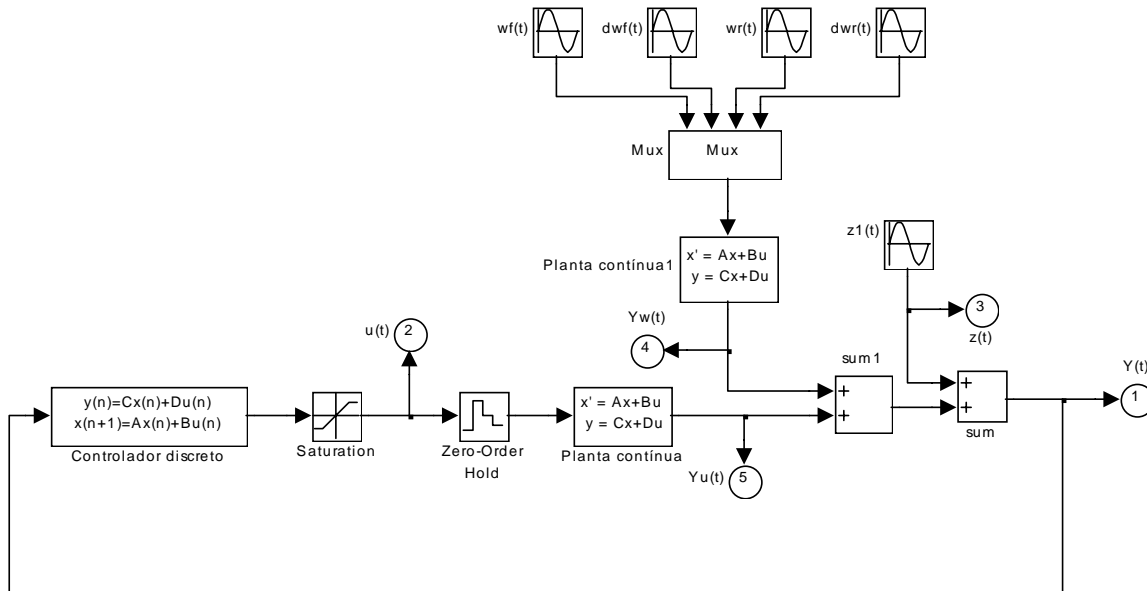
Erro no valor da massa:  $\xi_m = +0,2$  (+20 %)

As amplitudes das senóides e dos degraus foram escolhidas de modo a resultarem em deslocamento angular da sapata com amplitude aproximada de 0,05 rd. Tais perturbações correspondem a um perfil de solo com amplitude pico a pico de 130 mm, quando se considera um fator de escala de 1:3 entre o dispositivo e a colhedora real. As frequências utilizadas nas perturbações senoidais foram escolhidas de modo a se situarem dentro do intervalo de frequências utilizado nos ensaios de resposta em frequência do sistema (0,1 a 5 Hz). A frequência da perturbação tipo seqüência de degraus foi escolhida de maneira arbitrária, da mesma forma que os erros introduzidos no ganho e na massa.



### 3.2.6.2. Definição dos parâmetros do controlador LQG/LTR

A simulação dinâmica do sistema LQG/LTR projetado é realizada por meio do programa Matlab/Simulink, utilizando-se o seguinte diagrama de blocos:



**FIGURA 13:** Diagrama de blocos para simulação do sistema LQG/LTR

Onde:

$$\begin{bmatrix} wf(t) \\ dwf(t) \\ wr(t) \\ dwr(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_f(t) \\ \dot{w}_f(t) \\ w_r(t) \\ \dot{w}_r(t) \end{bmatrix} = W(t)$$

O elemento de saturação foi introduzido no diagrama de blocos da Figura 13, de modo a limitar a amplitude do sinal de controle.

O desempenho do controlador LQG/LTR é afetado pelos seguintes parâmetros:

- . Fator de ponderação do sinal de controle para o projeto do controlador LQR ( $R$ )
- . Fator de recuperação da função de transferência de malha do sistema LQR ( $q$ )
- . Frequência de amostragem ( $F_s$ )
- . Limite de saturação para o sinal de controle ( $u_{max}$ )

As seguintes configurações de projeto serão utilizadas com a finalidade de se verificar a influência dos parâmetros acima sobre o desempenho do controlador LQG/LTR:

**TABELA 7:** Configurações de projeto para o sistema LQG/LTR

CPL	CO	$R$	$q$	$F_s$ (Hz)	$u_{max}$ (Volts)
LQG/LTR 01	1	$1,0 \times 10^{-7}$	$1,0 \times 10^{12}$	100	S/L
LQG/LTR 02	1	$8,0 \times 10^{-5}$	$1,0 \times 10^{12}$	100	S/L
LQG/LTR 03	1	$1,0 \times 10^{-7}$	$1,0 \times 10^6$	100	S/L
LQG/LTR 04	1	$2,0 \times 10^{-3}$	$1,0 \times 10^{12}$	20	S/L
LQG/LTR 05	1	$1,0 \times 10^{-7}$	$1,0 \times 10^{12}$	100	+/- 0,5
LQG/LTR 06	2	$5,0 \times 10^{-7}$	$1,0 \times 10^{12}$	100	S/L
LQG/LTR 07	2	$4,0 \times 10^{-4}$	$1,0 \times 10^{12}$	100	S/L
LQG/LTR 08	2	$5,0 \times 10^{-7}$	$1,0 \times 10^6$	100	S/L
LQG/LTR 09	2	$1,0 \times 10^{-2}$	$1,0 \times 10^{12}$	20	S/L
LQG/LTR 10	2	$5,0 \times 10^{-7}$	$1,0 \times 10^{12}$	100	+/- 0,2

Onde:

CPL: configuração de projeto do controlador LQG/LTR

CO: configuração operacional do sistema (1 – uma válvula, 2 – duas válvulas)

$R$ : fator de ponderação do sinal de controle para o projeto do controlador LQR

$q$ : fator de recuperação da função de transferência de malha do sistema LQR

$F_s$ : frequência de amostragem

$u_{max}$ : limite de saturação para o sinal de controle

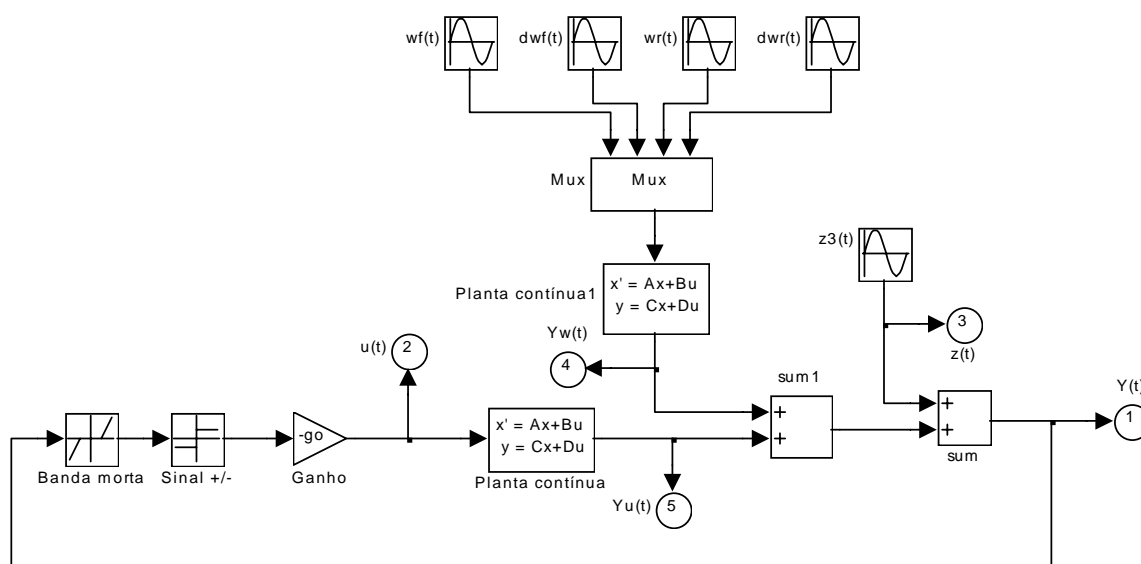
S/L: sem limite de saturação para o sinal de controle

A escolha dos valores do parâmetro  $R$  foi feita de modo a se obter frequências de cruzamento próximas de 30 Hz ( $R = 1,0 \times 10^{-7}$  para a configuração operacional 1 e  $R = 5,0 \times 10^{-7}$  para a configuração operacional 2) e 3 Hz ( $R = 8,0 \times 10^{-5}$  para a configuração operacional 1 e  $R = 4,0 \times 10^{-4}$  para a configuração operacional 2), respectivamente. Os valores de  $R$  escolhidos para as configurações de projeto em que se utiliza frequência de amostragem de 20 Hz são os menores valores possíveis para que se obtenha sistemas estáveis. O valor do parâmetro  $q = 1,0 \times 10^{12}$  foi escolhido de modo a recuperar as características do sistema LQR para as frequências situadas

abaixo de 100 Hz. O valor do parâmetro  $q = 1,0 \times 10^6$  foi escolhido de maneira arbitrária, apenas para ilustrar a queda de desempenho do sistema com a redução do parâmetro  $q$ . As frequências de amostragem de 100 Hz e 20 Hz foram escolhidas de maneira arbitrária, apenas para ilustrar o efeito deste parâmetro sobre o desempenho do sistema. Os limites de saturação para o sinal de controle foram escolhidos de modo a respeitar os valores estabelecidos no item 3.2.2, e verificar a sua influência sobre o desempenho do sistema.

### 3.2.6.3. Definição dos parâmetros do controlador *On-Off*

O seguinte diagrama de blocos foi empregado na simulação de um sistema de controle tipo *On-Off*, para fins de comparação com o sistema LQG/LTR projetado.



**FIGURA 14:** Diagrama de blocos para simulação do sistema On-Off

O desempenho do controlador *On-Off* é afetado pelos seguintes parâmetros:

- . Magnitude do sinal de controle (representada pelo ganho  $go$ , no diagrama acima)
- . Amplitude da banda morta ( $bm$ )

As seguintes configurações de projeto serão utilizadas com a finalidade de se verificar a influência dos parâmetros acima sobre o desempenho do controlador *On-Off*:

**TABELA 8:** Configurações de projeto para o sistema *On-Off*

<b>CPO</b>	<b>CO</b>	<b><i>go</i> (Volts)</b>	<b><i>bm</i> (m)</b>
On-Off 01	1	$1,0 \times 10^{-1}$	$1,0 \times 10^{-3}$
On-Off 02	1	$1,1 \times 10^0$	$9,0 \times 10^{-3}$
On-Off 03	2	$7,0 \times 10^{-2}$	$1,0 \times 10^{-3}$
On-Off 04	2	$4,0 \times 10^{-1}$	$7,0 \times 10^{-3}$

Onde:

CPO: configuração de projeto do controlador *On-Off*

CO: configuração operacional do sistema (1 – uma válvula, 2 – duas válvulas)

*go*: magnitude do sinal de controle

*bm*: amplitude da banda morta

A escolha dos valores do parâmetro *go* foi feita de modo a se obter os melhores desempenhos possíveis nas frequências de 0,1 Hz ( $go = 1,0 \times 10^{-1}$  para a configuração operacional 1 e  $go = 7,0 \times 10^{-2}$  para a configuração operacional 2) e 1 Hz ( $go = 1,1 \times 10^0$  para a configuração operacional 1 e  $go = 4,0 \times 10^{-1}$  para a configuração operacional 2), respectivamente. O valor de amplitude da banda morta  $bm = 1,0 \times 10^{-3}$  foi escolhido de modo a resultar em baixo erro e comportamento não excessivamente oscilatório quando se utiliza frequência de excitação de 0,1 Hz, em ambas configurações operacionais. O valor de amplitude da banda morta  $bm = 9,0 \times 10^{-3}$  é o menor valor possível para que se obtenha um sistema estável quando se utiliza ganho  $go = 1,1 \times 10^0$  e frequência de excitação de 0,1 Hz, na configuração operacional 1. O valor de amplitude da banda morta  $bm = 7,0 \times 10^{-3}$  é o menor valor possível para que se obtenha um sistema estável quando se utiliza ganho  $go = 4,0 \times 10^{-1}$  e frequência de excitação de 0,1 Hz, na configuração operacional 2.

Cabe aqui uma observação sobre a natureza do controlador *On-Off* utilizado nas simulações realizadas. Normalmente, a válvula empregada nos sistemas convencionais de controle de altura da plataforma de corte de colhedoras é do tipo direcional de três posições (fluxo positivo, fluxo negativo e fluxo nulo). Assim, se a altura da plataforma se encontra abaixo do valor especificado, a válvula libera o fluxo no sentido positivo, elevando a plataforma; para alturas acima do valor especificado, o fluxo é liberado no sentido negativo, abaixando a plataforma; e para valores dentro da banda morta, o fluxo é interrompido, mantendo a altura da plataforma inalterada. O dispositivo aqui empregado como simulador da plataforma utiliza válvulas

proporcionais de controle de pressão para efetuar o controle de altura da plataforma. Opcionalmente, as válvulas proporcionais podem ser operadas como válvulas *On-Off* de três posições, bastando para isso que se utilize um algoritmo de controle que aplique três níveis constantes de pressão (positivo, negativo e nulo), em função da altura medida para a plataforma. Ao contrário do que ocorre com o uso das válvulas direcionais, entretanto, a aplicação do nível nulo de pressão não mantém a altura da plataforma inalterada, já que, neste caso, a mesma fica sujeita ao seu peso próprio, tendendo sempre a retornar à sua posição inicial de equilíbrio. Tal fato resulta em comportamento oscilatório da plataforma, sempre que se utiliza um perfil de solo estacionário e não nulo. Um comportamento mais próximo da realidade poderia ser obtido, em termos de simulação, por meio da eliminação do termo correspondente ao peso próprio da plataforma das equações de equilíbrio do sistema *On-Off*. Verificou-se, entretanto, que os resultados obtidos com este procedimento não diferem significativamente daqueles obtidos quando da consideração do peso próprio da plataforma, para os casos em que se utiliza um perfil de solo senoidal. Assim, para fins de comparação dos comportamentos dos controladores LQG/LTR e *On-Off* utilizou-se o modelo original da planta, mantendo-se o termo correspondente ao peso próprio da plataforma, mas considerando-se somente excitações senoidais.

Deve-se esclarecer aqui, também, o que se entende pela expressão *comparação* entre os controladores LQG/LTR e *On-Off*. Tanto um como outro controlador podem ser obtidos a partir da consideração de inúmeros critérios de projeto, resultando, portanto, em infinitas configurações possíveis para os dois sistemas. Assim, a mera comparação do desempenho obtido com o uso de configurações arbitrárias dos dois controladores não se presta à finalidade de demonstrar a superioridade de um dos sistemas em relação ao outro. O que se procura evidenciar aqui, ao invés disso, é a limitação intrínseca dos controladores *On-Off* em atender, simultaneamente, a especificações de alto desempenho para todas as frequências situadas dentro de uma faixa de interesse, contrariamente aos controladores LQG/LTR, cujo desempenho, em uma dada frequência, é limitado unicamente pela potência hidráulica disponível (supondo-se disponível um modelo exato e linear da planta sob estudo).

#### **3.2.6.4. Definição dos parâmetros da simulação**

Os seguintes parâmetros foram empregados na simulação dos sistemas pelo Matlab/Simulink:

Algoritmo de solução numérica: ode4 (Runge-Kutta)

Passo de iteração:  $T_i = 0,001$  s (fixo)

Tempo de simulação:  $T_m = 30$  s

### 3.3. RESULTADOS

A Tabela 9 apresenta o erro e o sinal de controle médios obtidos em cada um dos casos simulados.

**TABELA 9:** Resultados de simulações dos sistemas LQG/LTR e *On-Off*

CASO (#)	CONTROLADOR (Tabelas 7 e 8)	PERTURBAÇÃO (Item 3.2.6.1)	EM (1) (m)	SM (1) (Volts)
01	LQG/LTR 01	S01	1,7e-5	0,045
02	LQG/LTR 01	S1	8,6e-5	0,21
03	LQG/LTR 01	S5	9,1e-4	26
04	LQG/LTR 01	D01	7e-2/2e-5 (2)	14
05	LQG/LTR 01	RG	1,1e-4	0,26
06	LQG/LTR 01	RM	8,5e-5	0,20
07	LQG/LTR 02	S01	4,2e-4	0,044
08	LQG/LTR 02	S1	2,0e-3	0,22
09	LQG/LTR 02	S5	1,3e-2	21
10	LQG/LTR 02	D01	5e-3/6e-4 (2)	1,2
11	LQG/LTR 03	S01	3,1e-4	0,044
12	LQG/LTR 03	S1	1,5e-3	0,22
13	LQG/LTR 03	S5	1,6e-2	19
14	LQG/LTR 04	S01	2,0e-3	0,040
15	LQG/LTR 04	S1	7,8e-3	0,18
16	LQG/LTR 04	S5	1,6e-2	6,9
17	LQG/LTR 05	S01	1,7e-5	0,045
18	LQG/LTR 05	S1	8,6e-5	0,21
19	LQG/LTR 05	S5	1,3e-2	0,50

20	LQG/LTR 05	D01	3e-4/2e-5 (2)	0,16
21	LQG/LTR 06	S01	1,6e-5	0,020
22	LQG/LTR 06	S1	7,9e-5	0,090
23	LQG/LTR 06	S5	8,3e-4	11
24	LQG/LTR 06	D01	7e-2/2e-5 (2)	7,9
25	LQG/LTR 06	RG	9,8e-5	0,11
26	LQG/LTR 06	RM	7,8e-5	0,089
27	LQG/LTR 07	S01	4,0e-4	0,019
28	LQG/LTR 07	S1	2,0e-3	0,094
29	LQG/LTR 07	S5	1,3e-2	9,2
30	LQG/LTR 07	D01	5e-3/6e-4 (2)	0,69
31	LQG/LTR 08	S01	1,7e-4	0,020
32	LQG/LTR 08	S1	8,5e-4	0,093
33	LQG/LTR 08	S5	1,1e-2	13
34	LQG/LTR 09	S01	2,0e-3	0,017
35	LQG/LTR 09	S1	7,7e-3	0,078
36	LQG/LTR 09	S5	1,6e-2	3,1
37	LQG/LTR 10	S01	1,6e-5	0,020
38	LQG/LTR 10	S1	7,9e-5	0,090
39	LQG/LTR 10	S5	1,3e-2	0,20
40	LQG/LTR 10	D01	9e-4/2e-5 (2)	0,066
41	ON-OFF 01	S01	9,6e-4	0,044
42	ON-OFF 01	S1	1,8e-2	0,098
43	ON-OFF 01	S5	1,2e-2	0,096
44	ON-OFF 02	S01	5,2e-3	0,029
45	ON-OFF 02	S1	5,9e-3	0,33
46	ON-OFF 02	S5	1,2e-2	0,75
47	ON-OFF 02	RG	7,4e-3	0,44
48	ON-OFF 02	RM	7,2e-3	0,39
49	ON-OFF 03	S01	7,4e-4	0,019
50	ON-OFF 03	S1	1,9e-2	0,069

51	ON-OFF 03	S5	1,2e-2	0,067
52	ON-OFF 04	S01	3,5e-3	0,015
53	ON-OFF 04	S1	5,4e-3	0,14
54	ON-OFF 04	S5	1,2e-2	0,30
55	ON-OFF 04	RG	7,1e-3	0,19
56	ON-OFF 04	RM	6,4e-3	0,16
57	SC	S01	1,5e-2	0
58	SC	S1	1,5e-2	0
59	SC	S5	1,5e-2	0

Onde:

EM: erro médio

SM: sinal de controle médio

SC: sistema sem controlador

Notas:

1) Para o caso das perturbações senoidais, o erro e o sinal médio são calculados como:

$$\text{ERRO MÉDIO} = \int_5^{30} |Y(t)| dt / 25$$

$$\text{SINAL MÉDIO} = \int_5^{30} |u(t)| dt / 25$$

$Y(t)$  → Sinal de saída (erro na altura)

$u(t)$  → Sinal de controle (tensão aplicada à válvula de controle)

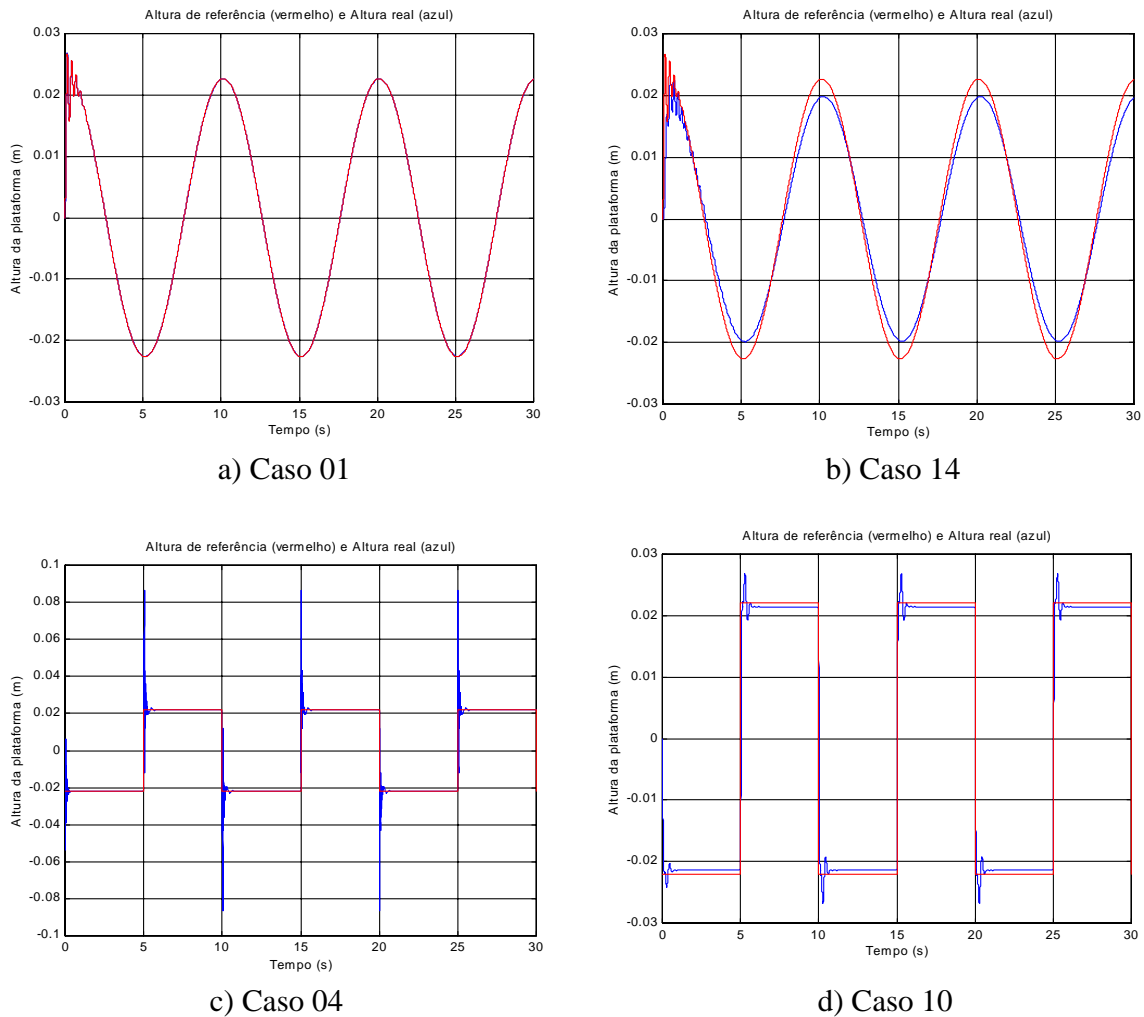
O erro e o sinal médios são calculados no intervalo de 5 a 30 segundos, de modo a eliminar-se a influência dos sinais transitórios que ocorrem nos instantes iniciais da simulação.

2) Para o caso das perturbações tipo seqüência de degraus, são apresentados o sobre-sinal máximo (*overshoot*) e o erro estacionário, em lugar do erro médio. O sinal médio é calculado de forma similar às perturbações senoidais, porém para todo o intervalo de simulação, ou seja, de 0 a 30 segundos.

A Figura 15 apresenta as curvas de resposta do sistema LQG/LTR para alguns dos casos simulados. As Figuras 15a e 15b ilustram a queda de desempenho do sistema com a redução da

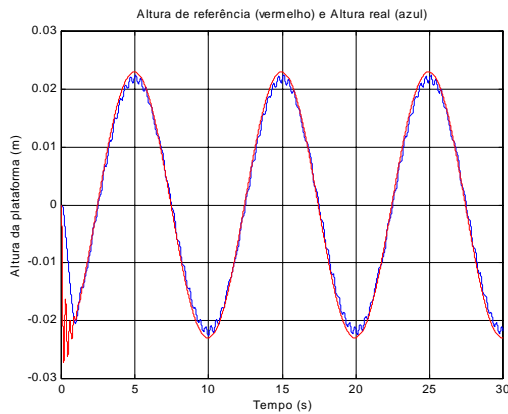


freqüência de amostragem. As Figuras 15c e 15d ilustram o efeito do aumento do parâmetro  $R$  sobre o desempenho do sistema na resposta ao degrau. Verifica-se que o aumento deste parâmetro resulta em redução do sobre-sinal máximo e aumento do erro estacionário.

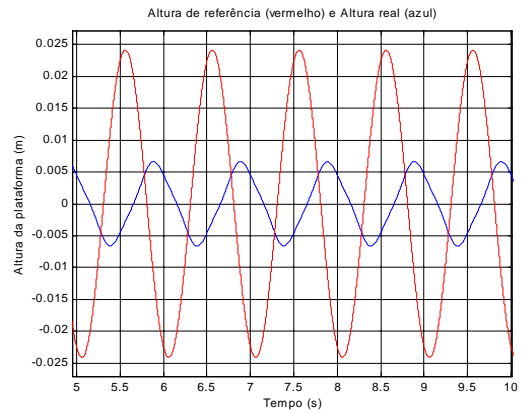


**FIGURA 15:** Resposta do sistema LQG/LTR para alguns dos casos simulados

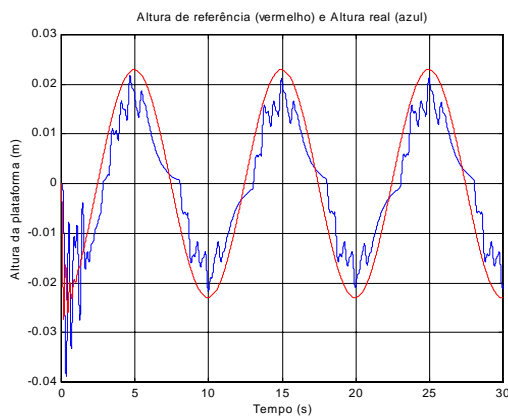
A Figura 16 apresenta as curvas de resposta do sistema *On-Off* para alguns dos casos simulados. Nas Figuras 16a e 16b observa-se a queda de desempenho do sistema com o aumento da freqüência. Nas Figuras 16c e 16d verifica-se que o aumento do ganho, objetivando a melhoria de desempenho em altas freqüências, resulta em queda de desempenho nas baixas freqüências.



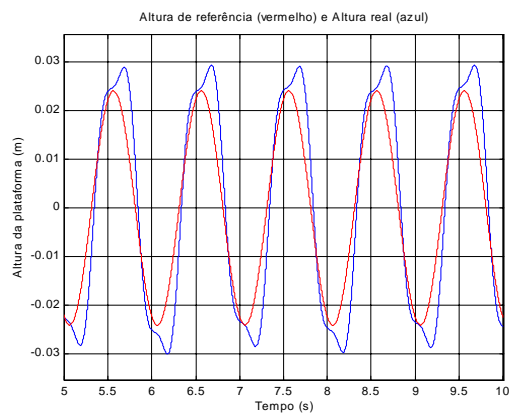
a) Caso 41



b) Caso 42



c) Caso 44



d) Caso 45

**FIGURA 16:** Resposta do sistema *On-Off* para alguns dos casos simulados

A Tabela 10 sintetiza os resultados obtidos, descrevendo a influência dos diversos parâmetros de projeto e simulação sobre o comportamento dos sistemas.

**TABELA 10:** Síntese dos resultados das simulações dos sistemas LQG/LTR e *On-Off*

CASOS SIMULADOS	PARÂMETRO	RESULTADO
1,2,3	$w$	Capacidade de rejeição de perturbações do sistema LQG/LTR diminui com o aumento da frequência da perturbação (CO 1)
21,22,23	$w$	Idem (CO 2)
1,2,3	$w$	Demanda do sinal de controle para o sistema LQG/LTR aumenta com a frequência da

			perturbação (CO 1)
21,22,23	$w$		Idem (CO 2)
1,2,3,7,8,9	$R$		Aumento do parâmetro $R$ ocasiona a redução do ganho em malha aberta, diminuindo a capacidade de rejeição de perturbações e a demanda de sinal de controle do sistema LQG/LTR em todas as frequências (CO 1)
21,22,23,27,28,29	$R$		Idem (CO 2)
4,10	$R$		Aumento do parâmetro $R$ ocasiona a redução do ganho em malha aberta, diminuindo o sobre-sinal e aumentando o erro estacionário na resposta do sistema LQG/LTR à perturbação tipo degrau (CO 1)
24,30	$R$		Idem (CO 2)
1,2,3,11,12,13	$q$		Redução do parâmetro $q$ ocasiona redução do ganho do sistema em malha aberta, diminuindo a capacidade de rejeição de perturbações do sistema LQG/LTR em todas as frequências e aumentando a capacidade de rejeição de ruídos em alta frequência (CO 1)
21,22,23,31,32,33	$q$		Idem (CO 2)
1,2,3,14,15,16	$F_s$		Redução da frequência de amostragem ocasiona redução da margem de ganho, impondo limite mais baixo para a capacidade de rejeição de perturbações do sistema LQG/LTR em todas as frequências (CO 1)
21,22,23,34,35,36	$F_s$		Idem (CO 2)
1,2,3,17,18,19	$u_{max}$		Limitação do sinal de controle ocasiona diminuição da capacidade de rejeição de perturbações do sistema LQG/LTR para as frequências que demandem sinais de controle

---

---

			superiores ao limite imposto (CO 1)
21,22,23,37,38,39	$u_{max}$		Idem (CO 2)
4,20	$u_{max}$		Limitação do sinal de controle ocasiona redução do sobre-sinal e mantém inalterado o erro estacionário na resposta do sistema LQG/LTR ao degrau, desde que a demanda de sinal estacionário seja inferior ao limite imposto sobre o sinal de controle (CO 1)
24,40	$u_{max}$		Idem (CO 2)
41,42,43,44,45,46	$g_0$		Aumento do ganho do sistema <i>On-Off</i> resulta em aumento da capacidade de rejeição de perturbações de alta frequência e diminuição da capacidade de rejeição de perturbações de baixa frequência (CO 1)
49,50,51,52,53,54	$g_0$		Idem (CO 2)
2,5	$\xi_g$		Redução de 20 % no ganho do conjunto válvula/atuador para o sistema LQG/LTR 01 resulta em um incremento no erro médio da ordem de 0,1 % da amplitude da perturbação (CO 1)
22,25	$\xi_g$		Idem para o sistema LQG/LTR 06 (CO 2)
2,6	$\xi_m$		Aumento de 20 % na massa da plataforma para o sistema LQG/LTR 01 resulta em uma redução no erro médio da ordem de 0,005 % da amplitude da perturbação (CO 1)
22,26	$\xi_m$		Idem para o sistema LQG/LTR 06 (CO 2)
45,47	$\xi_g$		Redução de 20 % no ganho do conjunto válvula/atuador para o sistema <i>On-Off</i> resulta em um incremento no erro médio da ordem de 7 % da amplitude da perturbação (CO 1)
53,55	$\xi_g$		Idem (CO 2)

---

45,48	$\xi_m$	Aumento de 20 % na massa da plataforma para o sistema <i>On-Off</i> resulta em um incremento no erro médio da ordem de 6 % da amplitude da perturbação (CO1)
53,56	$\xi_m$	Idem (CO 2)
1,2,3,21,22,23 41,42,43,49,50,51	CO	As diferenças verificadas nos resultados obtidos para as duas configurações operacionais não se mostram significativas para nenhum dos controladores avaliados

Onde:

CO: configuração operacional do sistema (1 – uma válvula, 2 – duas válvulas)

$w$ : frequência da perturbação aplicada ao sistema

$R$ : fator de ponderação do sinal de controle para o projeto do controlador LQR

$q$ : fator de recuperação da função de transferência de malha do sistema LQR

$F_s$ : frequência de amostragem

$u_{max}$ : limite de saturação para o sinal de controle

$g_o$ : magnitude do sinal de controle no controlador *On-Off*

$\xi_g$ : erro no ganho do conjunto válvula/atuador

$\xi_m$ : erro na massa da plataforma

### 3.4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreveu o projeto de um aparato experimental, em escala reduzida, para o estudo do problema do controle de altura da plataforma de corte de colhedoras. Um modelo matemático foi obtido para o sistema, a partir do estabelecimento das equações de equilíbrio dinâmico e do levantamento dos parâmetros físicos envolvidos. Em seguida, projetou-se um controlador de altura para a plataforma, por meio do método LQG/LTR. O desempenho do sistema projetado foi avaliado por meio da verificação de sua capacidade de rejeição de perturbações, e da comparação dos resultados obtidos com aqueles verificados com o uso de um sistema convencional tipo *On-Off*.

Os resultados obtidos indicaram um bom potencial de aplicação do método LQG/LTR ao controle de altura da plataforma de corte de colhedoras. As simulações realizadas com o controlador *On-Off* evidenciaram as limitações intrínsecas a este tipo de sistema, no que se refere à obtenção de um nível aceitável de desempenho para uma faixa arbitrária de frequências de excitação. Verificou-se que, para esse sistema, o aumento do ganho, com o objetivo de melhorar a capacidade de rejeição de perturbações em altas frequências, resulta em deterioração do desempenho em baixas frequências, e vice-versa. Tal limitação inexistente no sistema LQG/LTR, onde o aumento da capacidade de rejeição de perturbações em uma dada frequência, por meio do aumento do ganho em malha aberta, implica na melhoria de desempenho em todas as frequências.

O nível de desempenho do sistema LQG/LTR é limitado somente pela potência hidráulica disponível (limite máximo para o sinal de controle) e pela frequência de amostragem utilizada na implementação do algoritmo de controle. Verificou-se que quanto mais baixa a frequência de amostragem, menor a margem de ganho e, portanto, menor a capacidade de rejeição de perturbações do sistema resultante. A limitação do sinal de controle, por sua vez, resulta em deterioração da capacidade de rejeição de perturbações para as frequências cuja demanda por este sinal se mostra maior que o limite imposto.

Considerando-se este último aspecto, conclui-se que a configuração operacional 2, em que o sistema é operado com duas válvulas de controle, pode ser vantajosa em relação à configuração operacional 1, em que se utiliza apenas uma válvula de controle. Isto porque, ao apresentar comportamento linear para uma faixa mais larga da curva característica de tensão versus pressão, esta configuração permite que se utilize uma amplitude maior para o sinal de controle, aumentando, por consequência, o limite de frequência para o qual o sistema apresenta boas características de rejeição de perturbações. Neste caso, entretanto, algum outro tipo de limitação (amortecimento de final de curso, por exemplo) deve ser introduzido no sistema para evitar que seja atingido o curso máximo do atuador.

A introdução de alterações intencionais em determinados parâmetros do modelo matemático da planta (diminuição de 20 % no ganho do conjunto válvula/atuador e aumento de 20 % na massa da plataforma) seguida de avaliação de desempenho da nova configuração, resultou na constatação de bons níveis de robustez para o sistema LQG/LTR com relação a este tipo de incerteza (incremento máximo de erro de 0,1 % da amplitude da perturbação com frequência de 1 Hz). O mesmo não se pode afirmar em relação ao sistema *On-Off*, onde o incremento de erro decorrente

de tais alterações se mostrou significativo (7 % e 6 % da amplitude da perturbação com frequência de 1 Hz, respectivamente).

Com base nos resultados obtidos, as seguintes recomendações podem ser feitas para o projeto de controladores LQG/LTR digitais, objetivando o controle de altura da plataforma de corte de colhedoras:

- 1) Antes de iniciar o projeto do controlador é necessário que se estabeleça a faixa de frequências para a qual se deseja especificar um certo nível de desempenho para o sistema, em termos de rejeição de perturbações. Deve-se identificar, também, o espectro dos ruídos presentes nas medidas do sinal de saída.
- 2) O parâmetro  $R$  deve ser definido de modo a estabelecer um compromisso entre o atendimento das especificações de desempenho e a demanda energética do sistema. Obviamente, o parâmetro  $R$  escolhido deve resultar em um sistema de comportamento estável.
- 3) O parâmetro  $q$ , utilizado para recuperar as características da malha objetivo, deve ser aumentado o suficiente para recuperar aquelas características pelo menos para a faixa de frequências de interesse definida no item 1. Deve-se tomar cuidado para não aumentar excessivamente este parâmetro, sob risco de desprover o sistema de sua capacidade de rejeição de ruído, cujo espectro foi também definido no item 1.
- 4) A frequência de amostragem deve ser definida de modo compatível com as especificações de desempenho estabelecidas no item 1, levando-se em consideração que as margens de ganho se reduzem à medida que o seu valor é diminuído.

### 3.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CRUZ, J. J. *Controle Robusto Multivariável*. São Paulo, Editora da Universidade de São Paulo, 163 p, 1996.

DORATO, P.; ABDALLAH, C. & CERONE, V. *Linear Quadratic Control: An Introduction*. New Jersey, Prentice Hall, 205 p, 1995.

DORIGAN, D. *AP403 - Instrumentação e Análise de Sinais - Prática de Laboratório*. Relatório de Final de Curso. DMAQAG, FEAGRI, UNICAMP, 1998.

DOYLE, J. C. & STEIN, G. "Robustness with Observers". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-24, No. 4, pp. 607-611, 1979.

- GEFRAN BRASIL ELETROELETRÔNICA LTDA. *Transdutores Rotativos*. Catálogo Técnico, 1997.
- HDA ACESSÓRIOS E EQUIPAMENTOS LTDA. *Filtros Hidráulicos*. Catálogo Técnico, 1997.
- LOMBARDI, E. A. *Desenho do Veículo Elétrico Jacto*. DMAQAG, FEAGRI, UNICAMP, 1997.
- NATIONAL INSTRUMENTS CORP. *Getting Results with Component Works 2.0*. 1998.
- NATIONAL INSTRUMENTS CORP. *NI-DAQ 6.1 User Manual*. 1998.
- NATIONAL INSTRUMENTS CORP. *DAQCard-1200 User Manual*. 1998.
- OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2<sup>nd</sup> Edition. New Jersey, Prentice Hall, 745 p, 1995.
- PLUMMER, A. R. & VAUGHAN, N. D. "Discrete-Time System Identification for Electrohydraulic Servo-Systems". *Proc. Instn. Mech. Engrs.*, vol. 209, pp. 165-177, 1995.
- REHKUGLER, G. E. "Dynamic Analysis of Automatic Control of Combine Header Height". *Transactions of the ASAE*, 13(2), pp. 225-231, 1970.
- ROBERT BOSCH GMBH. *Hydraulics: Theory and Applications from Bosch*. Catálogo Técnico, 1984.
- ROBERT BOSCH GMBH. *Proportional Control Valves without/with Integrated Amplifier*. Catálogo Técnico, 1992.
- ROBERT BOSCH LTDA. *Equipamento Hidráulico*. Catálogo Comercial, 1997.
- SHAHIAN, B. & HASSUL, M. *Control System Design Using MATLAB*. New Jersey, Prentice Hall, 502 p, 1993.
- STEIN, G. & ATHANS, M. "The LQG/LTR Procedure for Multivariable Feedback Control Design". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-32, No. 2, pp. 105-114, 1987.
- VAUGHAN, N. D. & WHITING, I. M. "Microprocessor Control Applied to a Nonlinear Electrohydraulic Position Servo System". *Proceedings of Seventh Fluid Power Symposium*, Bath, pp. 187-198, 1986.



## **4. ARTIGO 2: IDENTIFICAÇÃO DE UM MODELO MATEMÁTICO PARA UM DISPOSITIVO SIMULADOR DE PLATAFORMAS DE CORTE DE COLHEDORAS**

### **4.1. INTRODUÇÃO**

Com o objetivo de se estudar o problema do controle da altura de corte em colhedoras, bem como avaliar-se preliminarmente o potencial de utilização de estratégias alternativas para a implementação do referido controle, foi projetado e construído um dispositivo especial, em escala reduzida, para simulação do comportamento dinâmico da plataforma de corte de colhedoras. Da mesma forma que nas colhedoras reais, o dispositivo é provido de um sistema hidráulico, que supre a demanda energética do sistema de controle de altura da plataforma.

Diversas técnicas têm sido propostas para o controle de posição de mecanismos com atuação hidráulica. DALEY (1987), EDGE & FIGUEREDO (1987), VAUGHAN & PLUMMER (1990), RAMON & DE BAERDEMAEKER (1994) e RAMON *et al.* (1996), por exemplo, descrevem a realização de pesquisas objetivando a aplicação dos resultados mais recentes da teoria de controle moderno ao controle automático deste tipo de sistema. Vários dos trabalhos consultados na literatura existente sobre o assunto são direcionados para a síntese de controladores ótimos lineares, baseados na minimização de índices de desempenho arbitrários, expressos como funções quadráticas do erro verificado na saída, e do sinal de controle aplicado à entrada da planta controlada.

A síntese de controladores ótimos lineares, por sua vez, pressupõe a disponibilidade de um modelo nominal (linear e invariante no tempo) da referida planta, tanto para a determinação dos ganhos ótimos na realimentação dos estados do sistema, como para a estimação destes estados, nos casos em que os mesmos não se encontram diretamente disponíveis para fins de realimentação. Deve-se notar, ainda, que o nível de desempenho obtido com o sistema resultante está diretamente relacionado ao grau de acurácia com que o modelo nominal é capaz de representar o sistema real, dentro da faixa de frequências de interesse.

O projeto de sistemas ótimos lineares para o controle da altura de corte de colhedoras requer, portanto, que se disponha de um modelo matemático da plataforma de corte, com acurácia minimamente aceitável e conhecida dentro do intervalo de frequências de interesse à aplicação considerada.

Este trabalho descreve a aplicação de dois métodos baseados na resposta em frequência do sistema, para a identificação de modelos matemáticos do dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras.

O primeiro método, apresentado por SCHOUKENS *et al.* (1988), pertence à classe dos estimadores de máxima verossimilhança, ou MLE (do inglês *Maximum Likelihood Estimator*), sendo aplicável a sistemas lineares e não lineares. O método utiliza medições realizadas no domínio do tempo, efetuando as estimações, entretanto, no domínio da frequência. O seu uso requer o conhecimento da função de densidade de probabilidade do ruído presente nas medidas, que pode ser obtida, segundo os autores, a partir da adoção de algumas hipóteses a respeito do ruído e pela escolha adequada de um sistema de medição.

O método consiste na maximização de uma função de verossimilhança, definida como a função de densidade de probabilidade condicional de reconstrução das medidas realizadas a partir de um conjunto de parâmetros, sendo estes últimos restritos pelo modelo teórico considerado.

O segundo método, apresentado por JUANG (1994), consiste, inicialmente, no ajuste da curva de resposta em frequência da planta a um conjunto de dados experimentais, por meio do método dos mínimos quadrados. Em seguida, os parâmetros de Markov do sistema (seqüência de resposta ao pulso unitário) são obtidos a partir da função de resposta em frequência (FRF) resultante do ajuste da curva. Finalmente, um modelo do sistema em espaço de estados é obtido a partir dos parâmetros de Markov, por meio do algoritmo ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*). Este, por sua vez, decompõe uma matriz formada pelos parâmetros de Markov (denominada matriz de Hankel) em valores singulares, e calcula os parâmetros do modelo de estado a partir das matrizes resultantes da decomposição. A ordem do sistema é determinada a partir da magnitude dos valores singulares obtidos. Os valores singulares de pequena magnitude são associados ao efeito de ruídos, sendo, portanto, eliminados. A ordem do sistema é definida como sendo igual ao número de valores singulares preservados.

Ambos os métodos exigem uma certa dose de julgamento por parte do projetista, na definição do número de pólos do sistema. O primeiro método, adicionalmente, exige a arbitragem do número de zeros da planta a ser identificada. Em ambos os casos, a definição do número de pólos e/ou zeros a serem considerados deve ser feita utilizando-se como critério, o nível de ajuste da curva de resposta em frequência do modelo identificado aos dados experimentais disponíveis para o intervalo de frequências de interesse.

Além da identificação dos modelos pelos métodos descritos acima, derivou-se, também, um modelo analítico da planta, a partir do equacionamento matemático da dinâmica do sistema. Este modelo, embora menos preciso do ponto de vista de reprodução dos resultados experimentais, tem por finalidade a verificação da consistência dos modelos identificados, com o sistema físico real. Desta forma, o modelo analítico contribui para aumentar o nível de confiança no modelo nominal a ser utilizado no eventual projeto de um sistema ótimo de controle, além de auxiliar na definição do número de pólos e zeros a serem considerados na aplicação das metodologias descritas anteriormente.

## 4.2. METODOLOGIA

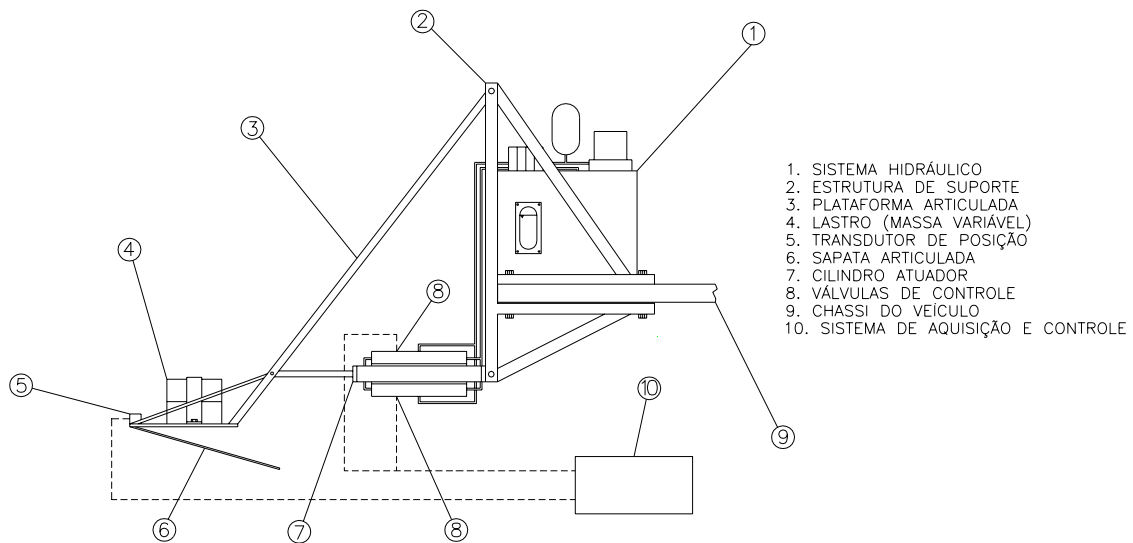
### 4.2.1. Dispositivo simulador da plataforma de corte

O dispositivo simulador da plataforma de corte, representado esquematicamente na Figura 17, é constituído de uma estrutura de suporte (que pode ser instalada sobre o chassi de um veículo elétrico simulando o corpo da colhedora, ou sobre uma bancada especial para a realização de testes em laboratório), da plataforma articulada, provida de meios para fixação de lastros de massa variável, e de um sistema hidráulico dedicado, que supre a demanda energética do sistema de controle de altura da plataforma.

Da mesma forma que na colhedora real, o dispositivo é provido de uma sapata articulada sob a plataforma, que acompanha o perfil do solo, detectando eventuais erros entre as alturas real e desejada. Um transdutor angular potenciométrico acoplado à sapata, gera o sinal de erro, que é enviado a um microcomputador portátil contendo o algoritmo de controle. A cada aquisição, um novo valor para o sinal de controle é calculado e enviado às válvulas eletrohidráulicas, que controlam a pressão aplicada sobre o cilindro atuador. Este, por sua vez, atua no sentido de reposicionar a plataforma na altura desejada.

Embora possua duas válvulas de controle, uma para levantamento e outra para abaixamento da plataforma, o sistema oferece a opção para uso de apenas uma válvula. Neste caso, a atuação no sentido de abaixamento é efetuada pelo peso próprio da plataforma. As condições de operação com uma ou duas válvulas são aqui designadas como **Configuração 1** e **Configuração 2**, respectivamente. Na Configuração 1, o posicionamento da plataforma no ponto de equilíbrio (atuador a meio curso) é obtido mediante a aplicação de um nível DC (*off-set*) à válvula de

controle, compensando o peso próprio da plataforma. Na Configuração 2, este posicionamento é obtido mediante o ajuste do ganho da válvula de levante. Neste caso, o valor do *off-set* é escolhido de forma que as válvulas operem em regiões lineares de suas curvas características. Os valores máximos de amplitude de excitação são estabelecidos de modo que não sejam ultrapassados os cursos máximo e mínimo do cilindro atuador.



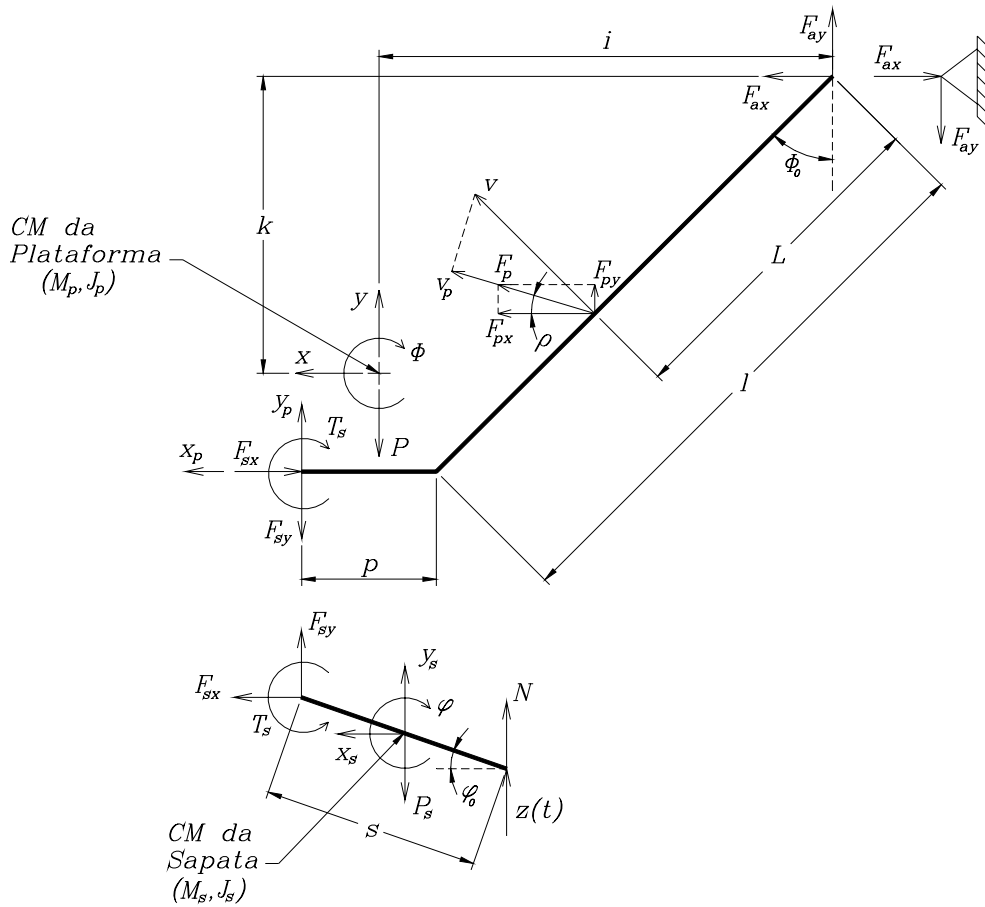
**FIGURA 17:** Dispositivo simulador da plataforma de corte

A obtenção de um modelo matemático para o sistema, resulta na determinação da função de transferência entre o sinal de entrada (tensão elétrica) aplicado às válvulas de controle, e o sinal de saída medido pelo transdutor potenciométrico (deslocamento angular relativo entre a sapata e a plataforma de corte).

As seções seguintes descrevem os procedimentos empregados na obtenção de modelos matemáticos do dispositivo simulador por meio de cada um dos métodos considerados.

#### 4.2.2. Método analítico

A Figura 18 apresenta o diagrama de corpo livre do dispositivo simulador de plataformas de corte.



**FIGURA 18:** Diagrama de corpo livre do dispositivo simulador da plataforma de corte

#### 4.2.2.1. Equações de equilíbrio

Estabeleceremos as equações de equilíbrio considerando a plataforma e a sapata deslocadas de pequenos ângulos  $\phi$  e  $\varphi$ , respectivamente, em relação às suas posições iniciais,  $\phi_0$  e  $\varphi_0$ . As equações foram linearizadas em torno das posições iniciais, desprezando-se os termos de ordem igual ou superior a dois na expansão, em série de Fourier, das equações originais não lineares.

Equilíbrio de momentos em relação ao ponto de articulação da plataforma:

$$F_p \cos \rho (L \cos \phi_0 - L \text{sen} \phi_0 \phi) + F_p \text{sen} \rho (L \text{sen} \phi_0 + L \cos \phi_0 \phi) - P(i + k\phi) - F_{sx} [l \cos \phi_0 - (l \text{sen} \phi_0 + p)\phi] - F_{sy} (l \text{sen} \phi_0 + p + l \cos \phi_0 \phi) + T_s = J_p \ddot{\phi} \quad (22)$$

Equilíbrio de forças na direção y para a plataforma:

$$F_{ay} + F_p \text{sen} \rho - P - F_{sy} = M_p i \ddot{\phi} \quad (23)$$

Equilíbrio de forças na direção x para a plataforma:

$$F_{ax} + F_p \cos \rho - F_{sx} = M_p k \ddot{\phi} \quad (24)$$

Equilíbrio de momentos em relação ao centro de massa da sapata:

$$F_{sy} \frac{s}{2} (\cos \varphi_0 - \text{sen} \varphi_0 \varphi) - F_{sx} \frac{s}{2} (\text{sen} \varphi_0 + \cos \varphi_0 \varphi) - N \frac{s}{2} (\cos \varphi_0 - \text{sen} \varphi_0 \varphi) - T_s = J_s \ddot{\phi} \quad (25)$$

Equilíbrio de forças na direção  $y$  para a sapata:

$$F_{sy} - P_s + N = M_s (l \text{sen} \phi_0 + p) \ddot{\phi} - M_s \frac{s}{2} \cos \varphi_0 \ddot{\phi} \quad (26)$$

Equilíbrio de forças na direção  $x$  para a sapata:

$$F_{sx} = M_s l \cos \phi_0 \ddot{\phi} + M_s \frac{s}{2} \text{sen} \varphi_0 \ddot{\phi} \quad (27)$$

Obtivemos, portanto, um sistema com 6 equações a 6 incógnitas ( $F_{ax}$ ,  $F_{ay}$ ,  $F_{sx}$ ,  $F_{sy}$ ,  $\phi$ ,  $\varphi$ ), tendo por entradas as forças  $F_p$  e  $N$ . Para o caso em que se especifica o deslocamento vertical do ponto da sapata em contato com o solo como uma função arbitrária do perfil do solo,  $z(t)$ , o ângulo  $\varphi$  pode ser expresso como uma função de  $\phi$  e  $z(t)$ . Neste caso, a força  $N$  pode ser calculada, e as entradas do sistema passam a ser  $F_p$  e  $z(t)$ . Manteremos, aqui, a força  $N$ , como uma entrada do sistema.

A força exercida pelo atuador hidráulico,  $F_p$ , pode ser expressa como:

$$F_p = F_1 - F_2 - F_a$$

Onde:

$F_1$  → Força hidráulica de levante

$F_2$  → Força hidráulica de abaixamento

$F_a$  → Força de atrito viscoso atuando sobre o pistão hidráulico

A Figura 19 representa as regiões lineares das curvas de pressão versus tensão das válvulas de controle, para o caso de operação com as duas válvulas (Configuração 2). Da Figura 19, temos que:

$$\text{tg} \theta_1 = \frac{(p_1 - p_{01})}{(u_1 - 0)} = K_1$$

$$p_1 = p_{01} + K_1 u_1$$

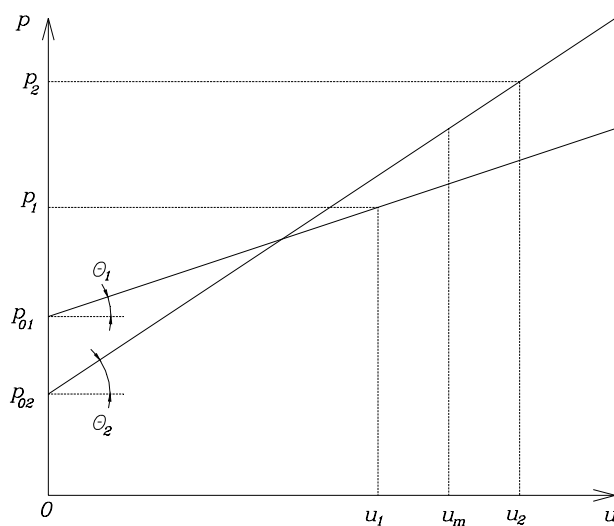
$$\text{tg} \theta_2 = \frac{(p_2 - p_{02})}{(u_2 - 0)} = K_2$$

$$p_2 = p_{02} + K_2 u_2$$

Onde:

$K_1$  → Ganho da válvula 1 (levante)

$K_2$  → Ganho da válvula 2 (abaixamento)



**FIGURA 19:** Região linear das curvas de pressão versus tensão das válvulas de controle

Além disso:

$$F_1 = p_1 A_1$$

$$F_2 = p_2 A_2$$

Onde:

$A_1$  → Área do pistão no lado de levante

$A_2$  → Área do pistão no lado de abaixamento

A diferença nas áreas do pistão nos lados de abaixamento e levante se deve à presença da haste do atuador no lado de abaixamento.

A tensão aplicada às válvulas é composta de um nível DC ( $u_m$ ) e do sinal de controle ( $u$ ), aplicado com sinal invertido em cada uma das válvulas. Assim:

$$u_1 = u_m + u$$

$$u_2 = u_m - u$$

Onde:

$u_m \rightarrow$  Nível DC

$u \rightarrow$  Sinal de controle

O nível DC,  $u_m$ , estabelece o ponto de operação das válvulas nas curvas de pressão versus tensão.

Temos, portanto, que:

$$F_1 = p_{01}A_1 + K_1A_1u_m + K_1A_1u$$

$$F_2 = p_{02}A_2 + K_2A_2u_m - K_2A_2u$$

$$F_1 - F_2 = (p_{01}A_1 + K_1A_1u_m) - (p_{02}A_2 + K_2A_2u_m) + (K_1A_1 + K_2A_2)u$$

A força de atrito viscoso, por sua vez, pode ser expressa como:

$$F_a = \mu v_p = \mu v \cos(\phi_0 - \rho) = \mu L \cos(\phi_0 - \rho) \dot{\phi}$$

Onde:

$\mu \rightarrow$  Constante de amortecimento linear do atuador hidráulico

$v_p \rightarrow$  Velocidade tangencial da plataforma no ponto de conexão ao atuador hidráulico

Assim, a força exercida pelo atuador hidráulico é dada por:

$$F_p = (p_{01}A_1 + K_1A_1u_m) - (p_{02}A_2 + K_2A_2u_m) + (K_1A_1 + K_2A_2)u - [\mu L \cos(\phi_0 - \rho)] \dot{\phi}$$

Ou, simplesmente:

$$F_p = \alpha u - \beta \dot{\phi} + \gamma \tag{28}$$

Com:

$$\alpha = (K_1A_1 + K_2A_2)$$

$$\beta = \mu L \cos(\phi_0 - \rho)$$

$$\gamma = (p_{01}A_1 + K_1A_1u_m) - (p_{02}A_2 + K_2A_2u_m)$$

O torque  $T_s$ , associado ao atrito viscoso existente na articulação entre a plataforma e a sapata, pode ser expresso como:

$$T_s = \xi \dot{\phi} - \xi \dot{\phi} \tag{29}$$

Onde:

$\xi \rightarrow$  Constante de amortecimento angular da articulação da sapata

Decompondo as forças  $F_{sx}$ ,  $F_{sy}$  e  $N$  em suas componentes estáticas e dinâmicas, temos:

$$F_{sx} = F_{sxe} + F_{sxd} \tag{30}$$



$$F_{sy} = F_{sye} + F_{syd} \quad (31)$$

$$N = N_e + N_d \quad (32)$$

Onde, as componentes estáticas correspondem às forças atuantes na condição inicial de equilíbrio estático da plataforma, e as componentes dinâmicas correspondem aos incrementos de força verificados quando da aplicação de um sinal de controle  $u$  às válvulas controladoras, ou devido às forças aplicadas pelo solo à sapata, como resultado de alterações no seu perfil em relação a uma superfície plana de referência.

Introduzindo as equações (28), (29), (30), (31) e (32) nas equações (22), (25), (26) e (27), obtemos:

$$\begin{aligned} & \alpha L \cos \rho \cos \phi_0 u - \alpha L \cos \rho \sin \phi_0 \phi u - \beta L \cos \rho \cos \phi_0 \dot{\phi} + \beta L \cos \rho \sin \phi_0 \phi \dot{\phi} + \\ & + \gamma L \cos \rho \cos \phi_0 - \gamma L \cos \rho \sin \phi_0 \phi + \alpha L \sin \rho \sin \phi_0 u + \alpha L \sin \rho \cos \phi_0 \phi u - \\ & - \beta L \sin \rho \sin \phi_0 \dot{\phi} - \beta L \sin \rho \cos \phi_0 \phi \dot{\phi} + \gamma L \sin \rho \sin \phi_0 + \gamma L \sin \rho \cos \phi_0 \phi - \\ & - P_i - P_k \phi - F_{sxe} l \cos \phi_0 + F_{sxe} (l \sin \phi_0 + p) \phi - F_{sxd} l \cos \phi_0 + F_{sxd} (l \sin \phi_0 + p) \phi - \\ & - F_{sye} (l \sin \phi_0 + p) - F_{sye} l \cos \phi_0 \phi - F_{syd} (l \sin \phi_0 + p) - F_{syd} l \cos \phi_0 \phi + \xi \dot{\phi} - \xi \dot{\phi} = J_p \ddot{\phi} \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} & F_{sye} \frac{s}{2} \cos \varphi_0 - F_{sye} \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \varphi + F_{syd} \frac{s}{2} \cos \varphi_0 - F_{syd} \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \varphi - \\ & - F_{sxe} \frac{s}{2} \sin \varphi_0 - F_{sxe} \frac{s}{2} \cos \varphi_0 \varphi - F_{sxd} \frac{s}{2} \sin \varphi_0 - F_{sxd} \frac{s}{2} \cos \varphi_0 \varphi - \\ & - N_e \frac{s}{2} \cos \varphi_0 + N_e \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \varphi - N_d \frac{s}{2} \cos \varphi_0 + N_d \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \varphi - \xi \dot{\phi} + \xi \dot{\phi} = J_s \ddot{\phi} \end{aligned} \quad (34)$$

$$F_{sye} + F_{syd} - P_s + N_e + N_d = M_s (l \sin \phi_0 + p) \ddot{\phi} - M_s \frac{s}{2} \cos \varphi_0 \ddot{\phi} \quad (35)$$

$$F_{sxe} + F_{sxd} = M_s l \cos \phi_0 \ddot{\phi} + M_s \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \ddot{\phi} \quad (36)$$

Como já mencionado, a condição inicial de equilíbrio do sistema resulta da aplicação de um nível de tensão DC às válvulas de controle, de modo a compensar o peso próprio da plataforma. A componente da força de atuação responsável por este equilíbrio é dada por:

$$\gamma = (p_{01} A_1 + K_1 A_1 u_m) - (p_{02} A_2 + K_2 A_2 u_m)$$

Assim, para um dado ganho da válvula de abaixamento ( $K_2$ ) e um certo nível DC ( $u_m$ ), deve-se escolher  $K_1$  tal que:

$$\gamma L \cos(\phi_0 - \rho) + N_e (l \sin \phi_0 + p) - P_i - P_s (l \sin \phi_0 + p) = 0 \quad (37)$$

Para o caso em que se opera somente com uma das válvulas (Configuração 1), temos:

$$\gamma = (p_{01}A_1 + K_1A_1u_m)$$

Portanto, para um dado ganho da válvula de levante ( $K_I$ ), deve-se escolher  $u_m$ , de modo que seja respeitada a equação (37).

Além disso, para garantir o equilíbrio na condição inicial, devemos ter:

$$N_e s \cos \varphi_0 - P_s \frac{s}{2} \cos \varphi_0 = 0 \quad (38)$$

$$F_{sye} - P_s + N_e = 0 \quad (39)$$

$$F_{sxe} = 0 \quad (40)$$

A configuração empregada nos ensaios de resposta em frequência é tal que, em determinadas condições de excitação do sistema, a sapata pode, eventualmente, perder o contato com a superfície de referência, ficando, assim, sujeita apenas à ação de seu peso próprio e das forças atuando no ponto de articulação com a plataforma. Para que o modelo matemático incorpore este modo de oscilação da sapata, é necessário que o termo associado à atuação da força  $N_e$  (para uma posição deslocada de um ângulo  $\varphi$  em relação à posição de referência) seja eliminado da equação de equilíbrio dinâmico da sapata, ou seja:

$$N_e \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \varphi = 0 \quad (41)$$

Manipulando adequadamente as expressões (33) a (41), obtemos as seguintes equações nas variáveis  $\phi$  e  $\varphi$ :

$$\begin{aligned} & [J_p + M_s l^2 \cos^2 \phi_0 + M_s (l \sin \phi_0 + p)^2] \ddot{\phi} - M_s \frac{s}{2} [l \sin(\phi_0 - \varphi_0) + l \cos(\phi_0 - \varphi_0) \phi + \\ & + p \cos \varphi_0 + p \sin \varphi_0 \phi] \ddot{\varphi} + [\beta L \cos(\phi_0 - \rho) - \beta L \sin(\phi_0 - \rho) \phi + \xi] \dot{\phi} - \xi \dot{\varphi} + \\ & + [\gamma L \sin(\phi_0 - \rho) + \frac{P_s}{2} l \cos \phi_0 + Pk] \phi = \alpha L [\cos(\phi_0 - \rho) - \sin(\phi_0 - \rho) \phi] u + \\ & + [(l \sin \phi_0 + p) + l \cos \phi_0 \phi] N_d \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} & M_s \frac{s}{2} [l \sin(\phi_0 - \varphi_0) + p \cos \varphi_0 - l \cos(\phi_0 - \varphi_0) \varphi - p \sin \varphi_0 \varphi] \ddot{\phi} - \\ & - (J_s + M_s \frac{s^2}{4}) \ddot{\varphi} + \xi \dot{\phi} - \xi \dot{\varphi} - P_s \frac{s}{2} \sin \varphi_0 \varphi = (s \cos \varphi_0 - s \sin \varphi_0 \varphi) N_d \end{aligned} \quad (43)$$

As equações acima contêm os seguintes termos não lineares:

$$\phi \ddot{\varphi}, \varphi \ddot{\phi}, \phi \dot{\phi}, \phi u, \phi N_d, \varphi N_d$$

Para o projeto de controladores ótimos lineares, entretanto, é necessário que se disponha de um modelo linear da planta sob estudo. Para o estabelecimento das equações de equilíbrio, foram considerados pequenos deslocamentos angulares da plataforma de corte e da sapata articulada em torno de suas posições iniciais de referência, ou seja:

$$|\phi| \ll 1, |\varphi| \ll 1$$

Como consequência deste fato, assumiremos que:

$$|l \text{sen}(\phi_0 - \varphi_0) + p \cos \varphi_0| \gg |l \cos(\phi_0 - \varphi_0) + p \text{sen} \varphi_0| \phi$$

$$|l \text{sen}(\phi_0 - \varphi_0) + p \cos \varphi_0| \gg |l \cos(\phi_0 - \varphi_0) + p \text{sen} \varphi_0| \varphi$$

$$|\cos(\phi_0 - \rho)| \gg |\text{sen}(\phi_0 - \rho) \phi|$$

$$|l \text{sen} \phi_0 + p| \gg |l \cos \phi_0 \phi|$$

$$|\cos \varphi_0| \gg |\text{sen} \varphi_0 \varphi|$$

Assim procedendo, obtemos as seguintes equações diferenciais lineares que descrevem, de forma aproximada e para pequenos deslocamentos angulares  $\phi$  e  $\varphi$ , o comportamento dinâmico do dispositivo simulador:

$$\begin{aligned} & [J_p + M_s l^2 \cos^2 \phi_0 + M_s (l \text{sen} \phi_0 + p)^2] \ddot{\phi} - M_s \frac{s}{2} [l \text{sen}(\phi_0 - \varphi_0) + p \cos \varphi_0] \ddot{\varphi} + \\ & + [\beta L \cos(\phi_0 - \rho) + \xi] \dot{\phi} - \xi \dot{\varphi} + [\gamma L \text{sen}(\phi_0 - \rho) + \frac{P_s}{2} l \cos \phi_0 + Pk] \phi = \\ & = \alpha L \cos(\phi_0 - \rho) u + (l \text{sen} \phi_0 + p) N_d \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} & M_s \frac{s}{2} [l \text{sen}(\phi_0 - \varphi_0) + p \cos \varphi_0] \ddot{\phi} - (J_s + M_s \frac{s^2}{4}) \ddot{\varphi} + \xi \dot{\phi} - \xi \dot{\varphi} - \\ & - P_s \frac{s}{2} \text{sen} \varphi_0 \varphi = s \cos \varphi_0 N_d \end{aligned} \quad (45)$$

#### 4.2.2.2. Modelo de estado

Esta seção descreve o procedimento empregado na obtenção de um modelo de estado para o dispositivo simulador de plataformas de corte, a partir do equacionamento estabelecido na seção acima.

As equações (44) e (45) podem ser escritas como:

$$A_1 \ddot{\phi} + A_2 \ddot{\varphi} + A_3 \dot{\phi} + A_4 \dot{\varphi} + A_5 \phi + A_6 \varphi = A_7 u + A_8 N_d$$

$$B_1\ddot{\phi} + B_2\ddot{\varphi} + B_3\dot{\phi} + B_4\dot{\varphi} + B_5\phi + B_6\varphi = B_7u + B_8N_d$$

Definindo as seguintes variáveis de estado:

$$x_1 = \phi, x_2 = \dot{\phi}, x_3 = \varphi, x_4 = \dot{\varphi}$$

Obtemos as seguintes equações de estado:

$$A_1\dot{x}_2 + A_2\dot{x}_4 + A_3x_2 + A_4x_4 + A_5x_1 + A_6x_3 = A_7u + A_8N_d \quad (46)$$

$$B_1\dot{x}_2 + B_2\dot{x}_4 + B_3x_2 + B_4x_4 + B_5x_1 + B_6x_3 = B_7u + B_8N_d \quad (47)$$

Observando que:

$$\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_3 = x_4$$

Podemos escrever em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & A_1 & 0 & A_2 \\ 0 & B_1 & 0 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -A_5 & -A_3 & -A_6 & -A_4 \\ -B_5 & -B_3 & -B_6 & -B_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ A_7 & A_8 \\ B_7 & B_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ N_d \end{bmatrix}$$

Ou, simplesmente:

$$D\dot{X} = EX + FU$$

Assim:

$$\dot{X} = D^{-1}EX + D^{-1}FU$$

Chamando:

$$A_{ha} = D^{-1}E$$

$$B_{ha} = D^{-1}F$$

Resulta:

$$\dot{X} = A_{ha}X + B_{ha}U$$

Definiremos como saída do sistema, ou seja, como variável medida, o ângulo entre a plataforma e a sapata, medido pelo transdutor potenciométrico:

$$Y = \varphi - \phi$$

Para o caso em que a sapata encontra-se apoiada sobre uma superfície plana de referência (configuração empregada nos ensaios de resposta em frequência), o ângulo  $\varphi$  pode ser expresso em função do ângulo  $\phi$ . Para tanto, consideremos o deslocamento vertical do ponto de união entre a plataforma e a sapata:

$$y_p = (l \sin \phi_0 + p) \phi = s \cos \varphi_0 \phi$$

Portanto:

$$\phi = \frac{(l \sin \phi_0 + p)}{s \cos \varphi_0} \phi$$

Logo:

$$Y = \frac{(l \sin \phi_0 + p)}{s \cos \varphi_0} \phi - \phi = \frac{(l \sin \phi_0 + p - s \cos \varphi_0)}{s \cos \varphi_0} \phi = K_{y\phi} \phi = K_{y\phi} x_1$$

Assim:

$$Y = \begin{bmatrix} K_{y\phi} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

Com:

$$K_{y\phi} = \frac{(l \sin \phi_0 + p - s \cos \varphi_0)}{s \cos \varphi_0}$$

Ou, simplesmente:

$$Y = C_{ha} X + D_{ha} U$$

Com:

$$D_{ha} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Assim, o modelo analítico pode ser representado em espaço de estados, como:

$$\dot{X}(t) = A_{ha} X(t) + B_{ha} U(t) \rightarrow \text{Equação de estado} \quad (48)$$

$$Y(t) = C_{ha} X(t) + D_{ha} U(t) \rightarrow \text{Equação de saída} \quad (49)$$

### 4.2.2.3. Parâmetros do modelo matemático

#### 4.2.2.3.1. Características geométricas

Foram medidos os seguintes parâmetros:

*i*: distância horizontal entre o CM e o ponto de articulação da plataforma articulada

*k*: distância vertical entre o CM e o ponto de articulação da plataforma articulada

*l*: distância entre o ponto de articulação da plataforma e o ponto de união da base de sustentação do lastro

$L$ : distância entre o ponto de articulação da plataforma e o ponto de conexão do atuador hidráulico

$p$ : comprimento da base de sustentação do lastro

$s$ : comprimento da sapata articulada

$\phi_0$ : ângulo inicial de referência entre a plataforma articulada e a direção vertical

$\varphi_0$ : ângulo inicial de referência entre a sapata articulada e a direção horizontal

$\rho$ : ângulo entre o cilindro hidráulico e a direção horizontal

**TABELA 11:** Características geométricas do dispositivo simulador de plataformas de corte

<b>Parâmetro</b>	<b>Dimensão</b>
	<b>(m)</b>
$i$	0,654
$k$	0,522
$l$	0,833
$L$	0,635
$p$	0,200
$s$	0,323
$\phi_0$	45 °
$\varphi_0$	19,25 °
$\rho$	16,7 °

#### 4.2.2.3.2. Massas

As massas dos componentes do dispositivo simulador foram já apresentadas no item 3.2.4.2 do Artigo 1. Considera-se, aqui, como massa da plataforma, a massa do conjunto constituído de estrutura da plataforma e lastro.

**TABELA 12:** Massas dos componentes do dispositivo simulador de plataformas de corte

<b>Componente</b>	<b>Massa</b>
	<b>(Kg)</b>
Estrutura da plataforma	18,7

Lastró	40,0
<b>Plataforma</b>	58,7
<b>Sapata</b>	1,3

---

#### 4.2.2.3.3. Momentos de inércia

O Anexo 6 apresenta fotografias da montagem utilizada na determinação do momento de inércia da plataforma. O Anexo 7 contém a descrição detalhada do método empregado para o cálculo dos momentos de inércia da plataforma e da sapata. Daquele anexo, obtemos:

$$J_p = 4,7 \times 10^1 \text{ Kg.m}^2$$

$$J_s = 1,0 \times 10^{-2} \text{ Kg.m}^2$$

#### 4.2.2.3.4. Parâmetros da força exercida pelo atuador hidráulico

Os parâmetros da força exercida pelo atuador hidráulico são dados por:

$$\alpha = (K_1 A_1 + K_2 A_2)$$

$$\beta = \mu L \cos(\phi_0 - \rho)$$

$$\gamma = (p_{01} A_1 + K_1 A_1 u_m) - (p_{02} A_2 + K_2 A_2 u_m)$$

Onde:

$K_1$  → Ganho válvula 1

$K_2$  → Ganho da válvula 2

$A_1$  → Área do pistão no lado de levante da plataforma

$A_2$  → Área do pistão no lado de abaixamento da plataforma

$\mu$  → Constante de amortecimento linear do atuador hidráulico

$L$  → Propriedade geométrica

$\phi_0$  → Propriedade geométrica

$\rho$  → Propriedade geométrica

$p_{01}$  → Pressão inicial da válvula 1

$p_{02}$  → Pressão inicial da válvula 2

$u_m$  → Nível DC aplicado às válvulas

As áreas  $A_1$  e  $A_2$  podem ser calculadas a partir das dimensões do atuador hidráulico (apresentadas no Anexo 1), como:

$$A_1 = \frac{\pi D_1^2}{4} = 5,07 \times 10^{-4} m^2$$

$$A_2 = \frac{\pi(D_1^2 - D_2^2)}{4} = 1,99 \times 10^{-4} m^2$$

Onde:

$D_1$  → Diâmetro do cilindro

$D_2$  → Diâmetro da haste

Os parâmetros  $L$ ,  $\phi_0$  e  $\rho$  são apresentados no item 4.2.2.3.1:

$$L = 0,635 m$$

$$\phi_0 = 45^\circ$$

$$\rho = 16,7^\circ$$

A constante de amortecimento linear do atuador hidráulico ( $\mu$ ) é de determinação experimental não muito simples. Optou-se, assim, pela escolha de um valor para este parâmetro que resultasse na proximidade entre valores teóricos e experimentais para as frequências naturais do sistema. Assim, obteve-se:

$$\mu = 1200 \text{ Kg/s}$$

Os parâmetros  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $p_{01}$  e  $p_{02}$  são determinados pelas curvas de pressão versus tensão ( $p$  x  $u$ ) com que se pretende operar as válvulas de levante e abaixamento. O Anexo 3 contém as curvas características das válvulas de controle para diversas condições de ganho e ajuste de zero. Como mencionado anteriormente, foram utilizadas duas configurações de operação do sistema, cada uma delas com ajustes específicos de zeros e ganhos para as válvulas de controle. Determinaremos, assim, os parâmetros, de forma separada, para cada uma das configurações:

### **Configuração 1:**

Nesta configuração, o sistema é operado somente com a válvula 1 (levante), ajustada para a condição de zero e ganho mínimos. Verificou-se experimentalmente, que para esta condição de operação é necessário aplicar um nível DC de 5,42 Volts para compensar o peso próprio da plataforma. Como se dispõe de resultados experimentais apenas para valores inteiros de tensão (Anexo 3), utilizaremos a inclinação da curva entre os pontos correspondentes às tensões de 5 e 6



Volts para estimar o ganho da válvula ( $K_I$ ). Pela mesma razão, o parâmetro  $p_{0I}$  deve ser estimado por meio da extrapolação daquela região da curva até o ponto em que a mesma cruza com o eixo de pressões. Assim procedendo, obtemos:

$$K_I = 7,8 \times 10^5 \text{ Pa / Volts}$$

$$p_{0I} = -32 \text{ bar} = -3,1 \times 10^6 \text{ Pa}$$

A partir dos valores acima, podemos calcular o nível DC teórico que resulta no atendimento da equação (37).

Temos que:

$$P = M_p g = 58,7,9,81 = 5,76 \times 10^2 \text{ N}$$

$$P_s = M_s g = 1,3,9,81 = 1,3 \times 10^1 \text{ N}$$

Da equação (38):

$$N_e = \frac{P_s}{2} = 6,5 \text{ N}$$

Portanto, da equação (37), obtemos:

$$\gamma = \frac{P_i + P_s (l \sin \phi_0 + p) - N_e (l \sin \phi_0 + p)}{L \cos(\phi_0 - \rho)} = 6,8 \times 10^2 \text{ N.m}$$

Mas, para a Configuração 1, temos que:

$$\gamma = (p_{0I} A_1 + K_I A_1 u_m)$$

Portanto:

$$u_m = \frac{(\gamma - p_{0I} A_1)}{K_I A_1} = 5,7 \text{ Volts}$$

Verifica-se que o valor teórico encontrado para  $u_m$  é ligeiramente superior ao valor experimental de 5,42 Volts, indicando, assim, uma boa concordância entre os valores reais e estimados para os parâmetros  $K_I$  e  $p_{0I}$ .

Os parâmetros  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  para a Configuração 1 podem ser calculados como:

$$\alpha = K_I A_1 = 4,0 \times 10^2 \text{ N / Volts}$$

$$\beta = \mu L \cos(\phi_0 - \rho) = 5,0 \times 10^2 \text{ N.s}$$

$$\gamma = (p_{0I} A_1 + K_I A_1 u_m) = 6,8 \times 10^2 \text{ N.m}$$

**Configuração 2:**

Nesta configuração, o sistema é operado com as válvulas 1 (levantar) e 2 (abaixamento). A válvula 2 é ajustada para a condição de zero e ganho máximos. A válvula 1 é ajustada para a condição de zero máximo e ganho necessário para garantir o equilíbrio da plataforma. Na condição de zero máximo, a pressão inicial da válvula 1 ( $p_{01}$ ) pode assumir qualquer valor entre 23 bar e 31 bar, dependendo do ganho utilizado (como observado nas curvas correspondentes às condições de ganhos máximo e mínimo, apresentadas no Anexo 3). Como não se dispõe, *a priori*, do valor do ganho necessário para garantir o equilíbrio da plataforma, arbitraremos, como estimativa para o valor da pressão inicial, um valor intermediário entre os dois extremos apresentados acima. Assim, tomaremos:

$$p_{01} = 27 \text{ bar} = 2,7 \times 10^6 \text{ Pa}$$

Os valores de ganho e pressão inicial para a válvula 2 podem ser obtidos diretamente da curva correspondente à condição de zero e ganho máximos (Anexo 3), como:

$$K_2 = 2,7 \times 10^6 \text{ Pa / Volts}$$

$$p_{02} = 23 \text{ bar} = 2,3 \times 10^6 \text{ Pa}$$

Escolheremos  $u_m$  de modo que o mesmo se situe no ponto médio da região linear da curva  $p \times u$ , para a condição de operação com zero e ganho máximos. Assim, tomaremos:

$$u_m = 1,50 \text{ Volts}$$

O ganho da válvula 1 ( $K_1$ ) pode ser estimado mediante a imposição da condição de equilíbrio representada pela equação (37). Assim:

$$\gamma = \frac{P_i + P_s(l \sin \phi_0 + p) - N_e(l \sin \phi_0 + p)}{L \cos(\phi_0 - \rho)} = 6,8 \times 10^2 \text{ N.m}$$

Mas, para a Configuração 2, temos que:

$$\gamma = (p_{01}A_1 + K_1A_1u_m) - (p_{02}A_2 + K_2A_2u_m)$$

Ou seja:

$$K_1 = \frac{[\gamma + (p_{02}A_2 + K_2A_2u_m) - p_{01}A_1]}{A_1u_m}$$

Portanto:

$$K_1 = 7,6 \times 10^5 \text{ Pa / Volts}$$

Os parâmetros  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  para a Configuração 2 podem ser calculados como:

$$\alpha = (K_1 A_1 + K_2 A_2) = 9,2 \times 10^2 \text{ N / Volts}$$

$$\beta = \mu L \cos(\phi_0 - \rho) = 5,0 \times 10^2 \text{ N.s}$$

$$\gamma = (p_{01} A_1 + K_1 A_1 u_m) - (p_{02} A_2 + K_2 A_2 u_m) = 6,8 \times 10^2 \text{ N.m}$$

#### 4.2.2.3.5. Constante de amortecimento angular da articulação da sapata

Da mesma forma que a constante de amortecimento linear do atuador hidráulico, a constante de amortecimento angular da articulação da sapata ( $\xi$ ) é de determinação experimental não muito simples. Também aqui, optou-se pela escolha de um valor para este parâmetro que resultasse na proximidade entre valores teóricos e experimentais para as frequências naturais do sistema. Assim, obteve-se:

$$\xi = 0,005 \text{ Kg.m}^2.\text{s}$$

O Anexo 10 contém o programa, em linguagem Matlab, para a derivação do modelo de estado do dispositivo pelo método analítico, bem como para a obtenção de sua resposta em frequência.

#### 4.2.3. Método MLE

Esta seção descreve a aplicação de um método pertencente à classe dos estimadores de máxima verossimilhança (MLE, do inglês *Maximum Likelihood Estimator*), na identificação de um modelo matemático para o dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras.

O método, desenvolvido por SCHOUKENS *et al.* (1988), utiliza medições dos sinais de entrada e saída, obtidas nos ensaios de resposta em frequência do sistema, para obter estimativas ótimas do conjunto de parâmetros que compõem a função de transferência da planta. As estimativas são obtidas por meio da maximização de uma função de verossimilhança, definida como a função de densidade de probabilidade condicional de reconstrução das medidas realizadas, a partir de um conjunto de parâmetros, sendo estes últimos restritos pelo modelo teórico assumido para a planta.

Assumindo-se como hipótese, que os ruídos presentes nas medidas dos sinais de entrada e saída possuem distribuição normal de média nula, e covariância dada por uma matriz diagonal,  $C_z$ , a função densidade de probabilidade condicional de reconstrução das medidas realizadas,  $Z_m$ ,

dados um conjunto estimado de parâmetros da função de transferência,  $pl$ , e um conjunto de estimativas das medidas realizadas,  $Zl$ , pode ser expressa como:

$$P(Zm | pl, Zl) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^M \det(C_z)}} \exp[-(Zm - Zl)' C_z^{-1} (Zm - Zl) / 2] \quad (50)$$

Onde:

$Zm = (ARm \ AIm \ BRm \ BIm) \rightarrow$  Vetor de medidas realizadas

$Zl = (AIR \ AII \ BIR \ BII) \rightarrow$  Vetor de estimativas das medidas realizadas

$pl \rightarrow$  Vetor de estimativas dos parâmetros da função de transferência

$C_z \rightarrow$  Matriz de covariância dos ruídos nas medidas

$M = 2(ni + no) \rightarrow$  Número de graus de liberdade

$A \rightarrow$  Coeficientes de Fourier do sinal de entrada

$B \rightarrow$  Coeficientes de Fourier do sinal de saída

$R \rightarrow$  Índice representando a parte real do coeficiente de Fourier

$I \rightarrow$  Índice representando a parte imaginária do coeficiente de Fourier

$m \rightarrow$  Índice representando medida realizada

$l \rightarrow$  Índice representando estimativa

$ni \rightarrow$  Número de coeficientes de Fourier do sinal de entrada

$no \rightarrow$  Número de coeficientes de Fourier do sinal de saída

Os sinais de entrada e saída se relacionam por meio de uma função de transferência de estrutura conhecida, ou seja:

$$B_k = \frac{T(p, \omega_k)}{N(p, \omega_k)} A_k \quad (51)$$

Onde:

$\omega_k \rightarrow$   $k$ -ésima frequência harmônica da expansão dos sinais em séries de Fourier

$A_k \rightarrow$   $k$ -ésimo coeficiente de Fourier do sinal de entrada

$B_k \rightarrow$   $k$ -ésimo coeficiente de Fourier do sinal de saída

$p \rightarrow$  Parâmetros da função de transferência (a serem estimados)

$T(p, \omega_k) \rightarrow$  Numerador da função de transferência (polinômio de ordem arbitrária)

$N(p, \omega_k) \rightarrow$  Denominador da função de transferência (polinômio de ordem arbitrária)

A maximização da expressão (50), restrita pela expressão (51), pode ser obtida por meio da minimização da seguinte função custo, também restrita pela expressão (51):

$$K = (Zm - Zl)' C_z^{-1} (Zm - Zl) \quad (52)$$

De modo a simplificar a solução, os autores propõem a introdução de multiplicadores de Lagrange na expressão (52). Impondo condições de mínimo à expressão resultante (derivadas parciais nulas), obtém-se uma nova função custo, dependente somente dos parâmetros medidos e das estimativas dos parâmetros da função de transferência:

$$K1 = \sum_{k=1}^{ni} \frac{ERm_k^2(Am, Bm, pl) + EIm_k^2(Am, Bm, pl)}{S_{ek}^2(pl)} \quad (53)$$

Onde:

$$ERm_k = \text{Re}[T(pl, \omega_k)Am_k - N(pl, \omega_k)Bm_k]$$

$$EIm_k = \text{Im}[T(pl, \omega_k)Am_k - N(pl, \omega_k)Bm_k]$$

$$S_{ek}^2(pl) = \sigma_{ak}^2 [TR_k^2(pl) + TI_k^2(pl)] + \sigma_{bk}^2 [NR_k^2(pl) + NI_k^2(pl)]$$

$$\sigma_{ak}^2 \rightarrow \text{Variância do ruído no sinal de entrada}$$

$$\sigma_{bk}^2 \rightarrow \text{Variância do ruído no sinal de saída}$$

Finalmente, utiliza-se um algoritmo apropriado (Newton-Gauss, Levenberg-Marquardt, Newton-Raphson, Decomposição em valores singulares, etc) para a obtenção de estimativas ótimas,  $pl^*$ , dos parâmetros da função de transferência que minimizem a função  $K1$ .

O programa Matlab contém uma série de funções que possibilitam a solução do problema de forma sistemática. Assim, para a obtenção do vetor de Fourier, contendo os coeficientes de Fourier dos sinais de entrada e saída em forma compatível com o algoritmo de minimização, utiliza-se a função 'expfou' :

$$fvect = \text{expfou}(vfreq, x, y, [1 : \text{length}(x) / \text{length}(vfreq)])$$

Onde:

$$fvect \rightarrow \text{Vetor de Fourier}$$

$$vfreq \rightarrow \text{Vetor de frequências utilizadas nos ensaios de resposta em frequência}$$

$$x \rightarrow \text{Vetor dos coeficientes de Fourier do sinal de entrada}$$

$$y \rightarrow \text{Vetor dos coeficientes de Fourier do sinal de saída}$$

As covariâncias dos sinais de entrada e saída podem ser obtidas por meio da função 'varanal':

```
[vx,vy,cxy]=varanal(fvect,[1:length(x)/length(vfreq)])
```

Onde:

vx → Vetor de variâncias do sinal de entrada

vy → Vetor de variâncias do sinal de saída

cxy → Vetor de covariâncias entre os sinais de entrada e saída

O vetor de covariâncias, a ser utilizado pelo algoritmo de minimização, pode ser obtido por meio da função 'expvar':

```
vvect=expvar(vx,vy,cxy)
```

Onde:

vvect → Vetor de covariâncias

O processo de minimização, que resulta na obtenção de estimativas ótimas para os parâmetros da função de transferência (coeficientes dos polinômios do numerador e denominador), é executado pela rotina 'elis':

```
[pvect,fit]=elis(fvect,vvect,['s',nz,np],[],[ 's', 's',100])
```

Onde:

pvect → Vetor contendo estimativas dos parâmetros da função de transferência

fit → Vetor contendo informações estatísticas sobre o processo de minimização

s → Domínio de tempo contínuo

nz → Ordem do polinômio numerador da função de transferência (arbitrária)

np → Ordem do polinômio denominador da função de transferência (arbitrária)

s → Algoritmo de minimização (decomposição em valores singulares)

s → Definição dos valores iniciais (decomposição em valores singulares)

100 → Número máximo de iterações

Como já mencionado anteriormente, a definição das ordens dos polinômios que compõem o numerador e o denominador da função de transferência deve ser feita utilizando-se como critério de adequação, o nível de ajuste da curva de resposta em frequência do modelo aos dados experimentais. Além disso, parece natural que se assumam, inicialmente, ordens iguais às aquelas obtidas para o modelo analítico derivado anteriormente. Assim, arbitrou-se  $nz=2$  e  $np=4$ .

Os polinômios que definem o numerador e o denominador da função de transferência identificada podem ser obtidos a partir do vetor `pvect`, por meio da função `'imppar'`:

```
[domain,numh,denh]=imppar(pvect)
```

Onde:

`domain` → Domínio de tempo contínuo (s)

`numh` → Estimativa do polinômio do numerador da função de transferência

`denh` → Estimativa do polinômio do denominador da função de transferência

Finalmente, os parâmetros do modelo em espaço de estados podem ser obtidos por meio da função `'tf2ss'`, como:

```
[Ahm,Bhm,Chm,Dhm]=tf2ss(numh,denh)
```

Onde:

$A_{hm}$  → Estimativa da matriz de estado

$B_{hm}$  → Estimativa da matriz de entrada

$C_{hm}$  → Estimativa da matriz de saída

$D_{hm}$  → Estimativa da matriz de transmissão direta

E o modelo identificado pelo método MLE pode ser representado em espaço de estados, como:

$$\dot{X}(t) = A_{hm}X(t) + B_{hm}U(t) \rightarrow \text{Equação de estado} \quad (54)$$

$$Y(t) = C_{hm}X(t) + D_{hm}U(t) \rightarrow \text{Equação de saída} \quad (55)$$

O Anexo 10 contém o programa, em linguagem Matlab, para a identificação de um modelo de estado do dispositivo simulador pelo método MLE, bem como para a obtenção de sua resposta em frequência.

#### 4.2.4. Método ERA

Esta seção descreve a aplicação do método ERA (do inglês *Eigensystem Realization Algorithm*), desenvolvido por JUANG (1994), na identificação de um modelo matemático para o dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras.

O método utiliza os princípios da teoria de realização mínima de sistemas para obter uma representação da planta em espaço de estados a partir de estimativas dos parâmetros de Markov (seqüência de resposta do sistema ao pulso unitário). Os parâmetros de Markov são estimados por

meio do ajuste da curva de resposta em frequência do sistema a um conjunto de dados experimentais, utilizando-se o método dos mínimos quadrados.

Consideremos o sistema submetido a uma excitação senoidal conhecida:

$$u(k) = \text{sen}(\omega k \Delta t) = \frac{e^{j\omega k \Delta t} - e^{-j\omega k \Delta t}}{2j} \quad (56)$$

Onde:

$$j = \sqrt{-1}$$

$\omega$  → Frequência de excitação

$k$  → Número da amostra

$\Delta t$  → Período de amostragem

O sinal de saída pode ser obtido, como:

$$y(k) = |G(z)| \text{sen}(\omega k \Delta t + \psi) \quad (57)$$

Onde:

$$G(z) = \sum_{\tau=0}^{\infty} Y_{\tau} z^{-\tau} \rightarrow \text{Função de resposta em frequência do sistema (FRF)}$$

$z = e^{j\omega \Delta t}$  → Variável complexa no domínio de tempo discreto

$Y_{\tau}$  → Parâmetros de Markov (seqüência de resposta do sistema ao pulso unitário)

$\psi$  → Fase do sinal de saída em relação ao sinal de entrada

Temos que:

$$|G(z)| = \sqrt{\{\text{Re}[G(z)]\}^2 + \{\text{Im}[G(z)]\}^2}$$

$$\psi = \arg[G(z)] = \text{tg}^{-1} \frac{\text{Im}[G(z)]}{\text{Re}[G(z)]}$$

Ou, ainda:

$$G(z) = |G(z)| e^{j\psi}$$

$|G(z)|$  e  $\psi$  podem ser obtidos diretamente dos resultados dos ensaios de resposta em frequência (Diagramas de Bode), para cada uma das frequências de excitação utilizadas.

Definindo:

$$Q(z_k) = I_r + Q_1 z_k^{-1} + \dots + Q_p z_k^{-p}$$



$$R(z_k) = R_0 + R_1 z_k^{-1} + \dots + R_p z_k^{-p}$$

Onde:

$$Q_i \rightarrow r \times r$$

$$R_i \rightarrow m \times r$$

$r \rightarrow$  Número de entradas do sistema

$m \rightarrow$  Número de saídas do sistema

$n \rightarrow$  Ordem do sistema a ser identificado (arbitrada pelo projetista)

$p \rightarrow$  Ordem dos polinômios  $Q(z_k)$  e  $R(z_k)$  (arbitrária, desde que maior ou igual a  $n/m$ )

A função de resposta em frequência do sistema (que pode ser interpretada como função de transferência, para os casos em que o sistema é excitado senoidalmente) pode ser descrita como:

$$G(z_k) = \underbrace{\bar{Q}^{-1}(z_k)}_1 \bar{R}(z_k) = \underbrace{R(z_k)Q^{-1}(z_k)}_2$$

1: descrição por fração matricial esquerda

2: descrição por fração matricial direita

Para os casos em que  $m$  (número de saídas do sistema) é maior que  $r$  (número de entradas do sistema) deve-se utilizar a descrição por fração matricial esquerda, e, para os casos em que  $r$  é maior que  $m$ , deve-se utilizar a descrição por fração matricial direita. No nosso caso,  $r = m = 1$  e, portanto, pode-se empregar qualquer das descrições. Utilizaremos a descrição por fração matricial direita para obter uma estimativa do modelo, assim:

$$G(z_k)Q(z_k) = R(z_k) \quad (58)$$

Ou seja:

$$G(z_k) = -G(z_k)Q_1 z_k^{-1} - \dots - G(z_k)Q_p z_k^{-p} + R_0 + R_1 z_k^{-1} + \dots + R_p z_k^{-p} \quad (59)$$

A equação acima é uma equação linear em  $Q_i$  e  $R_i$  para  $i = 1, 2, \dots, p$ , sendo  $G(z_k)$  conhecida para:

$$z_k = e^{j\omega_k \Delta t}$$

Com:

$$\omega_k = 2\pi f_k \rightarrow \text{Frequência de excitação}$$

$$\Delta t \rightarrow \text{Período de amostragem}$$

Para diferentes valores de  $z_k$ , a equação (59) pode ser escrita em forma matricial como:

$$\Psi = \Phi \Theta \quad (60)$$

Onde:

$$\Phi = \begin{bmatrix} G(z_1)z_1^{-1} & \cdots & G(z_1)z_1^{-p} & I_m & z_1^{-1}I_m & \cdots & z_1^{-p}I_m \\ G(z_2)z_2^{-1} & \cdots & G(z_2)z_2^{-p} & I_m & z_2^{-1}I_m & \cdots & z_2^{-p}I_m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G(z_l)z_l^{-1} & \cdots & G(z_l)z_l^{-p} & I_m & z_l^{-1}I_m & \cdots & z_l^{-p}I_m \end{bmatrix}$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} -Q_1 \\ \vdots \\ -Q_p \\ R_0 \\ \vdots \\ R_1 \\ R_p \end{bmatrix} ; \quad \Psi = \begin{bmatrix} G(z_1) \\ G(z_2) \\ \vdots \\ G(z_l) \end{bmatrix}$$

$z_1 \rightarrow$  Primeira frequência utilizada no levantamento do Diagrama de Bode

$z_l \rightarrow$  Última frequência utilizada no levantamento do Diagrama de Bode

Desta forma, utilizando uma quantidade suficientemente grande de frequências de excitação (a quantidade de frequências de excitação deve ser bem maior que o número de parâmetros a serem estimados), pode-se obter uma estimativa dos parâmetros  $Q_i$  e  $R_i$  pelo método dos mínimos quadrados, como:

$$\hat{\Theta} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\Phi) \\ \text{Im}(\Phi) \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} \text{Re}(\Psi) \\ \text{Im}(\Psi) \end{bmatrix}$$

Onde  $A^+$  representa a pseudo-inversa da matriz A, ou seja:

$$A^+ = V_1 S^{-1} U_1^T = V_1 \text{diag}[\sigma_1^{-1}, \sigma_2^{-1}, \dots, \sigma_r^{-1}] U_1^T$$

Onde:

$V_1 \rightarrow$  Matriz dos auto-vetores de  $AA^T$

$U_1 \rightarrow$  Matriz dos auto-vetores de  $A^T A$

$\sigma_i \rightarrow$  Valores singulares de A

Após obter:

$$\hat{\Theta} = [-\hat{Q}_1 \quad \cdots \quad -\hat{Q}_p \quad \hat{R}_0 \quad \hat{R}_1 \quad \cdots \quad \hat{R}_p]'$$

Podemos reescrever a equação (58) como:

$$\hat{G}(z_k) \hat{Q}(z_k) = \hat{R}(z_k)$$

Ou, ainda:

$$\left(\sum_{i=0}^{\infty} \hat{Y}_i z^{-i}\right) \left(\sum_{i=0}^p \hat{Q}_i z^{-i}\right) = \sum_{i=0}^p \hat{R}_i z^{-i} \quad (61)$$

Onde:  $Q_0 = I_r$

Igualando os termos de mesma potência de  $z$  na equação acima, temos:

$$\hat{Y}_0 = \hat{D} = \hat{R}_0$$

$$\hat{Y}_k = \hat{R}_k - \sum_{i=1}^k \hat{Y}_{k-i} \hat{Q}_i \quad ; \quad k = 1, 2, \dots, p$$

$$\hat{Y}_k = -\sum_{i=1}^p \hat{Y}_{k-i} \hat{Q}_i \quad ; \quad k = (p+1), \dots, \infty$$

$\hat{Y}_i \rightarrow$  Estimativas dos parâmetros de Markov do sistema

Tendo obtido estimativas dos parâmetros de Markov do sistema, podemos construir a matriz de Hankel,  $H(0)$ , e a matriz de Hankel deslocada,  $H(1)$ , definidas como:

$$H(0) = \begin{bmatrix} \hat{Y}_1 & \hat{Y}_2 & \dots & \hat{Y}_\beta \\ \hat{Y}_2 & \hat{Y}_3 & \dots & \hat{Y}_{1+\beta} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{Y}_\alpha & \hat{Y}_{1+\alpha} & \dots & \hat{Y}_{\alpha+\beta-1} \end{bmatrix}$$

$$H(1) = \begin{bmatrix} \hat{Y}_2 & \hat{Y}_3 & \dots & \hat{Y}_{1+\beta} \\ \hat{Y}_3 & \hat{Y}_4 & \dots & \hat{Y}_{2+\beta} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{Y}_{1+\alpha} & \hat{Y}_{2+\alpha} & \dots & \hat{Y}_{\alpha+\beta} \end{bmatrix}$$

Onde:

$$\alpha \geq n$$

$$\beta \geq n$$

$n \rightarrow$  Ordem do sistema a ser identificado (arbitrou-se  $n = 4$ )

Efetuada a decomposição de  $H(0)$  em valores singulares, obtemos:

$$H(0) = [R_n \mid R_0] \begin{bmatrix} \Sigma_n & \vdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \Sigma_0 \end{bmatrix} [S_n \mid S_0]^T \quad (62)$$

Definindo:

$$E_r = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T \rightarrow n \times 1$$

$$E_m = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T \rightarrow n \times 1$$

Estimativas dos parâmetros-matrizes do modelo de estado do sistema podem ser obtidas como:

$$A_{he} = \Sigma_n^{-1/2} R_n^T H(1) S_n \Sigma_n^{-1/2} \quad (63)$$

$$B_{he} = \Sigma_n^{1/2} S_n^T E_r \quad (64)$$

$$C_{he} = E_m^T R_n \Sigma_n^{1/2} \quad (65)$$

$$D_{he} = \hat{Y}_0 \quad (66)$$

Onde:

$A_{he}$  → Estimativa da matriz de estado

$B_{he}$  → Estimativa da matriz de entrada

$C_{he}$  → Estimativa da matriz de saída

$D_{he}$  → Estimativa da matriz de transmissão direta

E o modelo identificado pelo método ERA pode ser representado em espaço de estados, como:

$$\dot{X}(t) = A_{he} X(t) + B_{he} U(t) \rightarrow \text{Equação de estado} \quad (67)$$

$$Y(t) = C_{he} X(t) + D_{he} U(t) \rightarrow \text{Equação de saída} \quad (68)$$

O Anexo 10 contém o programa, em linguagem Matlab, para a identificação de um modelo de estado do dispositivo simulador pelo método ERA, bem como para a obtenção de sua resposta em frequência.

#### 4.2.5. Ensaios de resposta em frequência

##### 4.2.5.1. Resposta em frequência do dispositivo simulador

Os modelos derivados anteriormente fornecem possíveis representações matemáticas para o dispositivo simulador de plataformas de corte. A adequação dos diferentes modelos pode ser avaliada 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.

O intervalo de frequências de interesse, por sua vez, deve ser estabelecido a partir do conhecimento das condições reais de operação do sistema. Para colhedoras operando a campo, uma frequência típica de excitação pode ser estimada, por exemplo, para a condição em que a

colhedora se movimenta transversalmente às linhas de plantio. Neste caso, os camaleões verificados nas linhas de plantio, em decorrência da operação de cultivo, podem ser representados, de forma aproximada, por um perfil senoidal de solo. Considerando uma distância entre linhas de 0,5 m e uma velocidade de deslocamento da colhedora de 5 Km/h, podemos estimar a frequência da excitação em, aproximadamente, 2,8 Hz. Analogamente, pode-se estimar frequências de excitação correspondentes a outras condições de operação da máquina. A partir da definição do conjunto de todas as frequências típicas de excitação, estabelece-se o intervalo de frequências de interesse.

No nosso caso, como trata-se de um dispositivo experimental em escala reduzida, tendo por objetivo o estudo do problema de controle de altura da plataforma e a avaliação preliminar de estratégias alternativas de controle, arbitraremos um intervalo de frequências definido pelos limites de 0,1 e 5 Hz. São apresentadas, abaixo, as condições de realização dos ensaios de resposta em frequência do sistema:

Frequência inicial: 0,1 Hz

Frequência final: 5 Hz

Incremento de frequência: 0,1 Hz

Frequência de amostragem: 100 Hz

Número de amostras por ensaio: 1024

Duração do ensaio: 10 s

Número de ensaios por frequência: 3

Número total de ensaios: 150

Sinal de entrada: tensão aplicada à válvula de controle ( $-5 < u < +5$  VDC)

Sinal de saída: posição lida pelo transdutor angular ( $-0,309 < Y < +0,309$  rd)

A amplitude máxima do sinal de saída é calculada a partir do ganho do conjunto sapata / transdutor e da amplitude máxima do sinal fornecido pelo transdutor angular, como:

$U_{inf} = 2,87$  Volts → Tensão máxima lida pelo transdutor (plataforma na posição inferior)

$U_{sup} = 1,76$  Volts → Tensão mínima lida pelo transdutor (plataforma na posição superior)

$\Delta U = \frac{2,87 - 1,76}{2} = 0,555$  Volts → Amplitude máxima do sinal fornecido pelo transdutor

$K_{st} = -0,556$  rd/Volts → Ganho do conjunto sapata / transdutor

$$\Delta Y = |K_{sr}| \Delta U = 0,309 \text{ rd} \rightarrow \text{Amplitude máxima do sinal de saída}$$

#### 4.2.5.2. Resposta em frequência das válvulas de controle

A observação da expressão adotada para a força exercida pelo atuador hidráulico [equação (28)], indica que foi assumido, como hipótese, o relacionamento proporcional entre o sinal de controle e a saída das válvulas (pressão fornecida ao atuador). Tal hipótese decorre do formato observado para as curvas de pressão versus tensão, levantadas para as válvulas de controle com diferentes condições de ajuste (Anexo 3). Ocorre, entretanto, que as referidas curvas são obtidas por meio de ensaios estáticos, aplicando-se um nível de tensão constante à válvula, e medindo-se a pressão de saída. A expressão da força exercida pelo atuador não incorpora, portanto, eventuais efeitos dinâmicos associados às válvulas de controle. Com a finalidade de se confirmar a validade da hipótese assumida, pelo menos dentro do intervalo de frequências de interesse, foram realizados ensaios de resposta em frequência das válvulas nas seguintes condições:

Frequência inicial: 1 Hz

Frequência final: 25 Hz

Incremento de frequência: 1 Hz

Frequência de amostragem: 100 Hz

Número de amostras por ensaio: 1024

Duração do ensaio: 10 s

Número de ensaios por frequência: 2

Número total de ensaios: 50

Sinal de entrada: tensão aplicada à válvula de controle ( $-5 < u < +5$  VDC)

Sinal de saída: tensão fornecida pelo transdutor de pressão ( $0 < u_p < +10$  VDC)

A tensão fornecida pelo transdutor pode ser convertida em pressão a partir da curva característica (tensão x pressão), apresentada no Anexo 3.

### 4.3. RESULTADOS

São apresentados, a seguir, os resultados obtidos na derivação de modelos matemáticos do dispositivo simulador pelos três métodos considerados, bem como os Diagramas de Bode

correspondentes a cada um dos modelos. São apresentados, também, resultados dos ensaios de resposta em frequência realizados com a válvula de controle.

#### 4.3.1. Método analítico

##### Configuração 1

##### Parâmetros do modelo de estado:

Aha =

$$\begin{bmatrix} 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ -10.6314 & -7.8219 & -0.0373 & -0.0002 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 \\ -27.9960 & -20.4839 & -15.5635 & -0.1143 \end{bmatrix}$$

Bha =

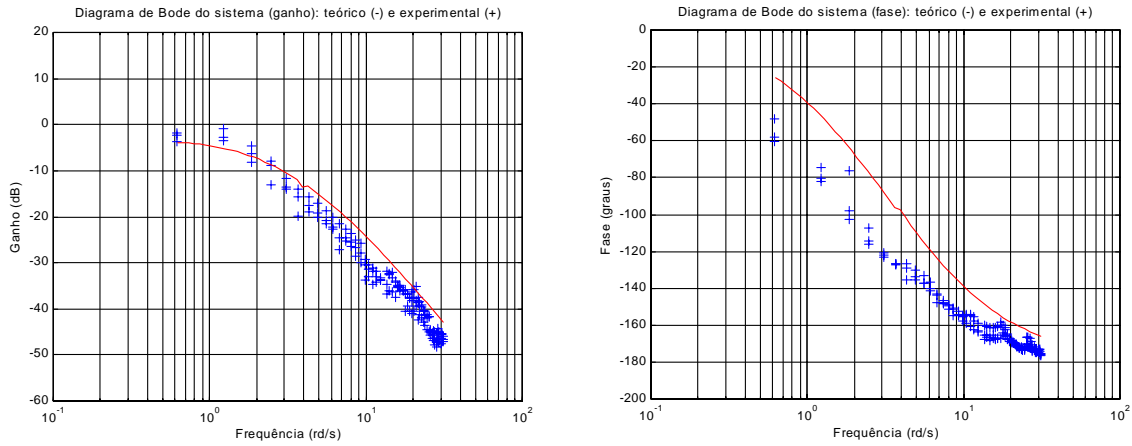
$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 4.6105 & -0.0003 \\ 0 & 0 \\ 12.1411 & -6.9459 \end{bmatrix}$$

Cha = [ 1.5875 0 0 0]

Dha = [0 0]

Observa-se, na Figura 20, uma concordância satisfatória entre resultados teóricos e experimentais no diagrama de ganho. Os resultados para a fase, entretanto, apresentam uma discordância significativa ( $30^\circ$ ) nas frequências mais baixas, tendendo a se aproximar nas frequências mais altas. Ambos os diagramas indicam um modo sub-amortecido de oscilação da sapata, com frequência natural próxima de 4 rd/s.

## Diagramas de Bode:



**FIGURA 20:** Diagramas de Bode do modelo analítico (Configuração 1)

## Configuração 2

### Parâmetros do modelo de estado:

Aha =

0	1.0000	0	0
-10.6314	-7.8219	-0.0373	-0.0002
0	0	0	1.0000
-27.9960	-20.4839	-15.5635	-0.1143

Bha =

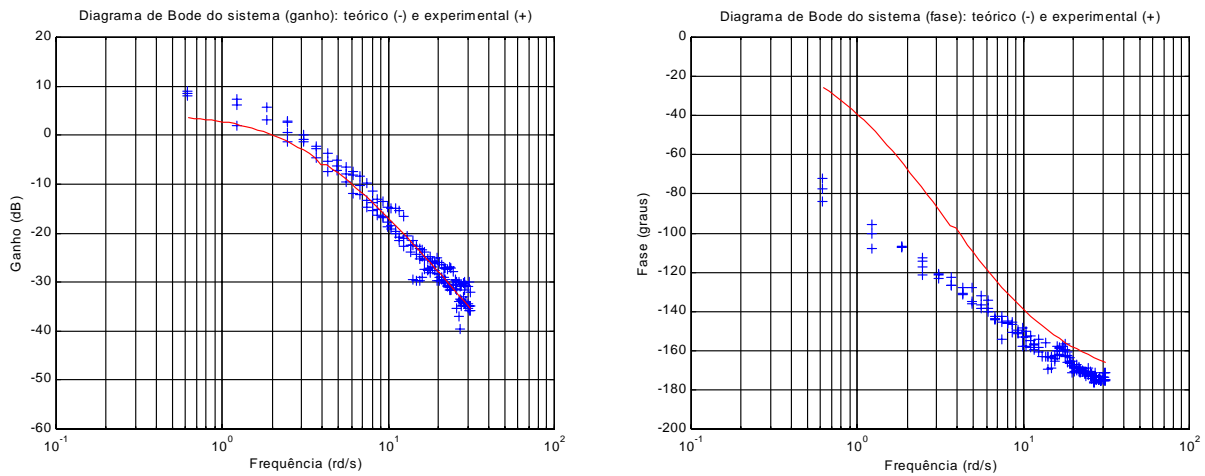
0	0
10.7565	-0.0003
0	0
28.3256	-6.9459

Cha = [1.5875    0    0    0]

Dha = [0    0]



## Diagramas de Bode:



**FIGURA 21:** Diagramas de Bode do modelo analítico (Configuração 2)

A Figura 21 indica uma concordância satisfatória entre resultados teóricos e experimentais no diagrama de ganho, especialmente para frequências acima de 1 Hz. As fases teóricas e experimentais apresentam discordância significativa ( $50^\circ$ ) nas frequências mais baixas, tendendo a se aproximar com o aumento da frequência. Ambos os diagramas indicam um modo sub-amortecido de oscilação da sapata, com frequência natural próxima de 4 rd/s.

### 4.3.2. Método MLE

#### Configuração 1

#### Parâmetros do modelo de estado:

Ahm =

1.0e+003 \*

-0.0059 -0.5894 -3.2238 -1.4523

0.0010 0 0 0

0 0.0010 0 0

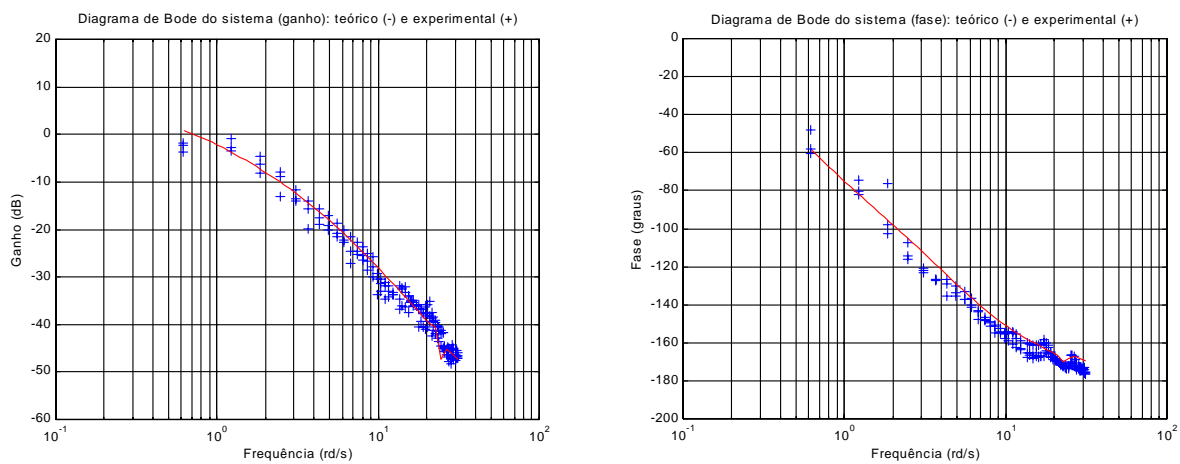
0 0 0.0010 0

$$B_{hm} = [ 1 \ 0 \ 0 \ 0 ]^T$$

$$C_{hm} = 1.0e+003 * [0 \ 0.0044 \ 0.0012 \ 2.6054]$$

$$D_{hm} = 0$$

### Diagramas de Bode:



**FIGURA 22:** Diagramas de Bode do modelo MLE (Configuração 1)

Observa-se, na Figura 22, uma concordância satisfatória entre resultados teóricos e experimentais nos diagramas de ganho e de fase. Ambos os diagramas indicam um modo sub-amortecido de vibração da sapata, com frequência natural próxima de 24 rd/s.

### Configuração 2

#### Parâmetros do modelo de estado:

$$A_{hm} =$$

$$1.0e+003 * \begin{bmatrix} -0.0082 & -0.7961 & -6.3586 & -1.4794 \\ 0.0010 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0010 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

0 0 0.0010 0

$$B_{hm} = [ 1 \ 0 \ 0 \ 0 ]^T$$

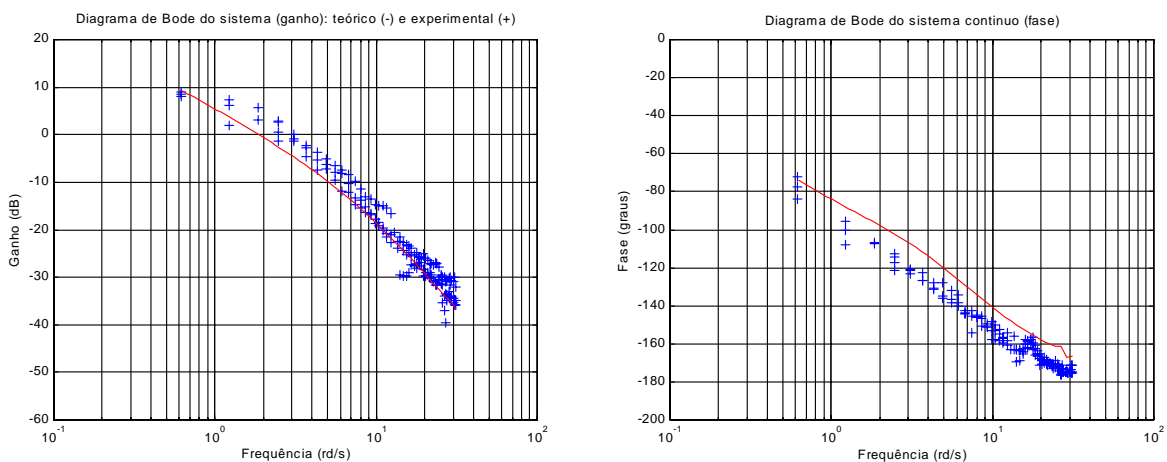
$C_{hm} =$

1.0e+004 \*

0 0.0015 0.0004 1.1977

$D_{hm} = 0$

### Diagramas de Bode:



**FIGURA 23:** Diagramas de Bode do modelo MLE (Configuração 2)

A Figura 23 indica uma concordância satisfatória entre resultados teóricos e experimentais nos diagramas de ganho e de fase. Verifica-se, no entanto, um pequeno deslocamento (10<sup>0</sup>) dos resultados teóricos de fase em relação aos resultados experimentais. Ambos os diagramas indicam um modo sub-amortecido de vibração da sapata, com frequência natural próxima de 28 rd/s.

### 4.3.3. Método ERA

#### Configuração 1

**Parâmetros do modelo de estado:**

Ahe =

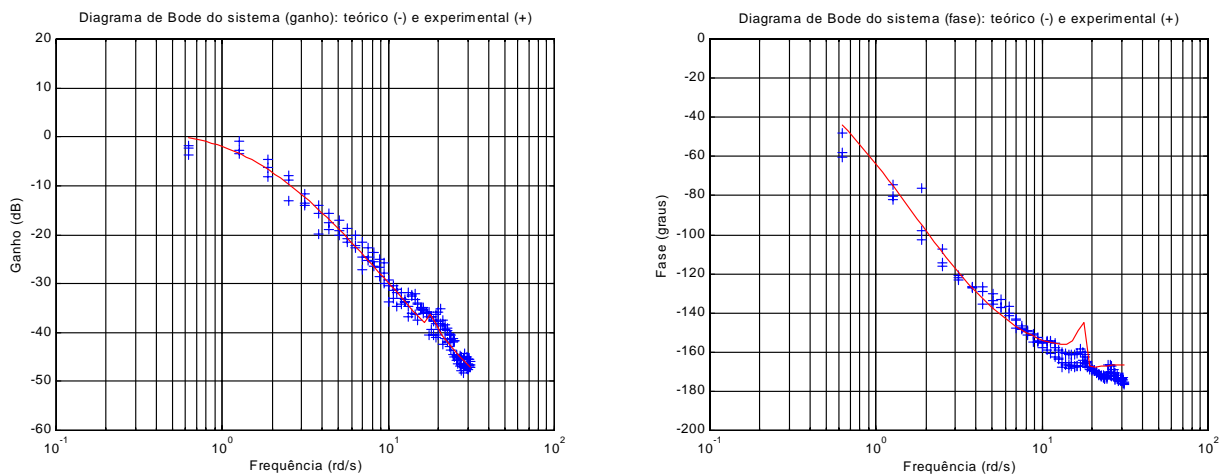
19.7842	-21.6630	-0.0044	0.0906
21.6630	-22.8398	1.6040	0.0365
0.0044	1.6040	-85.1842	-85.8856
0.0906	-0.0365	85.8856	82.8647

Bhe = [0.2586 -0.2422 0.0031 -0.0008]<sup>T</sup>

Che = [0.1982 0.1197 -0.0006 0.0000]

Dhe = [-8.4324e-004]

**Diagramas de Bode:**



**FIGURA 24:** Diagramas de Bode do modelo ERA (Configuração 1)

A Figura 24 indica uma concordância bastante satisfatória entre resultados teóricos e experimentais nos diagramas de ganho e fase. Ambos os diagramas indicam um modo sub-amortecido de vibração da sapata, com frequência natural próxima de 18 rd/s.

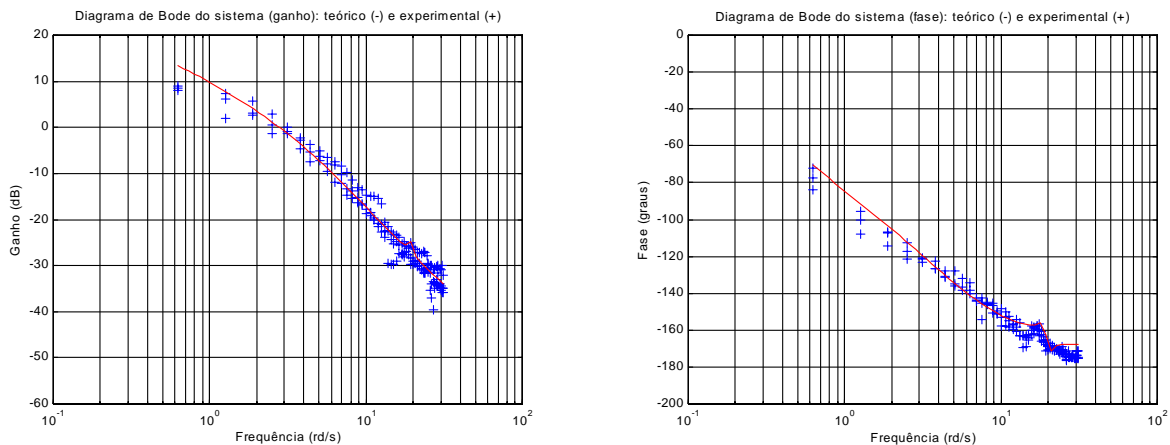
## Configuração 2

### Parâmetros do modelo de estado:

Ahe =

$$\begin{bmatrix} 19.8754 & -21.8928 & -0.1454 & 0.0403 \\ 21.8928 & -23.8239 & 2.7488 & 0.0417 \\ 0.1454 & 2.7488 & -11.8991 & -22.4233 \\ 0.0403 & -0.0417 & 22.4233 & 9.9406 \end{bmatrix}$$
$$Bhe = [0.5142 \quad -0.4943 \quad 0.0086 \quad -0.0008]^T$$
$$Che = [0.3955 \quad 0.2435 \quad -0.0020 \quad 0.0000]$$
$$Dhe = [-0.0059]$$

### Diagramas de Bode:



**FIGURA 25:** Diagramas de Bode do modelo ERA (Configuração 2)

A Figura 25 indica uma concordância bastante satisfatória entre resultados teóricos e experimentais nos diagramas de ganho e fase. Ambos os diagramas indicam um modo sub-amortecido de vibração da sapata, com frequência natural próxima de 20 rd/s.

#### 4.3.4. Pólos, zeros e ganhos dos modelos matemáticos obtidos

A Tabela 13 apresenta os pólos, zeros e ganhos dos modelos matemáticos obtidos com cada um dos métodos empregados.

**TABELA 13:** Pólos, zeros e ganhos dos modelos matemáticos obtidos

MÉTODO	CO	ZEROS	PÓLOS	GANHOS	$w_n$ (rd/s)	$\xi$	$w_d$ (rd/s)
Analítico	1	-1,4e15	-0,1+3,9i	5,3e-15	3,9	1,6e-2	3,9
			-0,1+3,9i	-0,1-3,9i	3,9	1,6e-2	3,9
			-0,1-3,9i	-6,1	3,3	1,2	N/A
				-1,8	3,3	1,2	N/A
Analítico	2	-9,6e15	-0,1+3,9i	1,8e-15	3,9	1,6e-2	3,9
			-0,1+3,9i	-0,1-3,9i	3,9	1,6e-2	3,9
			-0,1-3,9i	-6,1	3,3	1,2	N/A
				-1,8	3,3	1,2	N/A
MLE	1	-0,1+24i	-0,2+24i	4,4	24	8,3e-3	24
			-0,1-24i	-0,2-24i	24	8,3e-3	24
				-5,0	1,6	1,7	N/A
				-0,5	1,6	1,7	N/A
MLE	2	-0,1+28i	-0,1+28i	15	28	3,6e-3	28
			-0,1-28i	-0,1-28i	28	3,6e-3	28
				-7,8	1,2	3,2	N/A
				-0,2	1,2	3,2	N/A
ERA	1	77	-0,8+18i	-8,4e-4	18	4,4e-2	18
			-53	-0,8-18i	18	4,4e-2	18
			-1,1+18i	-2,8	1,7	1,1	N/A
			-1,1-18i	-1,0	1,7	1,1	N/A
ERA	2	54	-0,6+20i	-5,9e-3	20	3,0e-2	20
			-45	-0,6-20i	20	3,0e-2	20
			-0,9+20i	-4,3	1,1	2,0	N/A
			-0,9-20i	-0,3	1,1	2,0	N/A

Onde:

CO: Configuração operacional (1 – uma válvula, 2 – duas válvulas)

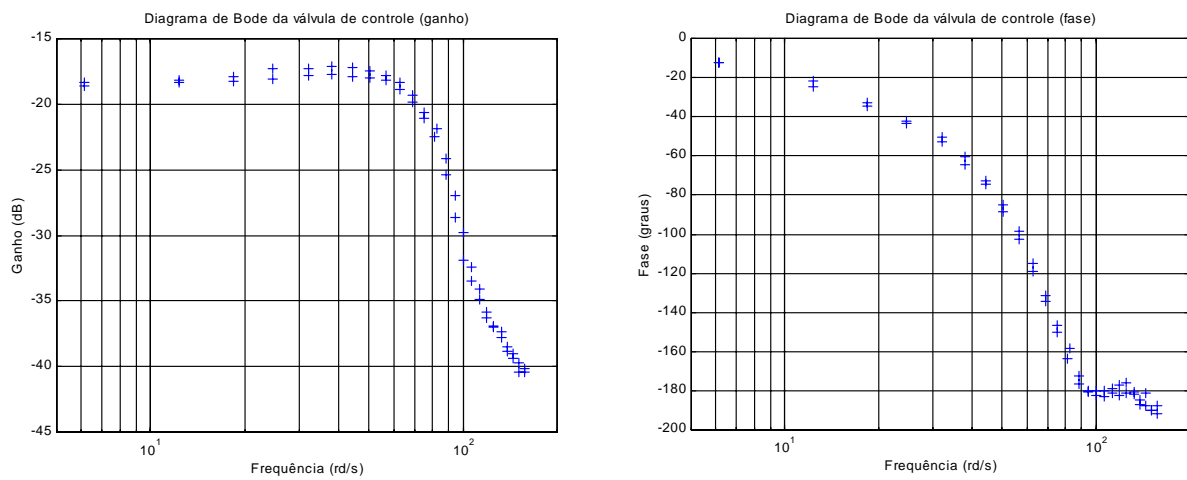
$w_n$  : Frequência natural

$\xi$  : Coeficiente de amortecimento

$w_d$  : Frequência natural amortecida

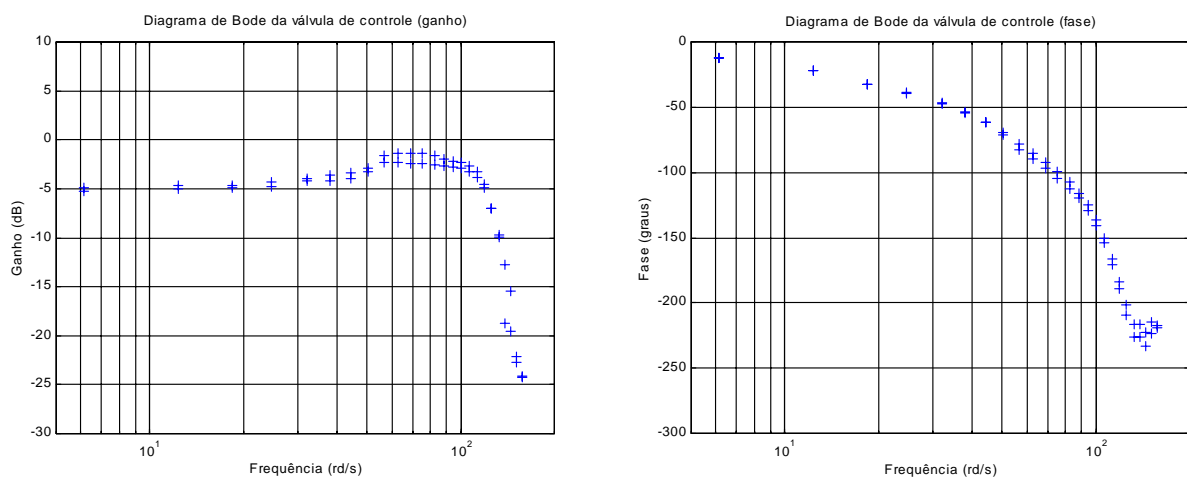
### 4.3.5. Resposta em frequência da válvula de controle

#### Configuração 1



**FIGURA 26:** Diagramas de Bode da válvula de controle (Configuração 1)

#### Configuração 2



**FIGURA 27:** Diagramas de Bode da válvula de controle (Configuração 2)

Observa-se, nas Figuras 26 e 27, que o ganho das válvulas de controle permanece praticamente inalterado dentro da faixa de frequências de interesse (0,1 a 5 Hz), confirmando, assim, a hipótese de relacionamento proporcional entre o sinal de controle e a saída das válvulas. A fase do sinal de saída, entretanto, aumenta com o incremento da frequência, atingindo um valor aproximado de  $50^\circ$  para uma frequência de excitação de 5 Hz. A não inclusão deste efeito dinâmico no modelo analítico do dispositivo simulador deve resultar em discordância entre os resultados teóricos previstos pelo referido modelo e os resultados experimentais obtidos nos ensaios de resposta em frequência.

#### 4.4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreveu a aplicação de três métodos distintos à obtenção de modelos matemáticos de um dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras. Os modelos foram obtidos para as duas configurações operacionais possíveis para o dispositivo (com uma ou duas válvulas de controle de pressão).

O primeiro método consistiu na derivação de modelos matemáticos analíticos para o sistema, a partir do estabelecimento de suas equações de equilíbrio dinâmico. Obteve-se, neste caso, modelos de estado de quarta ordem, com quatro pólos estáveis e três zeros de fase mínima. Um dos pares de pólos está associado à frequência natural de oscilação da plataforma no modo de corpo rígido, enquanto o outro está associado à frequência natural de oscilação da sapata articulada, também no modo de corpo rígido. Os modelos fornecem boa representação para o ganho, porém, não tão boa representação para a fase. Observa-se um afastamento entre resultados teóricos e experimentais de fase, à medida que se reduz a frequência de excitação. As divergências verificadas entre os diagramas teórico e experimental se devem, provavelmente, a incertezas em determinados parâmetros do modelo analítico, tais como, momento de inércia da plataforma, constantes de amortecimento do atuador hidráulico e da articulação da sapata, ganhos das válvulas de controle, além da simplificação assumida no comportamento dinâmico das válvulas de controle.

Com relação a este último aspecto, ensaios de resposta em frequência realizados com as válvulas de controle, revelaram que o modelo simplificado adotado, estabelecendo uma relação proporcional entre o sinal de controle e a saída das válvulas, resulta em uma boa representação do ganho, porém, não reproduz corretamente os resultados experimentais de fase.



O segundo método, denominado MLE (*Maximum Likelihood Estimator*), consistiu na obtenção de estimativas dos parâmetros dos modelos matemáticos do sistema, a partir da maximização de uma função de verossimilhança, definida como a função de densidade de probabilidade de reconstrução dos dados experimentais a partir dos modelos teóricos assumidos. O método requer do projetista a arbitragem do número de pólos e zeros a serem atribuídos ao modelo. No nosso caso, os melhores resultados foram obtidos com a utilização de modelos contendo quatro pólos estáveis e dois zeros de fase mínima. O algoritmo associa, automaticamente, um dos pares de pólos à frequência natural de oscilação da plataforma no modo de corpo rígido, enquanto o outro procura representar um dos modos de vibração estrutural da sapata, com frequência de ressonância próxima de 4 Hz. Os diagramas de Bode dos modelos obtidos indicam boa representação dos dados experimentais, tanto para ganho como para fase.

O terceiro e último método, denominado ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*), consistiu na identificação de modelos matemáticos para o sistema a partir de estimativas dos seus parâmetros de Markov, obtidas por meio do ajuste da função de resposta em frequência teórica a um conjunto de dados experimentais, pelo método dos mínimos quadrados. Também aqui, é necessário que se arbitre o número de pólos a serem atribuídos aos modelos matemáticos, sendo que os melhores resultados foram obtidos para modelos de quarta ordem (quatro polos estáveis). O algoritmo associa um dos pares de pólos à frequência natural de oscilação da plataforma no modo de corpo rígido, enquanto o outro procura reproduzir o comportamento do sistema em uma frequência de ressonância estrutural da sapata, próxima de 3 Hz. O número de zeros é estabelecido pelo próprio algoritmo de identificação, de modo a resultar no melhor ajuste para a curva de resposta em frequência. No presente caso, a utilização de quatro zeros (um deles de fase não mínima) produziu os melhores resultados. Os diagramas de Bode dos modelos obtidos indicam boa representação dos dados experimentais, tanto para ganho como para fase.

Os resultados obtidos evidenciam a dificuldade de obtenção de modelos analíticos adequados para plantas razoavelmente complexas, como o dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras. Os problemas associados à estimação de diversos parâmetros físicos do sistema, tais como, momentos de inércia e constantes de amortecimento, e a dificuldade de inclusão, na modelagem matemática, de todos os fenômenos dinâmicos envolvidos, resultam na obtenção de modelos que dificilmente representam o sistema de forma satisfatória. Assim, a menos que se deseje apenas avaliar de forma qualitativa o comportamento dinâmico do sistema,

sugere-se que sejam utilizadas técnicas de identificação baseadas em ensaios de resposta em frequência, para que se obtenha modelos confiáveis de plataformas de corte de colhedoras.

#### 4.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- DALEY, S. "Application of a Fast Self-Tuning Control Algorithm to a Hydraulic Test Rig". *Proc. Instn. Mech. Engrs*, vol. 201, No. C4, pp. 285-295, 1987.
- EDGE, K. A. & FIGUEREDO, K. R. A. "An Adaptively Controlled Electrohydraulic Servo-Mechanism (Parts 1 and 2)". *Proc. Instn. Mech. Engrs*, vol. 201, No. B3, pp. 175-189, 1987.
- JUANG, J.-N. *Applied System Identification*. New Jersey, Prentice Hall, 394 p, 1994.
- RAMON, H. & DE BAERDEMAEKER, J. "The Influence of the Complete Hydraulic System on the Performance and Stability of Electro-Hydraulic Compensators". Department of Agricultural Engineering, Katholic University of Leuven, Belgium, 1994.
- RAMON, H.; DE BAERDEMAEKER, J. & VAN BRUSSEL, H. "Design of a Cascade Controller for a Flexible Spray Boom". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 10(2), pp. 197-210, 1996.
- SCHOUKENS, J.; PINTELON, R. & RENNEBOOG, J. "A Maximum Likelihood Estimator for Linear and Nonlinear Systems – A Practical Application of Estimation Techniques in Measurement Problems". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, No. 1, pp. 10-17, 1988.
- VAUGHAN, N. D. & PLUMMER, A. R. "Robust Adaptive Control for Hydraulic Servosystems". *Proceedings of the ASME Winter Annual Meeting*, Dallas, 1990.

## **5. ARTIGO 3: PROJETO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE UM CONTROLADOR ÓTIMO ROBUSTO PARA CONTROLE DE ALTURA DE UM DISPOSITIVO SIMULADOR DE PLATAFORMAS DE CORTE DE COLHEDORAS**

### **5.1. INTRODUÇÃO**

Este trabalho descreve o projeto, a implementação e a avaliação experimental de um controlador ótimo robusto para o controle de altura de um dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras, por meio do método LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery*). Tendo-se em vista que as principais perturbações e ruídos presentes no sistema atuam sobre a sua saída (erro na altura da plataforma), utilizou-se, aqui, o procedimento de conformação da função de transferência de malha para abertura da malha na saída da planta.

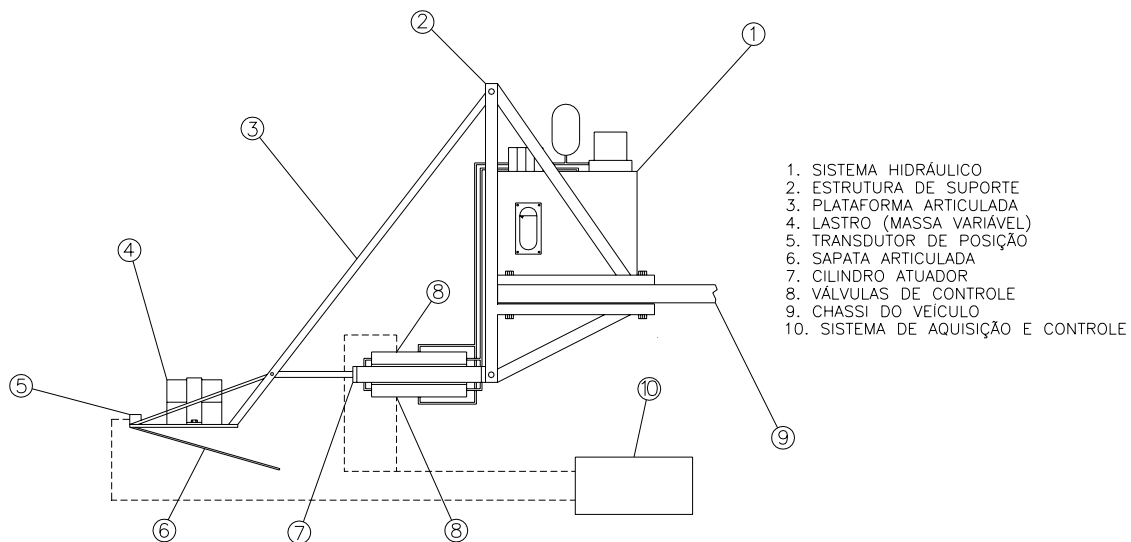
O método faz uso do modelo matemático do dispositivo simulador para sintetizar um controlador de altura da plataforma com características desejáveis de desempenho, estabilidade e robustez. Entende-se por características desejáveis de desempenho, aquelas associadas à capacidade do sistema em rejeitar perturbações e ruídos presentes na sua saída. Tal capacidade é, normalmente, especificada em termos do erro máximo admitido diante de perturbações e ruídos com magnitudes e espectros de frequência previamente definidos. As características desejáveis de estabilidade se traduzem, obviamente, no requisito de que o sistema resultante seja estável em malha fechada. As características desejáveis de robustez são entendidas como a capacidade do sistema em cumprir as especificações de rejeição de perturbações e ruídos, e atender ao requisito de estabilidade, mesmo diante de alterações limitadas na função de transferência real da planta em relação a seu valor nominal (erros de modelagem).

O controlador projetado foi discretizado e implementado em um microcomputador portátil por meio de um programa em Visual Basic. Diversos ensaios experimentais foram realizados, de modo a se avaliar o comportamento do sistema projetado e compará-lo com aquele verificado para um controlador convencional tipo *On-Off*.

## 5.2. METODOLOGIA

### 5.2.1. Dispositivo simulador de plataformas de corte

A Figura 28 contém uma representação esquemática do dispositivo simulador de plataformas de corte. Da mesma forma que na colhedora real, o dispositivo é provido de uma sapata articulada sob a plataforma, que acompanha o perfil do solo, detectando eventuais erros entre as alturas real e desejada. Um transdutor angular potenciométrico acoplado à sapata, gera o sinal de erro, que é enviado a um microcomputador portátil contendo o algoritmo de controle. A cada aquisição, um novo valor para o sinal de controle é calculado e enviado às válvulas eletro-hidráulicas, que controlam a pressão aplicada sobre o cilindro atuador. Este, por sua vez, atua no sentido de reposicionar a plataforma na altura desejada.

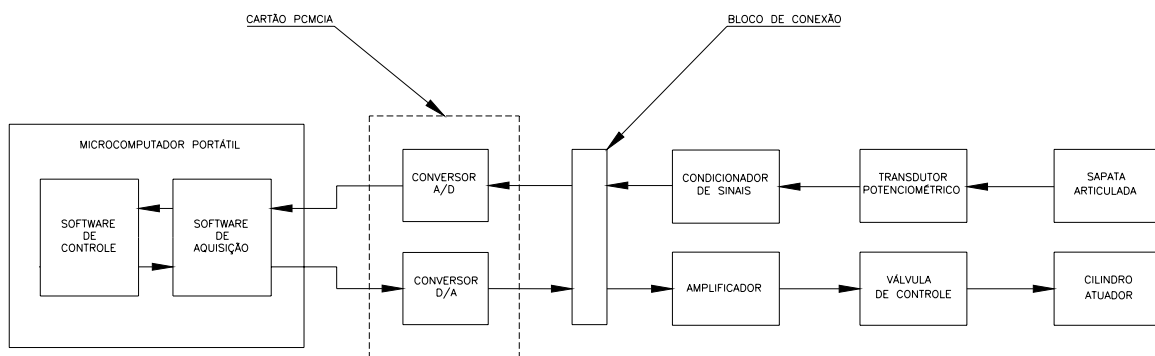


**FIGURA 28:** Dispositivo simulador da plataforma de corte

O sistema possui duas válvulas de controle, uma para levantamento e outra para abaixamento da plataforma. Opcionalmente, pode-se operá-lo apenas com a válvula de levante. Neste caso, a atuação no sentido de abaixamento é efetuada pelo peso próprio da plataforma. As condições de operação com uma ou duas válvulas são aqui designadas como **Configuração 1** e **Configuração 2**, respectivamente.

O sistema de aquisição e controle, ilustrado de forma esquemática na Figura 29, é composto de transdutor potenciométrico rotativo, com resistência proporcional ao deslocamento

angular da sapata articulada, condicionador de sinais, que converte a tensão lida no transdutor em um sinal de 0 a 10 Volts, bloco de conexão para interligação da cablagem, conversor A/D, que digitaliza o sinal analógico fornecido pelo condicionador, conversor D/A, que converte o sinal digital de controle em sinal analógico a ser aplicado às válvulas de controle, e microcomputador portátil contendo *software* de aquisição, para gerenciamento dos sinais de entrada e saída, e *software* de controle, para síntese do sinal de controle em tempo real.

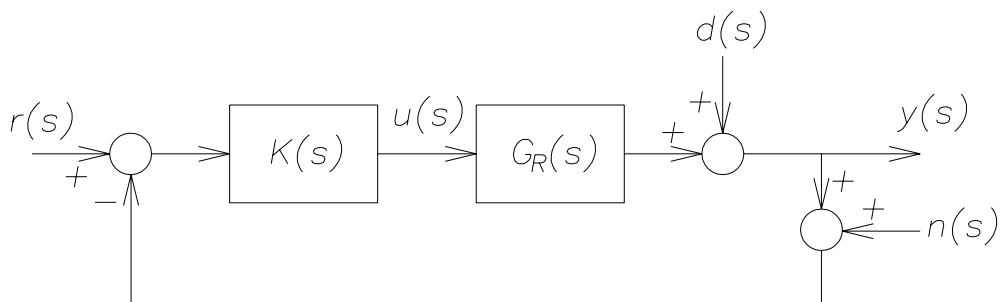


**FIGURA 29:** Sistema de aquisição e controle

## 5.2.2. Projeto do controlador

### 5.2.2.1. Aspectos teóricos

A Figura 30 representa esquematicamente o sistema de controle a ser projetado.



**FIGURA 30:** Diagrama esquemático do sistema de controle de altura da plataforma

Onde:

$K(s)$ : função de transferência do controlador a ser projetado

$G_R(s)$ : função de transferência real da planta

$r(s)$ : sinal de referência (no nosso caso,  $r(s) = 0$ )

$y(s)$ : sinal de saída (erro na altura da plataforma)

$u(s)$ : sinal de controle (tensão elétrica aplicada às válvulas de controle)

$d(s)$ : perturbações refletidas na saída da planta

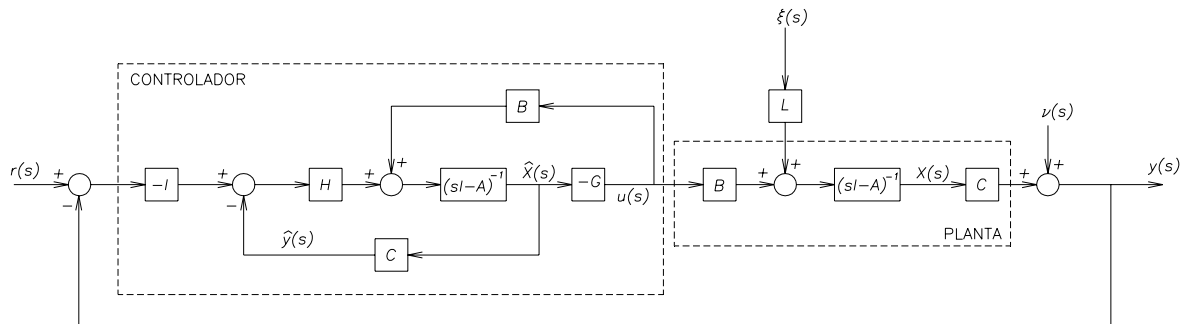
$n(s)$ : ruídos na medida do sinal de saída

Desejamos projetar um controlador,  $K(s)$ , de modo que o sistema resultante atenda a especificações pré-definidas de estabilidade e rejeição de perturbações [ $d(s)$ ] e ruídos [ $n(s)$ ]. Supõe-se disponível, para tanto, um modelo nominal da planta, representável por uma função de transferência  $G_N(s)$ . O sistema resultante deve ser suficientemente robusto, a ponto de garantir o atendimento das especificações mesmo diante de erros limitados e pré-quantificados na função de transferência nominal,  $G_N(s)$ , em relação à função de transferência real,  $G_R(s)$ . As perturbações  $d(s)$  são representadas, no nosso caso, pelo deslocamento angular medido pelo transdutor potenciométrico, ou seja, a variação no ângulo entre a plataforma e a sapata seguidora do perfil do solo, em relação a um ângulo inicial de referência. No caso de uma colhedora real, tais perturbações são impostas à plataforma de corte, tanto pelo corpo da colhedora, sujeito às oscilações do terreno, como pelo próprio perfil do solo, em contato permanente com a sapata.

Empregaremos o método LQG/LTR para obter um controlador que satisfaça os requisitos acima. Este método, desenvolvido por DOYLE & STEIN (1979), admite dois procedimentos distintos para a conformação da função de transferência de malha do sistema. O primeiro procedimento, utiliza parâmetros de projeto de um Filtro de Kalman-Bucy (introduzido no sistema para estimação de seus estados) para recuperar características desejáveis da função de transferência de malha de um controlador LQR (*Linear Quadratic Regulator*), previamente projetado. O segundo procedimento, dual do primeiro, utiliza parâmetros de projeto de um controlador LQR, para recuperar características desejáveis da função de transferência de malha de um Filtro de Kalman-Bucy, previamente projetado. No primeiro caso, o processo de conformação aplica-se à função de transferência de malha do sistema para abertura da malha na entrada da planta [ $K(s)G_N(s)$ ]. No segundo caso, este processo se aplica à função de transferência de malha para abertura da malha na saída da planta [ $G_N(s)K(s)$ ]. Como, no nosso caso, as principais perturbações e ruídos se fazem sentir na saída da planta, empregaremos o segundo procedimento para conformar a função de transferência de malha do sistema. Utilizaremos, aqui, o procedimento na forma apresentada por CRUZ (1996).

### 5.2.2.1.1. Controlador LQG

A Figura 31 apresenta o diagrama de blocos de um controlador LQG (*Linear Quadratic Gaussian*).



**FIGURA 31:** Diagrama de blocos do controlador LQG

Onde:

$A, B, C$  : parâmetros do modelo matemático da planta

$G$  : ganho do controlador LQR

$H$  : ganho do Filtro de Kalman-Bucy

$X(s)$  : vetor das variáveis de estado

$y(s)$  : sinal de saída (erro na altura da plataforma)

$r(s)$  : sinal de referência (no nosso caso,  $r(s) = 0$ )

$\hat{X}(s)$  : vetor de estimativas das variáveis de estado

$\hat{y}(s)$  : estimativa do sinal de saída

$u(s)$  : sinal de controle

$\xi(s)$  : ruído nos estados (associado a perturbações ou erros de modelagem, por exemplo)

$\nu(s)$  : ruído aditivo na medida

$L$  : matriz de entrada do ruído nos estados

$s$  : frequência complexa

O controlador LQG é resultante da aplicação da matriz de ganhos de um controlador LQR às estimativas ótimas dos estados, obtidas por meio de um Filtro de Kalman-Bucy.

A matriz de ganhos do controlador LQR pode ser determinada como:

$$G = R^{-1} B' P \quad (69)$$

Sendo  $P$  obtido da solução da equação algébrica de Riccati:

$$0 = A'P + PA + Q - PBR^{-1}B'P \quad (70)$$

A solução da equação acima pode ser obtida por meio do comando 'are' do programa Matlab, como:

$$P = \text{are}(A, BR^{-1}B', Q) \quad (71)$$

Onde  $Q$  e  $R$  correspondem às matrizes de ponderação dos estados e do sinal de controle, respectivamente, no índice de desempenho a ser minimizado no projeto do controlador LQR:

$$J = \int_0^{\infty} [X'(t)QX(t) + u'(t)Ru(t)] dt \quad (72)$$

Normalmente, toma-se:

$$Q = C'C \quad (73)$$

E, para o caso em que:

$$R = \rho I \quad (74)$$

Com:  $\rho \rightarrow 0$

O problema denomina-se LQR *cheap control* (pelo fato de que, neste caso, o sinal de controle possui baixo custo e, portanto, pode ser fracamente ponderado no índice de desempenho a ser minimizado).

O ganho do Filtro de Kalman-Bucy, por sua vez, pode ser determinado como:

$$H = \Sigma C' R_0^{-1} \quad (75)$$

Sendo  $\Sigma$  obtido da solução da seguinte equação algébrica de Riccati:

$$0 = A\Sigma + \Sigma A' + LQ_0L' - \Sigma C' R_0^{-1} C \Sigma \quad (76)$$

A solução da equação acima pode ser obtida por meio do comando 'are' do programa Matlab, como:

$$\Sigma = \text{are}(A', C' R_0^{-1} C, LQ_0L') \quad (77)$$

Onde:

$Q_0 \rightarrow$  Matriz de densidade espectral do ruído nos estados

$R_0 \rightarrow$  Matriz de densidade espectral do ruído na medida

### 5.2.2.1.2. Teorema fundamental LTR

A função de transferência de malha do Filtro de Kalman-Bucy, para abertura da malha na entrada do filtro, pode ser obtida como:



$$G_{KF}(s) = C(sI - A)^{-1}H \rightarrow \text{Malha Objetivo} \quad (78)$$

A função de transferência de malha do sistema LQG, para abertura da malha na saída da planta, pode ser obtida como:

$$G_{LQG}(s) = G_N(s)K(s) = C(sI - A)^{-1}BK(s) \quad (79)$$

Onde  $K(s)$  representa a matriz de funções de transferência do controlador:

$$K(s) = G(sI - A + BG + HC)^{-1}H \quad (80)$$

Pode-se demonstrar (CRUZ, 1996) que:

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} K(s) = [C(sI - A)^{-1}B]^{-1}C(sI - A)^{-1}H \quad (81)$$

Assim:

$$G_{LQG}(s) \rightarrow G_{KF}(s) \quad (82)$$

Para:  $\rho \rightarrow 0$

Ou seja, quando se utiliza um ganho de realimentação dos estados ( $G$ ) correspondente àquele obtido no projeto de um controlador LQR *cheap control*, a função de transferência de malha do sistema para abertura da malha na saída da planta se aproxima da função de transferência de malha do Filtro de Kalman-Bucy para abertura da malha na entrada do filtro.

Observa-se, na expressão (81), que a função de transferência do controlador tende a inverter a função de transferência da planta, à medida que  $\rho$  tende a zero. Vem daí o requisito de que os zeros de transmissão do modelo nominal se situem no semi-plano esquerdo aberto; caso contrário o controlador apresentará pólos no semi-plano direito ou sobre o eixo imaginário e, por consequência, o sistema em malha fechada resultará instável.

### 5.2.2.1.3. Controlador LQG/LTR

Embora o controlador LQG resolva o problema da não disponibilidade dos estados do sistema para fins de realimentação (por meio da obtenção de estimativas ótimas destes estados), resultados de aplicações desta técnica a problemas reais de engenharia têm revelado uma baixa robustez deste tipo de sistema, diante de incertezas no modelo matemático da planta.

O teorema fundamental LTR sugere que a função de transferência de malha (FTM) do Filtro de Kalman-Bucy (estimador de estados) seja utilizada como um meio para a obtenção de uma função de transferência de malha com características desejáveis de estabilidade, desempenho

e robustez para o sistema. Se for possível obter, por meio da manipulação da matriz  $H$ , uma função de transferência de malha para o estimador (malha objetivo), com as referidas características, aquele teorema afirma que será possível, então, recuperar estas características para a função de transferência de malha do sistema. O projeto do controlador LQG/LTR consiste, portanto, na definição de uma matriz  $H$  que resulte na obtenção de uma malha objetivo com características desejáveis, seguida da recuperação destas características por meio da redução do parâmetro  $\rho$ .

Deve-se observar que a convergência entre as funções de transferência de malha do sistema e do estimador se dá de forma progressiva, das frequências mais baixas para as mais altas, com a redução do parâmetro  $\rho$ . A redução excessiva deste parâmetro pode resultar na recuperação de ganhos mais elevados que os desejados para as frequências mais altas, já que a FTM do estimador apresenta um decaimento menor do que a FTM do sistema original naquela região de frequências. Tal fato pode conduzir a uma menor capacidade de rejeição dos ruídos presentes na medida do sinal de saída. Portanto, a redução do parâmetro  $\rho$  deve ser feita de forma criteriosa, procurando-se estabelecer um compromisso entre o desempenho, a robustez e a capacidade de rejeição de ruídos do sistema resultante.

#### 5.2.2.1.4. Conformação da malha objetivo

Na Figura 31, verifica-se que a função de transferência entre o ruído nos estados,  $\xi(s)$ , e o sinal de saída,  $y(s)$ , pode ser escrita como:

$$G_{MA}(s) = C(sI - A)^{-1}L \quad (83)$$

Escolhendo os parâmetros de projeto do Filtro de Kalman-Bucy como:

$$Q_0 = I \quad (84)$$

$$R_0 = \mu I \quad (\mu > 0) \quad (85)$$

Pode-se demonstrar, a partir da identidade de Kalman, a validade da seguinte aproximação, tanto em baixas, como em altas frequências (CRUZ, 1996):

$$\left| G_{KF}(j\omega) \right| \cong \frac{1}{\sqrt{\mu}} \left| G_{MA}(j\omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{\mu}} \left| C(j\omega I - A)^{-1}L \right| \rightarrow \text{Malha Auxiliar} \quad (86)$$

A aproximação acima representa uma ferramenta poderosa no processo de conformação da malha objetivo. A escolha adequada dos parâmetros  $\mu$  e  $L$  permite que se dê a forma desejada à função de transferência da malha objetivo e, por conseqüência, à função de transferência de malha do sistema

como um todo. Enquanto a matriz  $L$  permite alterar o formato do Diagrama de Bode da malha objetivo, por meio da modificação de seus zeros de transmissão, o parâmetro  $\mu$  permite que aquele diagrama seja transladado verticalmente.

Assim, ao invés de se arbitrar sucessivos valores para os parâmetros de projeto do Filtro de Kalman-Bucy, obter a matriz  $H$  por meio da resolução da equação algébrica de Riccati do filtro e verificar a adequação da malha objetivo resultante, o que seria um processo demorado, pode-se conformar diretamente a malha objetivo por meio da manipulação dos parâmetros  $\mu$  e  $L$ , calculando-se, em seguida, o ganho do filtro,  $H$ , a partir dos parâmetro  $Q_0$  e  $R_0$  utilizados.

#### **5.2.2.2. Procedimento de projeto**

CRUZ (1996) relaciona as seguintes etapas como partes do procedimento de projeto do controlador LQG/LTR:

1. Modelagem matemática da dinâmica da planta
2. Avaliação do erro de modelagem
3. Obtenção das barreiras de robustez a partir das especificações de estabilidade e desempenho e do erro de modelagem
4. Inclusão de integradores na entrada da planta, quando necessário
5. Aplicação da metodologia LQG/LTR:
  - 5.1. Conformação da malha objetivo
  - 5.2. Recuperação da malha objetivo

As seções seguintes descrevem a aplicação das etapas acima ao projeto de um controlador LQG/LTR para o dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras. O Anexo 12 contém o programa, em linguagem Matlab, utilizado no projeto do controlador.

#### **5.2.2.3. Modelagem matemática**

Esta seção reproduz os resultados obtidos no Artigo 2, onde são descritos dois métodos distintos empregados na identificação de modelos matemáticos do dispositivo simulador, a partir de ensaios de resposta em frequência. São apresentadas, a seguir, as representações em espaço de estados dos modelos matemáticos obtidos com cada um dos métodos empregados, e para cada uma das configurações de operação do sistema.

## Método MLE

### Configuração 1:

$$A = \begin{bmatrix} -5,9 & -589,4 & -3223,8 & -1452,3 \\ 1,0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1,0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C = [0 \quad 4,4 \quad 1,2 \quad 2605,4]; D = [0]$$

### Configuração 2:

$$A = \begin{bmatrix} -8,2 & -796,1 & -6358,6 & -1479,4 \\ 1,0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1,0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C = [0 \quad 15,0 \quad 4,0 \quad 11977]; D = [0]$$

## Método ERA

### Configuração 1:

$$A = \begin{bmatrix} 19,8 & -21,7 & -0,004 & 0,09 \\ 21,7 & -22,8 & 1,6 & 0,04 \\ 0,004 & 1,6 & -85,2 & -85,9 \\ 0,09 & -0,04 & 85,9 & 82,9 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0,26 \\ -0,24 \\ 0,003 \\ -0,0008 \end{bmatrix};$$

$$C = [0,20 \quad 0,12 \quad -0,0006 \quad 0]; D = [-8,4 \times 10^{-4}]$$

### Configuração 2:

$$A = \begin{bmatrix} 19,9 & -21,9 & -0,15 & 0,04 \\ 21,9 & -23,8 & 2,7 & 0,04 \\ 0,15 & 2,7 & -11,9 & -22,4 \\ 0,04 & -0,04 & 22,4 & 9,9 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0,51 \\ -0,49 \\ 0,009 \\ -0,0008 \end{bmatrix};$$

$$C = [0,40 \quad 0,24 \quad -0,002 \quad 0]; D = [-0,006]$$

#### 5.2.2.4. Avaliação do erro de modelagem

Utilizaremos, como representação do erro de modelagem, o erro multiplicativo, definido como:

$$\varepsilon_m = \frac{G_R(s) - G_N(s)}{G_N(s)} \quad (87)$$

Onde:

$G_R(s)$ : função de transferência real da planta

$G_N(s)$ : função de transferência nominal da planta

No nosso caso:

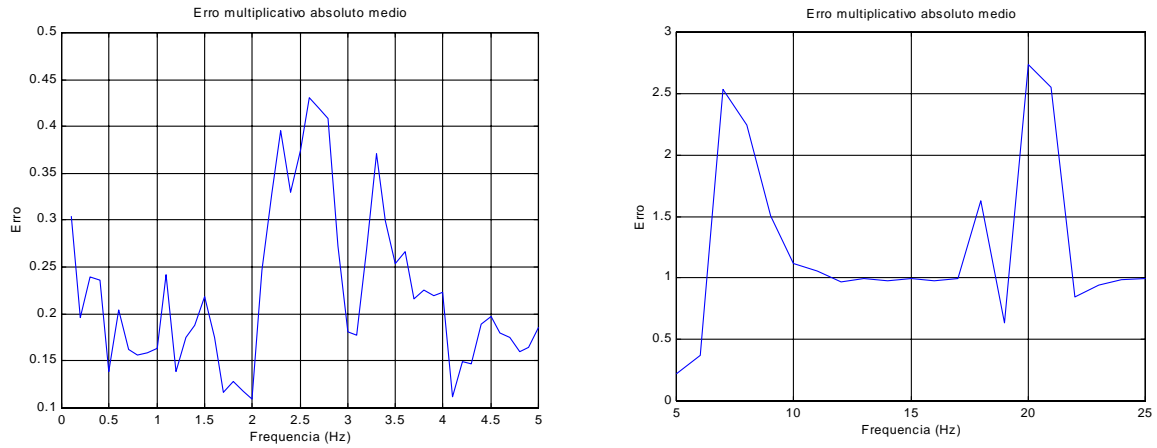
$$G_N(s) = C(sI - A)^{-1} B$$

Em geral, a determinação do erro multiplicativo ao longo de todo o espectro de frequências é impraticável. Pode-se, no entanto, estimar um limite superior para  $|\varepsilon_m(jw)|$ , ou seja, uma função *erro de modelagem*,  $e_m(w)$ , tal que:

$$|\varepsilon_m(jw)| \leq e_m(w) \quad ; \quad \forall w \in \Re$$

A função *erro de modelagem* foi estimada, no nosso caso, a partir da determinação do erro entre as respostas da planta real (resultados dos ensaios de resposta em frequência) e as respostas previstas pelos modelos identificados por meio do método ERA na faixa de frequências de 0,1 a 5 Hz. Adicionalmente, realizou-se ensaios de resposta em frequência para a faixa de 5 a 25 Hz, obtendo-se, também para este intervalo, uma estimativa do erro verificado entre as respostas real e prevista para o sistema. Para frequências superiores a 25 Hz, foi arbitrada uma variação quadrática do erro em função da frequência. A avaliação do erro de modelagem, para frequências entre 0,1 e 25 Hz, foi feita por meio de um programa específico, em linguagem Matlab. O programa, apresentado no Anexo 11, oferece opções para o intervalo de frequências, os arquivos de dados a serem utilizados, e a quantidade de ensaios realizados por frequência considerada. São apresentados, abaixo, os resultados obtidos para cada uma das configurações, em termos do valor médio absoluto do erro, calculado a partir dos três ensaios realizados para cada valor de frequência.

## Configuração 1



**FIGURA 32:** Erro multiplicativo absoluto médio (Configuração 1)

Arbitragem de uma função *erro de modelagem*:

$$f \leq 2,6\text{Hz} : e_m(w) = 0,4310$$

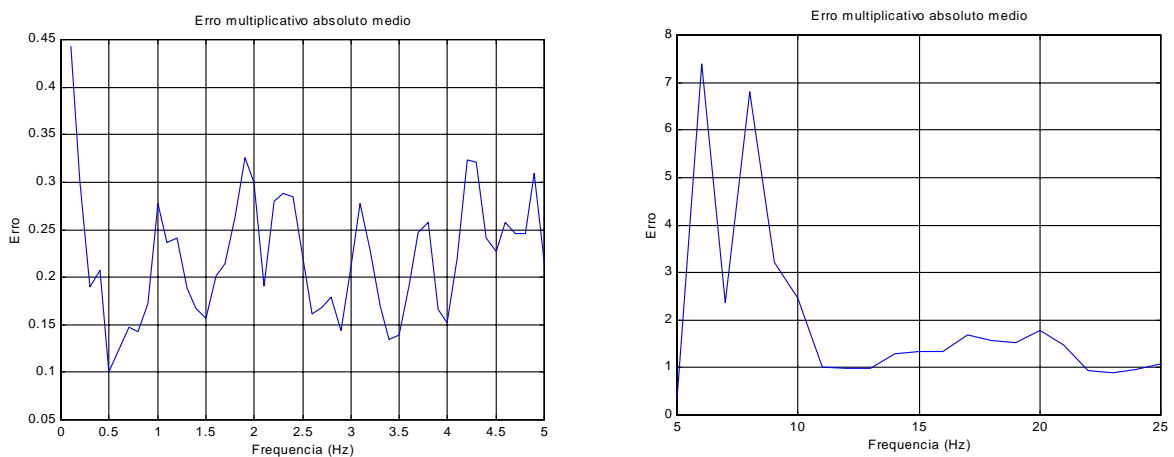
$$2,6\text{Hz} \leq f \leq 7\text{Hz} : e_m(w) = 0,4310 + 7,52 \times 10^{-2} (w - 16,3363)$$

$$7\text{Hz} \leq f \leq 20\text{Hz} : e_m(w) = 2,51 + 2,8 \times 10^{-3} (w - 43,9823)$$

$$f \geq 20\text{Hz} : e_m(w) = 2,7384 + 1,93 \times 10^{-5} (w - 125,6637)^2$$

$w \rightarrow$  frequência de excitação (rd/s)

## Configuração 2



**FIGURA 33:** Erro multiplicativo absoluto médio (Configuração 2)

Arbitragem de uma função *erro de modelagem*:

$$f \leq 5\text{Hz} : e_m(w) = 0,45$$

$$5\text{Hz} \leq f \leq 6\text{Hz} : e_m(w) = 0,45 + 1,0425(w - 31,4159)$$

$$6\text{Hz} \leq f \leq 25\text{Hz} : e_m(w) = 7,0$$

$$f \geq 25\text{Hz} : e_m(w) = 7,0 + 9,02 \times 10^{-6} (w - 157,0796)^2$$

$w \rightarrow$  frequência de excitação (rd/s)

### 5.2.2.5. Especificações de projeto

#### 5.2.2.5.1. Estabilidade

A estabilidade do sistema real, representado pela seguinte função de transferência em malha fechada:

$$C_R(s) = \frac{G_R(s)K(s)}{1 + G_R(s)K(s)} \quad (88)$$

Deve ser assegurada para todo  $\varepsilon_m(s)$  tal que:

$$|\varepsilon_m(jw)| \leq e_m(w) \quad (\forall w \in \Re)$$

#### 5.2.2.5.2. Rejeição de perturbações

No Artigo 1, verificou-se que um perfil de solo senoidal com amplitude de 0,01 m resulta em oscilações com amplitude aproximada de 0,05 rd na sapata seguidora. Utilizaremos, portanto, perturbações senoidais com amplitude de 0,05 rd, para avaliar a capacidade de rejeição de perturbações do sistema projetado.

Para o sistema representado na Figura 30, a contribuição da perturbação  $d(jw)$  para o erro na altura da plataforma (sinal de saída) pode ser expressa como:

$$y(jw) = \frac{1}{1 + G_R(jw)K(jw)} d(jw) \quad (89)$$

Estabeleceremos a especificação de rejeição de perturbações como:

$$\frac{|y(jw)|}{|d(jw)|} \leq \alpha_d(w) \quad (w \leq 2\pi \text{ rd/s}) \quad (90)$$

Onde  $\alpha_d(w)$  é definida como:

$$w \leq 0,2\pi \text{ rd/s} : \alpha_d(w) = 0,2 \text{ (20\%)}$$

$$0,2\pi \leq w \leq 2\pi \text{ rd/s} : \alpha_d(w) = \frac{w}{\pi}$$

### 5.2.2.5.3. Rejeição de ruídos

Para o sistema representado na Figura 30, a contribuição do ruído  $n(jw)$  para o erro na altura da plataforma (sinal de saída) pode ser expressa como:

$$y(jw) = -\frac{G_R(jw)K(jw)}{1 + G_R(jw)K(jw)} n(jw) \quad (91)$$

A avaliação do nível de ruído no sinal de saída revelou magnitudes insignificantes nas frequências inferiores a 50 Hz. Como não se dispõe de informações sobre o ruído nas frequências superiores a 50 Hz, arbitraremos a especificação de rejeição de ruídos como:

$$\frac{|y(jw)|}{|n(jw)|} \leq \alpha_n(w) \quad (w \geq 100\pi \text{ rd/s}) \quad (92)$$

Onde  $\alpha_n(w)$  é definida como:

$$\alpha_n(w) = 0,1$$

### 5.2.2.6. Definição das barreiras de robustez

Pode-se demonstrar (CRUZ, 1996) que o atendimento das especificações acima diante de erros de modelagem, se traduz no atendimento das seguintes barreiras de robustez para o sistema nominal.

#### 5.2.2.6.1. Barreira de robustez da estabilidade

$$|C_N(jw)| \leq \frac{1}{e_m(w)} \quad (\forall w \in \mathfrak{R}) \quad (93)$$

Onde:

$$C_N(s) = \frac{G_N(s)K(s)}{1 + G_N(s)K(s)} \rightarrow \text{Função de transferência nominal em malha fechada}$$

#### 5.2.2.6.2. Barreira de robustez da rejeição de perturbações

$$|G_N(jw)K(jw)| \geq \frac{p(w)}{1 - e_m(w)} \quad (w \leq 2\pi \text{ rd/s}) \quad (94)$$

Onde:

$$p(w) = \frac{1}{\alpha_d(w)}$$



### 5.2.2.6.3. Barreira de robustez da rejeição de ruídos

$$|G_N(jw)K(jw)| \leq \frac{\alpha_n(w)}{1 + e_m(w)} \quad (w \geq 100\pi \text{ rd/s}) \quad (95)$$

### 5.2.2.7. Inclusão de integrador na entrada da planta

Para que o sistema de controle resultante exiba erro estacionário nulo diante de uma perturbação tipo degrau, a declividade de  $|G_N(jw)K(jw)|$  deve ser de pelo menos  $-20$  dB/dec em baixas frequências. Caso a planta original não atenda a este requisito, como é o nosso caso, pode ser necessária a inclusão de um integrador na sua entrada. Entretanto, deve-se considerar que, se por um lado, a inclusão de um integrador contribui para a eliminação do erro estacionário, por outro, ela pode resultar em um sistema mais oscilatório (OGATA, 1990) e com maior atraso (devido ao aumento da ordem do sistema). O programa utilizado para o projeto do sistema de controle inclui opção para a inclusão ou não de um integrador na entrada da planta. São apresentados, neste trabalho, resultados obtidos com ambas as configurações.

### 5.2.2.8. Aplicação da metodologia LQG/LTR

#### 5.2.2.8.1. Conformação da malha objetivo

A conformação da malha objetivo é feita mediante a escolha dos parâmetros  $\mu$  e  $L$ , de maneira que a função de transferência:

$$\Phi_{aux}(jw) = \frac{1}{\sqrt{\mu}} C(jwI - A)^{-1} L \quad (96)$$

obedeça às barreiras de robustez estabelecidas no item anterior. Os seguintes valores foram escolhidos para cada uma das configurações empregadas:

Configuração 1 (s/ integrador):  $\mu = 5 \times 10^{-3}$ ;  $L = [0,9189 \quad 0,5548 \quad -0,0027 \quad -0,0001]'$

Configuração 1 (c/ integrador):  $\mu = 2 \times 10^{-2}$ ;  $L = [0,8465 \quad 3,2428 \quad 2,9776 \quad -1,3005 \quad 1,3457]'$

Configuração 2 (s/ integrador):  $\mu = 1 \times 10^{-3}$ ;  $L = [0,2180 \quad 0,1342 \quad -0,0011 \quad -0,0000]'$

Configuração 2 (c/ integrador):  $\mu = 2 \times 10^{-2}$ ;  $L = [0,0992 \quad 1,6201 \quad 1,4743 \quad -0,1111 \quad 0,2502]'$

Embora se trate de um sistema SISO (*Single Input Single Output*), a escolha dos parâmetros  $L$  foi feita de acordo com os procedimentos recomendados por CRUZ (1996) para

casamento dos valores singulares da função de transferência de malha em baixas frequências (caso s/ integrador) ou em todas as frequências (caso c/ integrador). Assim, tomou-se:

$$L = L_{lbf} = -C'(CA^{-1}C')^{-1} \rightarrow \text{caso sem integrador}$$

$$L = L_{lfi} = \begin{bmatrix} L_L \\ L_H \end{bmatrix} \rightarrow \text{caso com integrador}$$

Onde:

$$L_L = -(CA^{-1}B)^{-1}$$

$$L_H = -A^{-1}BL_L$$

Com os valores de  $\mu$  e  $L$  definidos acima, obtém-se  $\Sigma$  a partir da solução da equação algébrica de Riccati (76), sendo os parâmetros  $Q_0$  e  $R_0$  dados pelas equações (84) e (85), respectivamente. O ganho do Filtro de Kalman-Bucy pode ser determinado, então, por meio da equação (75).

#### 5.2.2.8.2. Recuperação da malha objetivo

A recuperação da malha objetivo é feita mediante a redução gradual do fator de ponderação do sinal de controle,  $\rho$ , no funcional minimizado no processo de obtenção do controlador ótimo:

$$J = \int_0^{\infty} y'(t)y(t) + u'(t)\rho u(t) dt$$

À medida que  $\rho \rightarrow 0$  a malha real tende assintoticamente à malha objetivo, conformada no passo anterior. Como já mencionado, deve-se tomar cuidado para não reduzir excessivamente o parâmetro  $\rho$ , sob o risco de se tornar o sistema resultante muito suscetível à presença de ruídos no sinal de saída. Os seguintes valores do parâmetro  $\rho$  são os menores possíveis para garantir a preservação da capacidade de rejeição de ruídos em cada uma das configurações empregadas:

Configuração 1 (s/ integrador):  $\rho = 1 \times 10^{-6}$

Configuração 1 (c/ integrador):  $\rho = 1 \times 10^{-8}$

Configuração 2 (s/ integrador):  $\rho = 5 \times 10^{-5}$

Configuração 2 (c/ integrador):  $\rho = 1 \times 10^{-8}$

A matriz de ganhos de realimentação de estados pode ser calculada como:

$$G = \frac{1}{\rho} B' P \quad (69)$$

Sendo  $P$  obtido da solução da seguinte equação algébrica de Riccati:

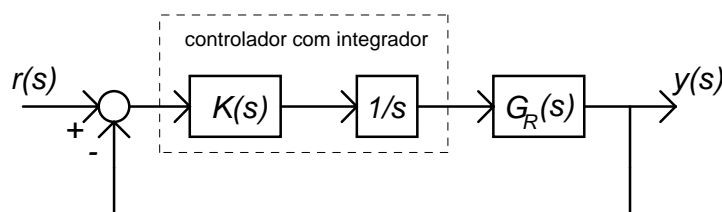
$$0 = A'P + PA + Q - PBR^{-1}B'P \quad (70)$$

Cabe aqui uma observação sobre os zeros de transmissão da função de transferência nominal da planta,  $G_N(s)$ . Como mencionado anteriormente, o procedimento de recuperação é aplicável a plantas que não possuam zeros de transmissão de fase não mínima, ou seja, localizados no semi-plano direito. Os resultados obtidos no Artigo 2 indicam que os modelos derivados por meio do método ERA possuem zeros de fase não mínima. CRUZ (1996), citando publicação de ATHANS (1984), assinala, entretanto, que quando a função de transferência nominal possui zeros de fase não mínima, mas estes estão situados acima da frequência de cruzamento, como é o nosso caso, o procedimento de recuperação geralmente conduz a resultados satisfatórios.

Uma outra observação deve ser feita, também, com relação às matrizes de transmissão direta ( $D$ ) dos modelos de estado da planta. A formulação original do método LQG/LTR por DOYLE & STEIN (1979), pressupõe a nulidade destas matrizes. Verifica-se que os modelos derivados pelo método ERA, no Artigo 2, apresentam matrizes  $D$  não nulas. Diante da baixa magnitude desse parâmetro naqueles modelos, entretanto, assumiremos, aqui, a nulidade da matriz  $D$  nos dois modelos derivados pelo método ERA.

### 5.2.2.9. Síntese do controlador

Para a implementação do controlador em um microcomputador é necessário que se efetue a discretização do mesmo, obtendo-se o controlador digital equivalente àquele projetado em tempo contínuo. É preciso que não se esqueça que o integrador eventualmente adicionado ao modelo nominal da planta deverá ser introduzido, na verdade, na saída do controlador, constituindo parte integrante do mesmo. Assim, o sistema resultante passa a ser representado como:

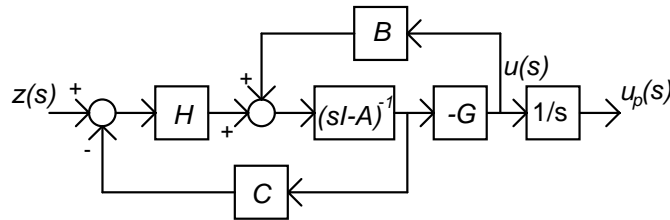


**FIGURA 34:** Sistema de controle com integrador

A função de transferência do controlador sem integrador é dada por:

$$K(s) = G(sI - A + BG + HC)^{-1} H \quad (80)$$

O controlador com integrador é representado, em tempo contínuo, pelo seguinte diagrama de blocos:



**FIGURA 35:** Diagrama de blocos do controlador com integrador

Onde:

$z(s) = y(s) - r(s)$ : sinal de erro

$u(s)$ : sinal de controle antes do integrador

$u_p(s)$ : sinal de controle após o integrador

O diagrama acima é descrito pelo seguinte conjunto de equações:

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - BG - HC)\hat{x}(t) + Hz(t)$$

$$u(t) = -G\hat{x}(t)$$

$$\dot{u}_p(t) = u(t) = -G\hat{x}(t)$$

Ou, ainda:

$$\dot{X}_c(t) = A_c X_c(t) + B_c U_c(t)$$

$$Y_c(t) = C_c X_c(t) + D_c U_c(t)$$

Onde:

$$X_c(t) = \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ u_p(t) \end{bmatrix}; \quad Y_c(t) = u_p(t); \quad U_c(t) = z(t) = y(t) - r(t)$$

$$A_c = \begin{bmatrix} (A - BG - HC) & 0 \\ -G & 0 \end{bmatrix}; \quad B_c = \begin{bmatrix} H \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C_c = [0 \mid 1]; \quad D_c = [0]$$

Para o caso em que não se utiliza o integrador:

$$X_c(t) = [\hat{x}(t)]; \quad Y_c(t) = u(t); \quad U_c(t) = z(t) = y(t) - r(t)$$

$$A_c = [A - BG - HC]; \quad B_c = [H]; \quad C_c = [-G]; \quad D_c = [0]$$

Em ambos os casos, um modelo discreto do controlador pode ser obtido como:

$$X_c(k+1) = G_c X_c(k) + H_c U_c(k)$$

$$Y_c(k) = C_c X_c(k) + D_c U_c(k)$$

As matrizes  $G_c$ ,  $H_c$ ,  $C_c$  e  $D_c$  são obtidas por meio do comando 'c2d' do Matlab:

$$[G_c, H_c, C_c, D_c] = c2d(A_c, B_c, C_c, D_c, T, 'tustin')$$

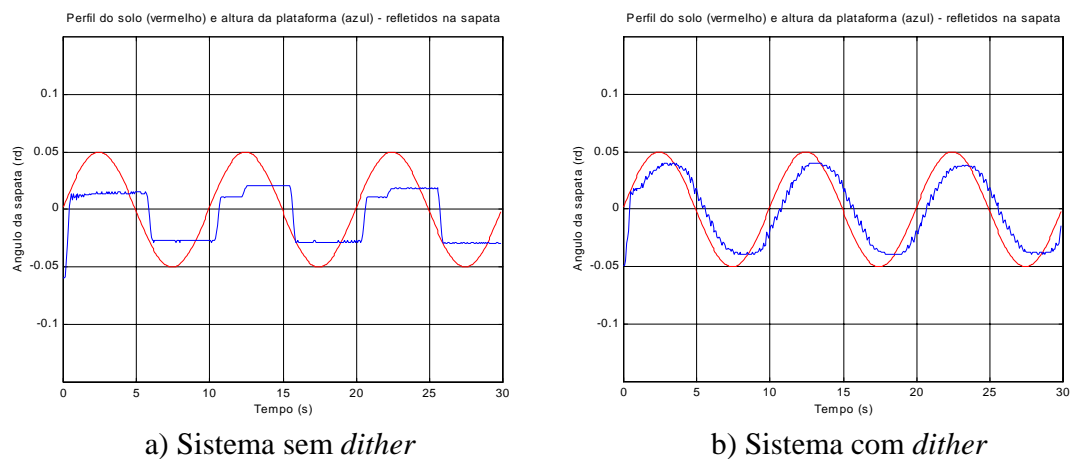
$T$  → período de amostragem (1/15 s)

tustin → transformação bilinear

O período de amostragem deve ser o menor possível, para que se evite o problema de *warping* mencionado no Artigo 1. Este período deve ser superior, entretanto, ao tempo despendido no ciclo de processamento associado a cada aquisição, para que se evite o truncamento da seqüência de dados amostrados (sinal de erro).

### 5.2.2.10. Inclusão de *dithering* no sinal de controle

Os primeiros resultados experimentais obtidos com o sistema projetado revelaram comportamento não-linear, ocasionado, provavelmente, pelo atrito estático existente nas superfícies de contato entre partes móveis. Tal comportamento, ilustrado na Figura 36, se manifesta na forma de achatamento (saturação) do sinal de saída quando se excita o sistema com um sinal senoidal.



**FIGURA 36:** Efeito da inclusão de *dithering* no sinal de controle

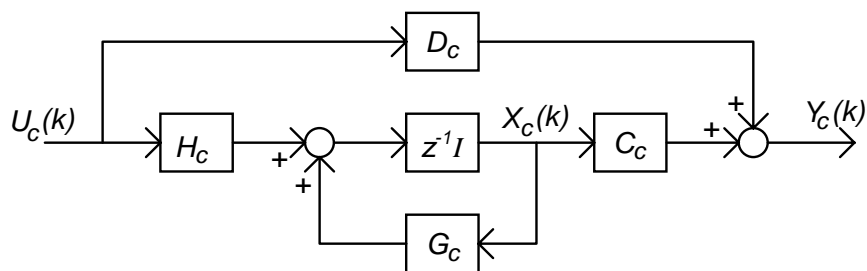
O problema foi contornado por meio da adição de um sinal de *dither* ao sinal de controle aplicado às válvulas. Como a frequência de corte do sistema se situa próxima de 1 Hz, a frequência de *dithering* não deve se situar muito acima deste valor, para que não seja muito atenuada. Por outro lado, a frequência de *dithering* não pode ser muito baixa, sob risco de distorcer

excessivamente o sinal de controle. Para que se evite a perda de sincronia, é interessante, também, que esta frequência seja um divisor da frequência de amostragem ( $F_s/2$ ,  $F_s/3$ ,  $F_s/4$ ,...). Optou-se, assim, por uma frequência de 3,75 (15/4) Hz. A Figura 36 ilustra o efeito da inclusão de *dithering* sobre o comportamento do sistema.

Deve-se salientar que, embora a inclusão do sinal de *dither* minimize o problema da saturação associada ao atrito estático, isto se dá ao custo de se obter um sistema de comportamento mais oscilatório. Ainda que de baixa amplitude, a oscilação introduzida pelo *dither* pode ocasionar a redução da vida útil de certos componentes mecânicos da válvula de controle, devido à fadiga.

### 5.2.2.11. Implementação do controlador

A implementação do controlador se dá como:



**FIGURA 37:** Controlador discretizado

Onde:

$U_c(k)$ : sinal de erro

$X_c(k)$ : variáveis de estado do controlador

$Y_c(k)$ : sinal de controle

O sistema de controle resultante é obtido por meio da inclusão de um conversor D/A, entre o controlador e a planta, e de um conversor A/D, entre a realimentação da planta e a entrada do controlador.

O programa utilizado no projeto do controlador (Anexo 12) calcula as matrizes  $G_C$ ,  $H_C$ ,  $C_C$  e  $D_C$  e armazena os respectivos valores em arquivo a ser lido pelo programa do controlador (Anexo 13).

Os seguintes passos constituem o algoritmo de configuração e execução do programa do controlador, implementado em Visual Basic:

1. Definição da frequência de amostragem e do tempo de teste
2. Definição da opção para salvar em arquivo e definição do nome do arquivo onde os resultados do teste devem ser salvos
3. Definição do tipo de excitação (nula, onda quadrada, onda senoidal, dente de serra, aleatória) e da frequência de excitação, em caso de excitação periódica
4. Definição do método de controle a ser empregado no teste (LQG/LTR, PID, On-Off)
5. Definição do tipo de teste (real, leitura de arquivo, simulação)
6. Início do teste (botão Iniciar)
7. Leitura das matrizes  $G_C$ ,  $H_C$ ,  $C_C$  e  $D_C$ , armazenadas em arquivo gerado pelo programa utilizado no projeto do controlador
8. Inicialização das variáveis de estado ( $X_c=0$ ) e do contador de amostras ( $k=1$ )
9. Cálculo do número total de amostras a serem processadas:  $N = (\text{frequência de amostragem}) \times (\text{tempo de teste})$
10. Leitura do valor da função do perfil do solo:  $s(k)=-d(k)$
11. Leitura do valor do canal de entrada analógica (sinal de saída do sistema):  $y(k)$
12. Conversão do valor de  $y(k)$  (Volts para radianos)
13. Cálculo do valor atual do erro:  $U_c(k)=y(k)-s(k)=y(k)+d(k)$
14. Atualização do sinal de controle (saída do controlador):  $Y_c(k)=C_c X_c(k)+D_c U_c(k)$
15. Adição de *dither* ao sinal de controle:  $Y_c(k)=Y_c(k)+D(k)$
16. Atualização do vetor das variáveis de estado:  $X_c(k)=G_c X_c(k)+H_c U_c(k)$
17. Atribuição do valor de  $Y_c(k)$  ao canal de saída analógica
18. Incremento do contador de amostras:  $k = k + 1$
19. Verifica se o contador de amostras atingiu o número total de amostras a serem processadas:  $k > N$ ?
20. Se não, retorna ao passo 10
21. Se sim, faz  $Y_c(k) = 0$ , grava resultados em arquivo (opcional) e finaliza o teste.

Observe-se que, ao invés de aplicar um sinal de perturbação real sobre a sapata seguidora, o que implicaria na necessidade de construção de um dispositivo mecânico especial, optou-se pela aplicação de uma função virtual do perfil do solo à sapata, via *software*. Como explicado no Artigo 1 (item 3.2.6.1), a perturbação equivalente, neste caso, corresponde ao valor da função do perfil do

solo com sinal trocado. A capacidade de rejeição de perturbações do sistema pode ser medida pelo erro verificado entre o sinal de saída do sistema (indicativo da altura da plataforma) e o valor da função do perfil do solo.

### **5.2.3. Ensaios de avaliação experimental do controlador projetado**

#### **5.2.3.1. Definição das perturbações**

Utilizaremos quatro tipos de perturbação para avaliar experimentalmente o controlador projetado. O primeiro tipo consiste na modelagem do perfil do solo como uma função senoidal. Deseja-se, com isso, avaliar a capacidade de rejeição de perturbações do sistema, para uma faixa de frequências de interesse. O segundo tipo consiste na aplicação de uma seqüência de degraus à sapata, com a finalidade de se avaliar o comportamento do sistema com relação ao erro estacionário, bem como a resposta transitória do mesmo diante de uma perturbação tipo degrau. O terceiro tipo consiste na aplicação de uma onda dente-de-serra à sapata, tendo por finalidade a verificação do erro estacionário diante de uma perturbação tipo rampa. O quarto e último tipo tem por objetivo a verificação da robustez do sistema diante de uma alteração no *off-set* de tensão aplicado às válvulas controladoras com a finalidade de manter a plataforma na posição de equilíbrio.

Os três primeiros tipos de perturbação serão aplicados na forma de deslocamentos angulares da sapata seguidora em relação à posição inicial de referência (atuador a meio curso). Como já mencionado, estas perturbações serão aplicadas de forma virtual, via *software*, sendo adicionadas ao sinal de saída (valor lido pelo transdutor potenciométrico). O sinal de realimentação (erro na altura), a ser processado pelo controlador, é representado pela soma dos valores do sinal de saída e da perturbação. De modo a evitar que seja atingido o final de curso do atuador hidráulico, limites superiores serão impostos ao sinal de controle (0,5 Volts para a configuração 1 e 0,2 Volts para a configuração 2) aplicado às válvulas.

Da mesma forma que no Artigo 1, e pelos mesmos motivos lá apresentados (item 3.2.6.3), aqui, também, só serão utilizadas perturbações senoidais para fins de comparação entre os sistema LQG/LTR e *On-Off*. A mesma ressalva feita naquele artigo para a comparação entre os dois controladores (item 3.2.6.3), vale para os resultados dos ensaios aqui apresentados.

Definiremos as seguintes configurações para as perturbações a serem utilizadas nos ensaios de avaliação experimental do sistema:



**Perturbação S01:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,05$  rd

Frequência da senóide:  $\omega = 0,63$  rd/s (0,1 Hz)

**Perturbação S03:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,05$  rd

Frequência da senóide:  $\omega = 1,9$  rd/s (0,3 Hz)

**Perturbação S05:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,05$  rd

Frequência da senóide:  $\omega = 3,1$  rd/s (0,5 Hz)

**Perturbação S07:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,05$  rd

Frequência da senóide:  $\omega = 4,4$  rd/s (0,7 Hz)

**Perturbação S1:**

Tipo de perturbação: senoidal

Amplitude da senóide:  $A_s = 0,05$  rd

Frequência da senóide:  $\omega = 6,3$  rd/s (1 Hz)

**Perturbação D01:**

Tipo de perturbação: seqüência de degraus

Amplitude dos degraus:  $A_d = 0,05$  rd

Frequência dos degraus:  $\omega = 0,63$  rd/s (0,1 Hz)

**Perturbação DS01:**

Tipo de perturbação: dente de serra

Amplitude dos dentes:  $A_d = 0,2$  rd

Frequência dos degraus:  $\omega = 0,63$  rd/s (0,1 Hz)

### Perturbação ROS1:

Tipo de perturbação: alteração do *off-set* + perturbação S01

Erro no valor do *off-set* :  $\xi_{os} = -0,03$  (-3 %)

### 5.2.3.2. Definição dos parâmetros do controlador LQG/LTR

As seguintes configurações de projeto serão utilizadas na avaliação do controlador LQG/LTR projetado:

**TABELA 14:** Configurações de projeto para avaliação experimental do sistema LQG/LTR

CPL	CO	MOD	INT	$L$	$\mu$	$\rho$
LQG/LTR 01	1	ERA	N	lbf	5e-3	1e-6
LQG/LTR 02	1	MLE	N	lbf	5e-3	1e-6
LQG/LTR 03	1	ERA	S	ltfi	2e-2	1e-8
LQG/LTR 04	2	ERA	N	lbf	1e-3	5e-5
LQG/LTR 05	2	MLE	N	lbf	1e-3	5e-5
LQG/LTR 06	2	ERA	S	ltfi	2e-2	1e-8

Onde:

CPL: configuração de projeto do controlador LQG/LTR

CO: configuração operacional do sistema (1 – uma válvula, 2 – duas válvulas)

MOD: método empregado na derivação do modelo matemático da planta

INT: sistema com (S) ou sem (N) integrador adicionado na entrada da planta

$L$ : abordagem utilizada na escolha da matriz de conformação da malha objetivo

lbf: casamento de valores singulares em baixas frequências

ltfi: casamento de valores singulares em todas as frequências

$\mu$ : fator de translação da malha objetivo

$\rho$ : fator de recuperação das características da malha objetivo

Os valores escolhidos para o parâmetro  $\mu$  correspondem aos menores valores possíveis para garantir a estabilidade dos sistemas resultantes. Os valores do parâmetro  $\rho$  correspondem àqueles necessários à recuperação das características da malha objetivo no intervalo de frequências de interesse e ao atendimento das especificações de rejeição de ruídos.

### 5.2.3.3. Definição dos parâmetros do controlador *On-Off*

As seguintes configurações de projeto serão utilizadas na avaliação do controlador *On-Off*:

**TABELA 15:** Configurações de projeto para avaliação experimental do sistema *On-Off*

CPO	CO	<i>go</i> (Volts)	<i>bm</i> (m)
On-Off 01	1	2,0e-1	2,0e-2
On-Off 02	1	3,0e-1	2,0e-2
On-Off 03	2	8,0e-2	2,0e-2
On-Off 04	2	1,0e-1	2,0e-2

Onde:

CPO: configuração de projeto do controlador *On-Off*

CO: configuração operacional do sistema (1 – uma válvula, 2 – duas válvulas)

*go*: magnitude do sinal de controle

*bm*: amplitude da banda morta

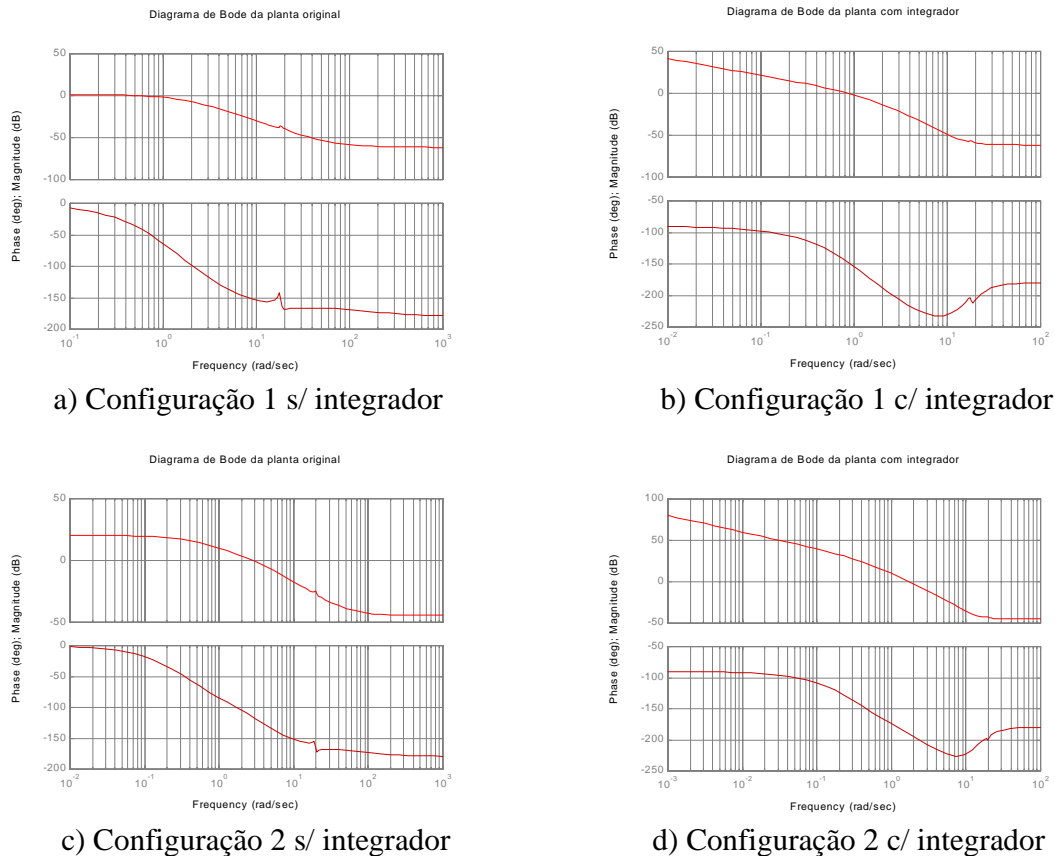
Os valores escolhidos para o parâmetro *go* nas configurações On-Off 01 e On-Off 03 correspondem aos máximos valores possíveis para que os sistemas resultantes não amplifiquem excessivamente o sinal de perturbação. Os valores de *go* nas configurações On-Off 02 e On-Off 04 foram escolhidos de forma arbitrária, apenas para ilustrar a amplificação excessiva decorrente do uso de parâmetros *go* com magnitudes superiores àquelas empregadas nas configurações On-Off 01 e On-Off 03, respectivamente. Os valores do parâmetro *bm*, correspondente à amplitude da banda morta, são os valores mínimos possíveis para que os sistemas resultantes não apresentem comportamento excessivamente oscilatório.

## 5.3. RESULTADOS

As quatro seções seguintes ilustram graficamente o procedimento de projeto do controlador LQG/LTR. As etapas de conformação e recuperação da malha objetivo e de verificação da condição de robustez da estabilidade são apresentadas somente para os casos em que não se inclui o integrador na entrada da planta. Resultados para os casos em que o integrador é incluído na entrada da planta podem ser obtidos de maneira análoga, por meio do programa apresentado no Anexo 12.

### 5.3.1. Inclusão de integrador na entrada da planta

A Figura 38 apresenta os Diagramas de Bode dos modelos das plantas identificadas pelo método ERA. São apresentados os diagramas das plantas originais e das plantas com a inclusão do integrador.

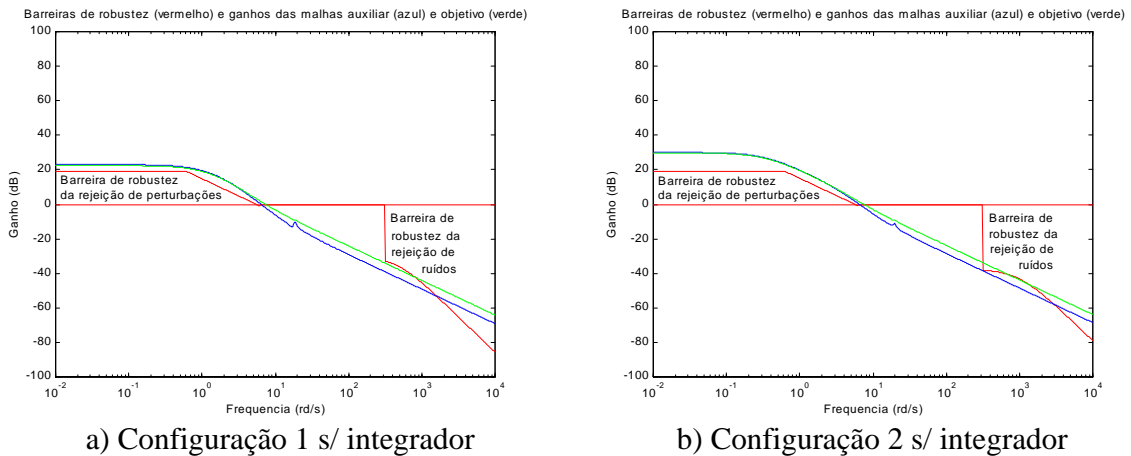


**FIGURA 38:** Diagramas de Bode da planta original e da planta c/ integrador

### 5.3.2. Conformação da malha objetivo

A Figura 39 apresenta as barreiras de robustez da rejeição de perturbações e de ruídos e os ganhos das malhas auxiliar e objetivo, para as duas configurações de operação consideradas.

Observa-se que embora a malha auxiliar e a malha objetivo respeitem a barreira de robustez da rejeição de perturbações, elas não respeitam a barreira de robustez de rejeição de ruídos. Deve-se atentar, portanto, para não reduzir excessivamente o parâmetro  $\rho$  no passo de recuperação (apresentado na seção seguinte), sob o risco de recuperar esta característica indesejável da malha objetivo para a FTM do sistema.

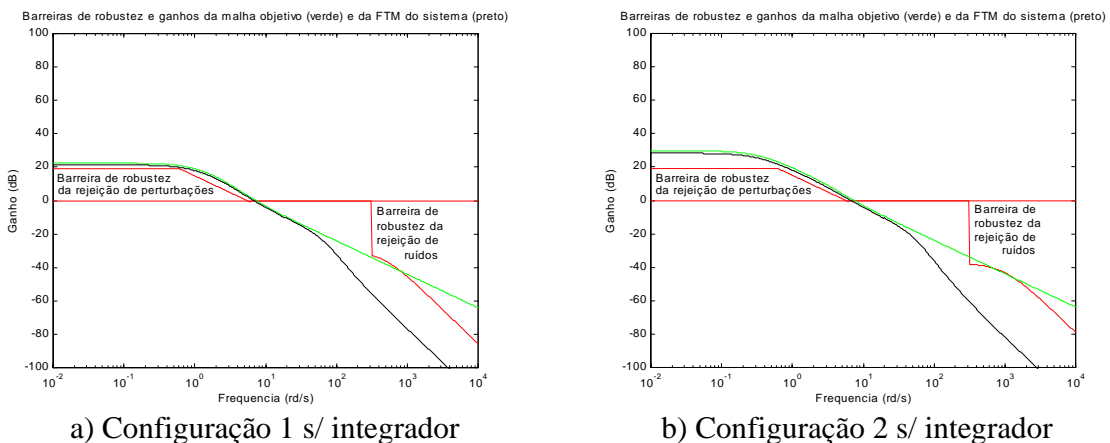


**FIGURA 39:** Conformação da malha objetivo

### 5.3.3. Recuperação da malha objetivo

A Figura 40 apresenta as barreiras de robustez da rejeição de perturbações e de ruídos e os ganhos da malha objetivo e da FTM do sistema, para as duas configurações de operação consideradas.

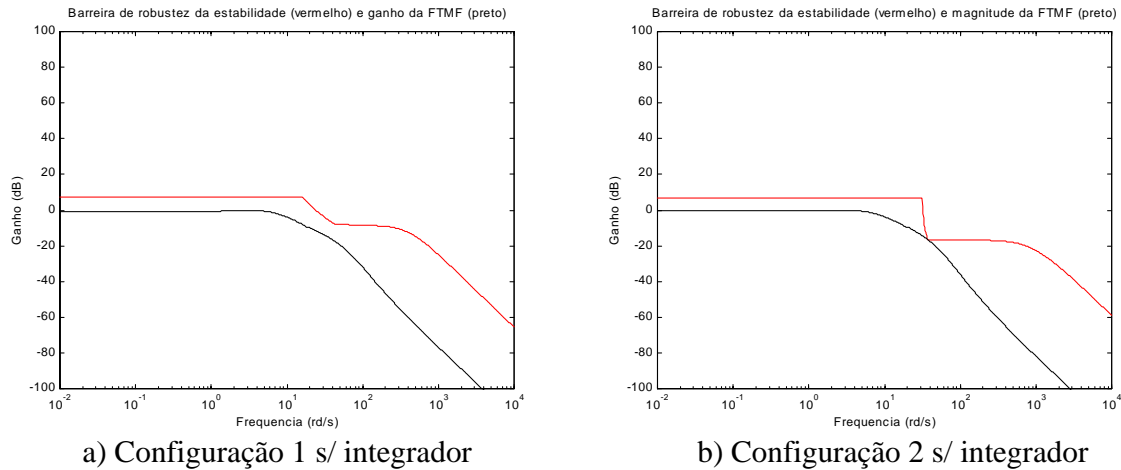
Observa-se que embora a malha objetivo não respeite a barreira de robustez da rejeição de ruídos, a FTM do sistema a respeita, já que possui decaimento mais acentuado que aquela na região de altas frequências.



**FIGURA 40:** Recuperação da malha objetivo

### 5.3.4. Verificação da condição de robustez da estabilidade

A Figura 41 apresenta a barreira de robustez da estabilidade e o ganho da função de transferência de malha fechada (FTMF) do sistema, para as duas configurações de operação consideradas.



**FIGURA 41:** Verificação da condição de robustez da estabilidade

Verifica-se que ambas as configurações respeitam a condição de robustez da estabilidade. A configuração 1 apresenta uma margem aproximada de 10 dB entre o ganho da FTMF do sistema e a barreira de robustez da estabilidade. Teoricamente, portanto, poder-se-ia elevar um pouco mais o ganho do sistema, por meio da redução do parâmetro  $\mu$ , de modo a melhorar a sua capacidade de rejeição de perturbações. Verificou-se na prática, entretanto, que a elevação do ganho para esta configuração resulta em comportamento instável do sistema.

Tal fato pode estar associado a duas causas distintas e não excludentes. Em primeiro lugar, a *função erro*, utilizada para a construção das barreiras de robustez, foi arbitrada a partir do erro verificado entre os resultados experimentais de resposta em frequência e aqueles previstos teoricamente pelos modelos identificados. Sabe-se que o erro entre os dois resultados possui distribuição estatística em torno de um valor médio. No nosso caso, este valor médio foi obtido a partir de três medidas para cada valor de frequência. É possível, portanto, que, em determinadas situações, este erro se apresente com magnitude superior àquela considerada para a construção das barreiras de robustez. Neste caso, a barreira de robustez da estabilidade real se apresentaria deslocada para baixo, em relação à barreira assumida, o que justificaria a limitação encontrada para o aumento do ganho do sistema.

Em segundo lugar, devemos lembrar que os controladores projetados foram obtidos a partir da discretização de controladores equivalentes no tempo contínuo, por meio de transformações bilineares. Como já explicado anteriormente (item 3.2.5.2.4), embora a transformação bilinear preserve as características de resposta em frequência do sistema contínuo em boa parte do espectro, ela introduz distorções nas regiões próximas da frequência de Nyquist ( $F_s/2$ ), devido ao problema de *warping*. Como conseqüência deste fato, a barreira de robustez da estabilidade real também se apresentaria deslocada para baixo, na região de ocorrência das distorções. Observa-se, na Figura 41, que nas regiões próximas da frequência de Nyquist (7,5 Hz = 47 rd/s), a FTMF do sistema se mostra próxima da barreira de robustez da estabilidade. Portanto, eventuais distorções nesta barreira justificariam, também, a limitação encontrada para o aumento do ganho do sistema.

### 5.3.5. Resultados experimentais

A Tabela 16 apresenta o erro percentual (EP), o erro médio percentual (EMP), e o sinal de controle médio (SM) obtidos em cada um dos casos testados. O Anexo 14 contém o programa utilizado na análise dos resultados experimentais.

**TABELA 16:** Resultados experimentais para os sistemas LQG/LTR e *On-Off*

CASO (#)	AR (#)	CONTROLADOR (Tabelas 10 e 11)	PERT (Item 5.2.3.1)	EE (%)	EP (1,4) (%)	EMP (1) (%)	SM (1) (Volts)
01	400	LQG/LTR 01	D01	--	--	18/16 (2)	--
02	401	LQG/LTR 01	S01	20	28	19	0,28
03	403	LQG/LTR 01	S03	60	35	23	0,27
04	405	LQG/LTR 01	S05	100	43	29	0,28
05	407	LQG/LTR 01	S07	140	61	41	0,32
06	410	LQG/LTR 01	S1	200	129	87	0,42
07	411	LQG/LTR 01	DS01	--	--	13 (3)	--
08	585	LQG/LTR 01	ROS1	20	28	24	0,29
09	418	LQG/LTR 02	S01	20	28	30	0,30
10	419	LQG/LTR 02	S05	100	57	46	0,28
11	420	LQG/LTR 03	D01	--	--	20/0 (2)	--
12	421	LQG/LTR 03	S01	20	44	27	0,25

13	422	LQG/LTR 03	S05	100	62	38	0,26
14	4221	LQG/LTR 03	DS01	--	--	2 (2)	--
15	429	LQG/LTR 04	D01	--	--	25/7 (2)	--
16	430	LQG/LTR 04	S01	20	45	30	0,093
17	432	LQG/LTR 04	S03	60	47	32	0,090
18	434	LQG/LTR 04	S05	100	58	35	0,10
19	436	LQG/LTR 04	S07	140	75	49	0,10
20	439	LQG/LTR 04	S1	200	141	94	0,16
21	440	LQG/LTR 04	DS01	--	--	18 (3)	--
22	447	LQG/LTR 05	S01	20	33	23	0,095
23	448	LQG/LTR 05	S05	100	50	31	0,097
24	449	LQG/LTR 06	D01	--	--	0/9 (2)	--
25	450	LQG/LTR 06	S01	20	64	40	0,092
26	451	LQG/LTR 06	S05	100	78	48	0,093
27	4511	LQG/LTR 06	DS01	--	--	8 (2)	--
28	569	ON-OFF 01	S01	20	37	28	0,29
29	570	ON-OFF 01	S03	60	60	42	0,29
30	571	ON-OFF 01	S05	100	99	67	0,29
31	589	ON-OFF 01	ROS1	20	45	62	0,29
32	565	ON-OFF 02	S01	20	22 (5)	24 (5)	0,29
33	566	ON-OFF 02	S03	60	31 (5)	32 (5)	0,29
34	567	ON-OFF 02	S05	100	58 (5)	53 (5)	0,29
35	499	ON-OFF 03	S01	20	41	29	0,097
36	530	ON-OFF 03	S03	60	58	39	0,098
37	531	ON-OFF 03	S05	100	125	84	0,098
38	487	ON-OFF 04	S01	20	24 (5)	23 (5)	0,099
39	488	ON-OFF 04	S03	60	40 (5)	34 (5)	0,097
40	489	ON-OFF 04	S05	100	77 (5)	58 (5)	0,094
41	--	SC	S01	20	100	64	0
42	--	SC	S03	60	100	64	0
43	--	SC	S05	100	100	64	0



44	--	SC	S07	140	100	64	0
45	--	SC	S1	200	100	64	0

Onde:

AR: número do arquivo de dados gerado pelo programa de controle

PERT: tipo de perturbação aplicado

EE: erro percentual especificado no projeto dos controladores LQG/LTR (item 5.2.2.5.2)

EP: erro percentual

EMP: erro médio percentual

SM: sinal de controle médio

SC: sistema sem controlador

Notas:

1) Para o caso das perturbações senoidais, o erro percentual, o erro médio percentual e o sinal de controle médio são calculados como:

$$EP = 100 \frac{A_e}{A_s}$$

$$EMP = 100 \frac{\int_5^{30} |U_c(t)| dt}{A_s}$$

$$SM = \frac{\int_5^{30} |Y_c(t)| dt}{25}$$

$U_c(t)$  → erro na altura da plataforma

$Y_c(t)$  → sinal de controle

$A_e$  → amplitude do sinal de erro

$A_s$  → amplitude da perturbação (0,05 rd)

O erro médio percentual e o sinal de controle médio são calculados no intervalo de 5 a 30 segundos, para que seja eliminada a influência dos sinais transitórios que ocorrem nos instantes iniciais dos ensaios.

2) Para o caso das perturbações tipo seqüência de degraus, são apresentados o sobre-sinal máximo (*overshoot*) e o erro estacionário, em lugar do erro médio percentual. Para o caso das perturbações tipo dente-de-serra, o erro estacionário é apresentado em lugar do erro médio percentual. Em ambos os casos, os valores são apresentados como percentuais da amplitude da perturbação (o sobre-sinal percentual é calculado em relação à amplitude pico-a-pico da perturbação tipo seqüência de degraus).

3) Para os casos sem a inclusão do integrador na entrada da planta, o erro estacionário diante da perturbação tipo rampa (dente-de-serra) aumenta com o tempo. Apresenta-se, nestes casos, o erro estacionário máximo, verificado no final da rampa.

4) Devido à não-linearidade da planta, o sinal de saída (erro na altura) aparece contaminado por harmônicas com frequências diferentes daquelas da perturbação aplicada. Portanto, o erro percentual (EP) não é uma ferramenta muito adequada para a avaliação de desempenho dos sistemas testados. Como forma de contornar o problema, pode-se empregar o erro médio percentual, que dá uma idéia mais realista da qualidade da ação de controle.

5) Os valores do erro percentual e do erro médio percentual obtidos para estas configurações podem levar à conclusão errônea de que as mesmas apresentam desempenhos superiores às configurações com ganhos mais baixos. Tais parâmetros não revelam, entretanto, a natureza instável destas configurações, como pode ser observado na Figura 43.

A Tabela 17 contém um resumo das conclusões a serem extraídas dos resultados experimentais obtidos.

**TABELA 17:** Síntese dos resultados experimentais para os sistemas LQG/LTR e *On-Off*

CASOS	ATRIBUTO	RESULTADO	CONCLUSÃO
<b>TESTADOS</b>			
2,3,4,5,6	Rejeição de perturbações	Sistema LQG/LTR atende às especificações em todas as frequências com exceção da frequência de 0,1 Hz (CO 1)	Erro de modelagem, provavelmente, mal representado na frequência de 0,1 Hz (CO 1)
16,17,18,19,20	Rejeição de	Idem (CO 2)	Idem (CO 2)

perturbações

2,4,9,10	Método de identificação do modelo	Sistema com modelo ERA apresenta erros médios percentuais inferiores ao sistema com modelo MLE (CO 1)	Modelo ERA representa melhor a planta que o modelo MLE (CO 1)
16,18,22,23	Método de identificação do modelo	Sistema com modelo MLE apresenta erros médios percentuais inferiores ao sistema com modelo ERA (CO 2)	Modelo MLE representa melhor a planta que o modelo ERA (CO 2)
2,4,12,13	Inclusão de integrador na entrada da planta	Sistema sem integrador apresenta erros médios percentuais inferiores ao sistema com integrador (CO 1)	Inclusão de integrador na entrada da planta resulta em pior capacidade de rejeição de perturbações nas frequências superiores a 0,1 Hz (CO 1)
16,18,25,26	Inclusão de integrador na entrada da planta	Idem (CO 2)	Idem (CO 2)
1,11	Inclusão de integrador na entrada da planta	Sistema com integrador apresenta menor erro estacionário e maior <i>overshoot</i> na resposta ao degrau (CO 1)	Inclusão de integrador na entrada da planta contribui para a redução do erro estacionário na resposta ao degrau (CO 1)

---

15,24	Inclusão de integrador na entrada da planta	Sistema com integrador apresenta maior erro estacionário e menor <i>overshoot</i> na resposta ao degrau (CO 2)	Inclusão de integrador na entrada da planta não contribui para a redução do erro estacionário na resposta ao degrau (CO 2)
7,14	Inclusão de integrador na entrada da planta	Sistema com integrador apresenta menor erro estacionário na resposta à rampa (CO 1)	Inclusão de integrador na entrada da planta contribui para a redução do erro estacionário na resposta à rampa (CO 1)
21,27	Inclusão de integrador na entrada da planta	Idem (CO 2)	Idem (CO 2)
2,3,4,28,29,30	Estratégia de controle	Sistema com controlador LQG/LTR apresenta erros médios percentuais inferiores ao sistema com controlador <i>On-Off</i> (CO 1)	Controlador LQG/LTR contribui para melhorar a capacidade de rejeição de perturbações do sistema (CO 1)
16,17,18, 35,36,37	Estratégia de controle	Idem (CO 2)	Idem (CO 2)
2,3,4,28,29,30	Consumo energético	Sistemas LQG/LTR e <i>On-Off</i> apresentam consumo energético equivalente (CO 1)	Controlador LQG/LTR melhora a capacidade de rejeição de perturbações, sem que isto implique em maior consumo energético

---

			(CO 1)
16,17,18, 35,36,37	Consumo energético	Idem (CO 2)	Idem (CO 2)
8,31	Robustez	Sistema com controlador LQG/LTR apresenta um incremento (5%) do erro médio percentual inferior ao sistema <i>On-Off</i> (34%), diante de uma redução de 3% no nível DC aplicado às válvulas de controle (CO 1)	Controlador LQG/LTR possui robustez superior ao controlador <i>On-Off</i> diante de alterações no nível DC aplicado às válvulas de controle para manutenção da plataforma na posição de equilíbrio (CO 1)
2,3,4,5,6, 16,17,18,19,20	Configuração operacional	Sistema na configuração operacional 1 (CO 1) apresenta erros médios percentuais inferiores ao sistema na configuração operacional 2 (CO 2)	Configuração operacional 1 apresenta desempenho superior à configuração operacional 2, provavelmente por conter menores erros de modelagem

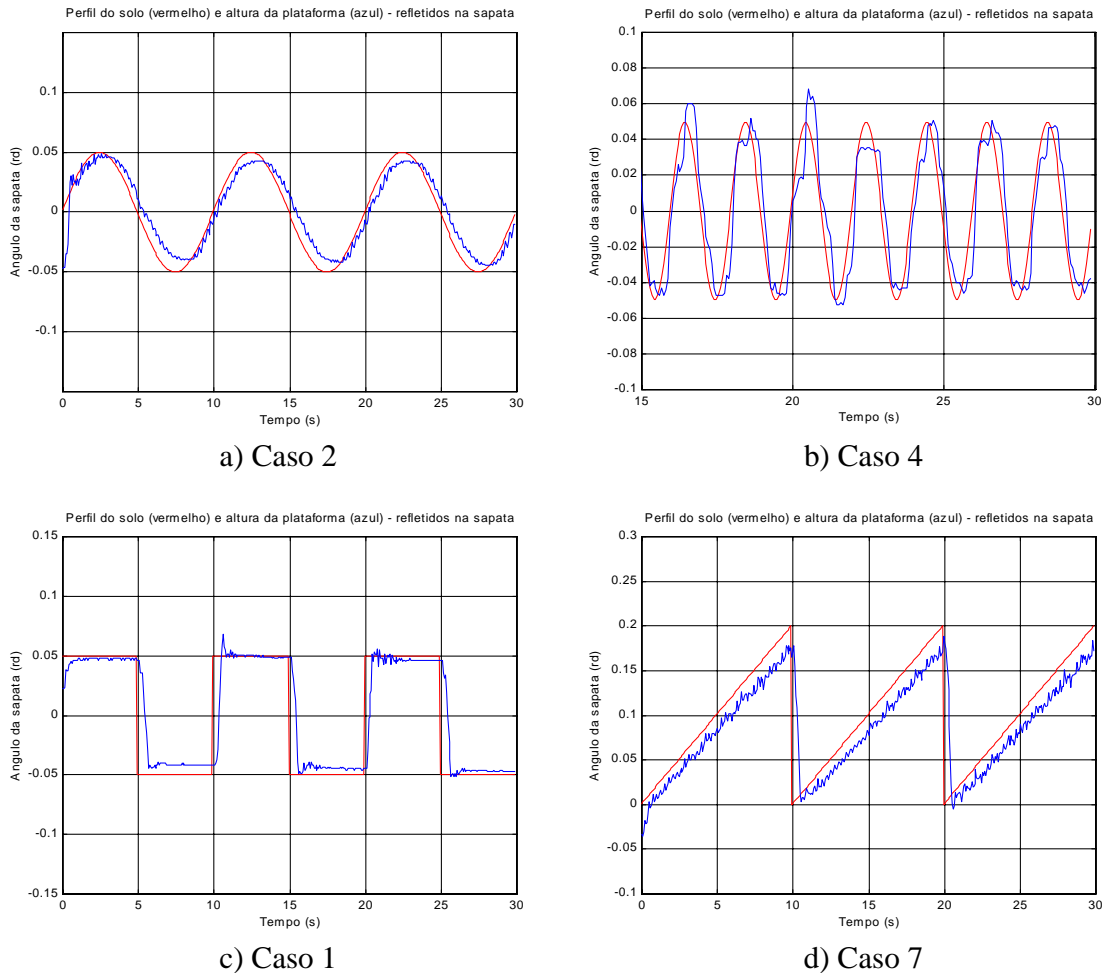
---

Onde:

CO 1: configuração operacional 1 (sistema operando apenas com a válvula de levante)

CO 2: configuração operacional 2 (sistema operando com as duas válvulas de controle)

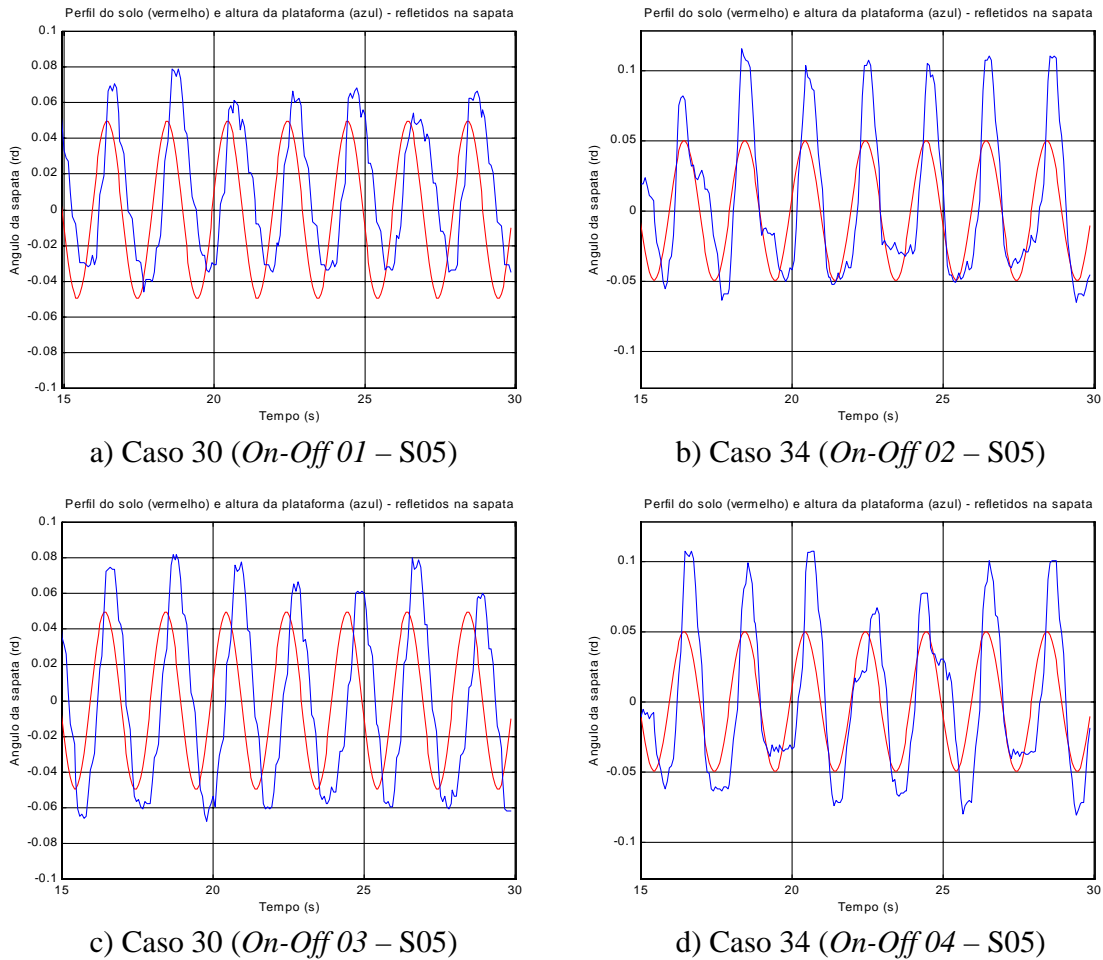
A Figura 42 apresenta as curvas de resposta do sistema LQG/LTR para alguns dos casos testados.



**FIGURA 42:** Respostas do sistema LQG/LTR a diferentes tipos de perturbação

Observa-se nas Figuras 42a e 42b que, apesar da linearidade do controlador LQG/LTR, as características não-lineares da planta refletem-se no sinal de saída, que aparece distorcido à medida que se aumenta a frequência da perturbação. As Figuras 42c e 42d indicam a ocorrência de erro estacionário diante de perturbações tipo degrau e rampa, respectivamente.

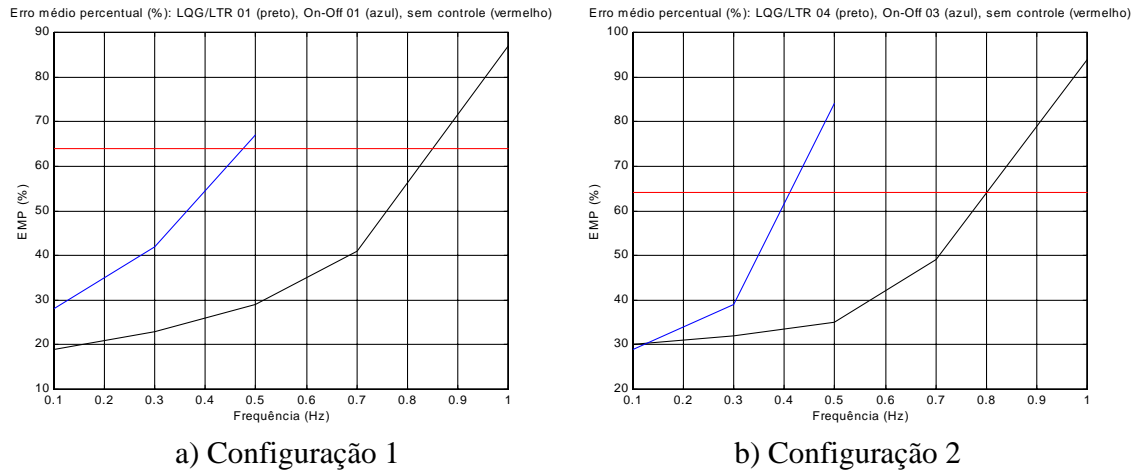
A Figura 43 ilustra o problema da limitação do ganho nos controladores *On-Off*.



**FIGURA 43:** Problema da limitação do ganho nos controladores *On-Off*

Observa-se, na Figura 43, que o aumento do ganho dos controladores *On-Off*, com o objetivo de se obter melhores desempenhos, resulta em amplificação excessiva do sinal de perturbação. Evidencia-se, assim, a limitação intrínseca do sistema *On-Off*, no que se refere à melhoria de seu desempenho por meio do aumento do ganho.

A Figura 44 contém gráficos comparativos dos erros médios percentuais obtidos com os sistemas LQG/LTR e *On-Off*.



**FIGURA 44:** Erros médios percentuais para os controladores LQG/LTR e *On-Off*

Verifica-se que, no caso da Configuração 1, o sistema *On-Off* (COP 01) mostra-se efetivo para frequências de até 0,48 Hz, enquanto o sistema LQG/LTR (COP 01) consegue atenuar perturbações com frequências de até 0,85 Hz, aproximadamente. No caso da Configuração 2, o sistema *On-Off* (COP 03) é efetivo para frequências de até 0,41 Hz, enquanto o sistema LQG/LTR (COP 04) atenua perturbações com frequências de até 0,80 Hz.

## 5.4. CONCLUSÕES

Este trabalho descreveu o projeto e a avaliação experimental de um controlador ótimo robusto para o controle de altura de um dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras. O controlador foi projetado por meio do método LQG/LTR, utilizando-se o procedimento de conformação da função de transferência de malha do sistema para abertura da malha na saída da planta.

Os resultados obtidos indicam um bom potencial de utilização da técnica proposta no controle de altura da plataforma de corte de colhedoras reais. Ensaios realizados com o sistema projetado revelaram que o uso do controlador LQG/LTR possibilita uma ampliação significativa da banda de frequência das perturbações passíveis de atenuação, em relação a um sistema convencional tipo *On-Off*. Para o caso da configuração operacional 1 (sistema operado apenas com



a válvula de levante), o controlador LQG/LTR atenua perturbações com frequências de até 0,85 Hz, contra 0,48 Hz para o sistema *On-Off*. Para o caso da configuração operacional 2 (sistema operado com as duas válvulas de controle), o controlador LQG/LTR atenua perturbações com frequências de até 0,80 Hz, contra 0,41 Hz para o sistema *On-Off*. É importante assinalar que a melhora da capacidade de rejeição de perturbações decorrente do uso do controlador LQG/LTR se dá sem que se verifique aumento na demanda energética do sistema, em relação ao caso em que se utiliza o controlador *On-Off*.

A inclusão de um integrador na entrada da planta, com a finalidade de eliminar o erro estacionário diante de perturbações tipo degrau, resultou em piora do desempenho do sistema diante de perturbações senoidais com frequência superior a 0,1 Hz. Tal fato se dá, aparentemente, pelo aumento do ângulo de fase da função de transferência do sistema, decorrente da introdução do integrador. Os resultados com relação ao erro estacionário diante do degrau são conflitantes para as duas configurações operacionais do sistema. No caso da configuração 1, a inclusão do integrador resulta em redução do erro estacionário. No caso da configuração 2, ela resulta em aumento do erro. Este fenômeno parece estar associado ao comportamento não linear da planta (atrito estático), que mascara o efeito do integrador para valores de erro abaixo de uma certa magnitude. Já no caso da perturbação tipo rampa, o efeito da inclusão do integrador é inequívoco, verificando-se uma redução acentuada do erro estacionário em ambas as configurações operacionais do sistema. Considerando-se a natureza predominantemente oscilatória do perfil do solo, os resultados obtidos parecem apontar para a inutilidade da inclusão de um integrador na entrada da planta. Recomenda-se, entretanto, uma averiguação mais aprofundada do tipo de perfil de solo sobre o qual se pretende operar a máquina, antes que se tome a decisão sobre a introdução ou não do integrador.

A capacidade de rejeição de ruídos do sistema pode ser ajustada por meio da escolha adequada do parâmetro de recuperação,  $\rho$ . Para tanto, é necessário que o projeto do controlador seja precedido de uma avaliação confiável do espectro dos ruídos presentes na medida do sinal de saída.

Os resultados obtidos para os diferentes métodos de identificação de modelos matemáticos da planta se mostraram conflitantes para as duas configurações operacionais do sistema. Para o caso da configuração 1, o método ERA produziu os melhores resultados. Já para a configuração 2, os melhores resultados foram obtidos com o modelo identificado pelo método MLE.

Provavelmente, este fato se deve a uma melhor representação da planta obtida com o método ERA no caso da configuração 1, ou com o método MLE, no caso da configuração 2. Deve-se observar que, como previsto, a presença de zeros de fase não mínima nos modelos identificados por meio do método ERA não impuseram maiores restrições à aplicação do procedimento de recuperação a estes modelos, já que, no presente caso, estes zeros se situam bem acima da frequência de cruzamento do sistema.

Embora as especificações de robustez tenham sido estabelecidas para incertezas não estruturadas no modelo da planta, uma avaliação qualitativa do nível de robustez do sistema projetado foi feita por meio da introdução de uma redução de 3 % no nível DC aplicado às válvulas de controle com o objetivo de manter a plataforma na posição de equilíbrio. Tal alteração resultou em aumentos do erro médio percentual da ordem de 5 % para o sistema LQG/LTR e de 34 % para o sistema *On-Off*, evidenciando, assim, a maior robustez do sistema proposto diante de alterações nas condições modeladas, que podem se manifestar, por exemplo, por meio de reduções no nível de pressão hidráulica disponível.

Embora a configuração 1 (operação do sistema apenas com a válvula de levante) tenha produzido melhores resultados que a configuração 2 (operação do sistema com duas válvulas de controle), deve-se salientar que isto se deve, provavelmente, a uma melhor adequação do modelo representativo da configuração 1, e não a uma eventual vantagem associada ao uso de apenas uma válvula de controle, em relação ao caso em que se usa duas válvulas.

De uma forma geral, os resultados obtidos para o sistema com controlador *On-Off* revelam a limitação de desempenho intrínseca a esse tipo de controlador. A tentativa de se obter melhores desempenhos por meio do aumento do ganho do controlador *On-Off* resulta, invariavelmente, na obtenção de sistemas que amplificam excessivamente o sinal de perturbação, para valores de ganho acima de um certo limite.

No caso dos controladores LQG/LTR, o desempenho do sistema é limitado, basicamente, pelo nível de erro verificado no modelo nominal da planta, que se traduz na imposição de barreiras mais restritivas de robustez. Os erros de modelagem se originam tanto no processo de identificação, que pode produzir modelos com baixa acurácia em determinadas regiões do espectro de frequência, como no processo de discretização do controlador projetado, que introduz distorções na função de transferência do sistema nas frequências próximas da frequência de Nyquist, devido ao problema de *warping*. Entretanto, ambas as limitações podem ser contornadas,

para que se obtenha sistemas LQG/LTR com melhor desempenho. O grau de acurácia do modelo matemático sempre pode ser melhorado por meio da realização de um maior número de ensaios de resposta em frequência, cobrindo uma faixa mais ampla do espectro. O problema da discretização pode ser minimizado por meio do uso de processadores mais rápidos e linguagens de programação mais compactas, que possibilitem a redução do tempo de processamento em cada ciclo de cálculo do sinal de controle, e, conseqüentemente, permitam o aumento da frequência de amostragem.

## 5.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ATHANS, M. 6.232 - *Multivariable Control Systems: Lecture Notes*. MIT, 1984.

CRUZ, J. J. *Controle Robusto Multivariável*. São Paulo, Editora da Universidade de São Paulo, 163 p, 1996.

DOYLE, J. C. & STEIN, G. "Robustness with Observers". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-24, No. 4, pp. 607-611, 1979.

MICROSOFT CORP. *Microsoft Visual Basic 5.0 Programmer's Guide*. 1997.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 2<sup>nd</sup> Edition. New Jersey, Prentice Hall International, 963 p, 1990.

## 6. CONCLUSÕES GERAIS

Por meio de um estudo teórico seguido de validação experimental, este trabalho procurou demonstrar as vantagens decorrentes do uso de um sistema de controle alternativo, em relação às configurações convencionalmente empregadas para o controle de altura da plataforma de corte de colhedoras. O trabalho foi apresentado na forma de três artigos técnicos, que descrevem etapas complementares da pesquisa realizada.

Os resultados obtidos no primeiro artigo indicaram um bom potencial de aplicação do método LQG/LTR ao controle de altura da plataforma de corte de colhedoras. As simulações realizadas com um controlador convencional tipo *On-Off* evidenciaram as limitações intrínsecas a este tipo de sistema, no que se refere à obtenção de um nível aceitável de desempenho para uma faixa arbitrária de frequências de excitação. Verificou-se que, para esse sistema, o aumento do ganho, com o objetivo de melhorar a capacidade de rejeição de perturbações em altas frequências, resulta em deterioração do desempenho em baixas frequências, e vice-versa. Tal limitação inexistente no sistema LQG/LTR, onde o aumento da capacidade de rejeição de perturbações em uma dada frequência, por meio do aumento do ganho em malha aberta, implica na melhoria de desempenho em todas as frequências.

Desde que se disponha de um modelo exato e linear da planta sob estudo, o nível de desempenho do sistema LQG/LTR é limitado somente pela potência hidráulica disponível (limite máximo para o sinal de controle) e pela frequência de amostragem utilizada na implementação do algoritmo de controle. Verificou-se que quanto mais baixa a frequência de amostragem, menor a margem de ganho e, portanto, menor a capacidade de rejeição de perturbações do sistema resultante. A limitação do sinal de controle, por sua vez, resulta em deterioração da capacidade de rejeição de perturbações para as frequências cuja demanda por este sinal se mostra maior que o limite imposto.

Tendo em vista o projeto e a implementação de um controlador LQG/LTR em um dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras, o segundo artigo descreveu a aplicação de três métodos distintos à obtenção de modelos matemáticos do referido dispositivo. Os modelos foram obtidos para as duas configurações operacionais possíveis para o dispositivo (com uma ou duas válvulas de controle de pressão). A adequação dos modelos obtidos foi avaliada 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 de um intervalo de interesse.

O primeiro método consistiu na derivação de modelos matemáticos analíticos para o sistema, a partir do estabelecimento de suas equações de equilíbrio dinâmico. Os modelos obtidos fornecem boa representação para o ganho, porém, não tão boa representação para a fase. As divergências verificadas entre os Diagramas de Bode teórico e experimental se devem a incertezas em diversos parâmetros do modelo analítico.

O segundo método, denominado MLE (*Maximum Likelihood Estimator*), consistiu na obtenção de estimativas dos parâmetros dos modelos matemáticos do sistema, a partir da maximização de uma função de verossimilhança, definida como a função de densidade de probabilidade de reconstrução dos dados experimentais de resposta em frequência a partir dos modelos teóricos assumidos. Os diagramas de Bode dos modelos obtidos indicam representação satisfatória dos dados experimentais, tanto para ganho como para fase.

O terceiro e último método, denominado ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*), consistiu na identificação de modelos matemáticos para o sistema a partir de estimativas dos seus parâmetros de Markov, obtidas por meio do ajuste da função de resposta em frequência teórica a um conjunto de dados experimentais, pelo método dos mínimos quadrados. Os diagramas de Bode dos modelos obtidos indicam representação satisfatória dos dados experimentais, tanto para ganho como para fase.

Os resultados obtidos evidenciaram a dificuldade de obtenção de modelos analíticos adequados para plantas razoavelmente complexas, como o dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras. Os problemas associados à estimação de diversos parâmetros físicos do sistema, tais como, momentos de inércia e constantes de amortecimento, e a dificuldade de inclusão, na modelagem matemática, de todos os fenômenos dinâmicos envolvidos, resultam na obtenção de modelos que dificilmente representam o sistema de forma satisfatória. Assim, a menos que se deseje apenas avaliar de forma qualitativa o comportamento dinâmico do sistema, sugere-se que sejam utilizadas técnicas de identificação baseadas em ensaios de resposta em frequência, para que se obtenha modelos confiáveis de plataformas de corte de colhedoras.

O último artigo descreveu o projeto e a avaliação experimental de um controlador ótimo robusto para o controle de altura do dispositivo simulador de plataformas de corte de colhedoras. O controlador foi projetado por meio do método LQG/LTR, utilizando-se o procedimento de

conformação da função de transferência de malha do sistema para abertura da malha na saída da planta.

Os resultados obtidos também indicaram um bom potencial de utilização da técnica proposta no controle de altura da plataforma de corte de colhedoras reais. Ensaios realizados com o sistema projetado revelaram que o uso do controlador LQG/LTR possibilita uma ampliação significativa da banda de frequência das perturbações passíveis de atenuação, em relação a um sistema convencional tipo *On-Off*. Para o caso da configuração operacional 1 (sistema operado apenas com a válvula de levante), o controlador LQG/LTR atenua perturbações com frequências de até 0,85 Hz, contra 0,48 Hz para o sistema *On-Off*. Para o caso da configuração operacional 2 (sistema operado com as duas válvulas de controle), o controlador LQG/LTR atenua perturbações com frequências de até 0,80 Hz, contra 0,41 Hz para o sistema *On-Off*. É importante assinalar que a melhora da capacidade de rejeição de perturbações decorrente do uso do controlador LQG/LTR se dá sem que se verifique aumento na demanda energética do sistema, em relação ao caso em que se utiliza o controlador *On-Off*.

Verificou-se que o desempenho do controlador LQG/LTR é limitado pelo nível de erro verificado no modelo nominal da planta, que se traduz na imposição de barreiras mais restritivas de robustez. Os erros de modelagem se originam tanto no processo de identificação, que pode produzir modelos com baixa acurácia em determinadas regiões do espectro de frequência, como no processo de discretização do controlador projetado, que introduz distorções na função de transferência do sistema nas frequências próximas da frequência de Nyquist, devido ao problema de *warping*. Entretanto, ambas as limitações podem ser contornadas, para que se obtenha sistemas LQG/LTR com melhor desempenho. O grau de acurácia do modelo matemático sempre pode ser melhorado por meio da realização de um maior número de ensaios de resposta em frequência, cobrindo uma faixa mais ampla do espectro. O problema da discretização pode ser minimizado por meio do uso de processadores mais rápidos e linguagens de programação mais compactas, que possibilitem a redução do tempo de processamento em cada ciclo de cálculo do sinal de controle, e, conseqüentemente, permitam o aumento da frequência de amostragem.

Embora motivado, inicialmente, pela perspectiva de redução das grandes perdas verificadas na colheita de soja, o trabalho apresentou conceitos e resultados que se aplicam, sem grandes modificações, à colheita de outras culturas para as quais o controle preciso da altura de corte represente um fator importante na redução das perdas e na qualidade do produto colhido. Como

exemplo, pode-se citar a colheita mecanizada de cana-de-açúcar, onde a busca constante por melhores níveis de produtividade e qualidade impõe o requisito de que as plantas sejam cortadas o mais rente possível ao solo, sem que isto implique, contudo, na contaminação do produto colhido com terra.

Como qualquer trabalho de investigação científica, este também carece de um estudo detalhado de viabilidade econômica, antes que se considere a possibilidade de aplicação comercial da estratégia proposta. Dentro do escopo de tal estudo, deve-se procurar quantificar de forma confiável o potencial de redução de perdas decorrente do uso da técnica apresentada. Neste aspecto, embora a simulação matemática possa contribuir para uma avaliação preliminar do problema, a diversidade de fatores envolvidos no processo de colheita sugere que uma resposta definitiva só poderá ser obtida mediante a implementação e teste do sistema proposto em uma colhedora real.

## **7. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

Não se pretendeu, aqui, oferecer uma solução definitiva para o problema do controle de altura da plataforma de corte de colhedoras, mas sim apresentar as vantagens decorrentes do emprego de uma abordagem alternativa, e apontar formas de se obter um melhor desempenho com o sistema de controle proposto. Dentro deste contexto, as seguintes sugestões são apresentadas para trabalhos futuros, com o objetivo de melhor elucidar os diferentes aspectos do problema:

- 1) O desempenho do sistema projetado está diretamente relacionado à acurácia do modelo matemático identificado para a plataforma de corte. Esforços devem ser direcionados, portanto, para a obtenção de modelos matemáticos cada vez mais representativos da planta sob estudo.
- 2) O desempenho do sistema projetado é limitado, também, pela frequência de amostragem utilizada na implementação do controlador digital. Sugere-se, assim, o emprego de processadores mais rápidos e linguagens de programação mais compactas, que possibilitem o uso de frequências de amostragem mais altas.
- 3) No presente trabalho, procedeu-se ao projeto do controlador no domínio de tempo contínuo, seguido de discretização por transformação bilinear, para obtenção do controlador digital equivalente. Uma abordagem alternativa consistiria na discretização da planta, seguida do

projeto do controlador no domínio de tempo discreto, como apresentado por MACIEJOWSKI (1985).

- 4) O uso de computadores permite que diferentes estratégias de controle sejam implementadas rapidamente sem que haja necessidade de alteração do *hardware* envolvido. Sugere-se, portanto, que estratégias alternativas, tais como controle adaptativo e controle com redes neurais, sejam testadas e comparadas com a técnica aqui apresentada.
- 5) Para o estabelecimento das especificações de desempenho do sistema de controle, é necessário que se defina a faixa de frequência das perturbações de interesse. Trabalhos adicionais devem ser direcionados, portanto, para o levantamento do espectro de frequências típico de campos de plantio de soja (ou da cultura aplicável).
- 6) As colhedoras mais modernas disponíveis no mercado nacional dispõem de dispositivos de flutuação lateral da plataforma, provendo o sistema, assim, de um grau de liberdade adicional para o controle de posição. Sugere-se a avaliação da possibilidade de inclusão deste grau de liberdade adicional no modelo do sistema, como forma de se obter um melhor desempenho no acompanhamento do perfil do solo. Neste caso, o sistema a ser projetado possui múltiplas entradas e múltiplas saídas, o que torna a solução do problema mais complexa, mas não inviabiliza a aplicação da técnica aqui proposta.



## 8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS GERAIS

- ALONSO, M. & FINN, E. J. *Física: Um Curso Universitário (Volume 1 – Mecânica)*. São Paulo, Ed. Edgard Blucher Ltda., 486 p, 1977
- ANFAVEA. *Anuário Estatístico da Indústria Automobilística*. São Paulo, Associação Nacional dos Fabricantes de Veículos Automotores, 1993.
- CARLIN, J. F. "Electro-Hydraulic Control of Combine Header Height and Reel Speed". *Paper SAE*, No. 841155, pp. 252-256, 1984.
- EDGE, K. A. "The Control of Fluid Power Systems – Responding to the Challenges". *Proc. Instn. Mech. Engrs*, vol. 211, Part 1, pp. 91-110, 1997.
- EMBRAPA. *Situação Mundial e Brasileira da Soja*. Página da Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária na Internet-WWW (<http://www.embrapa.br>), 1999.
- FOLHA DE SÃO PAULO. *Caderno de Finanças*. Edição de 03/09/95.
- HIRANO, T; INADA, T. & KOTAKE, K. "New Automatic Reaping Height Control System Equipped with Ultrasonic Sensor for Combine". *Paper Japanese Society of Agricultural Engineering*, pp. 202-205, 1987.
- IOCHPE-MAXION. *Colheitadeira Massey Ferguson 6855*. Iochpe-Maxion Divisão de Máquinas Agrícolas e Industriais. Catálogo Técnico, 1995.
- KAMINSKI, T. L. & ZOERB, G. C. "Automatic Header-Height Control for Grain Crops". *Transactions of the ASAE*, 8(2), pp. 284-287, 1965.
- LAMP, B. J.; JOHNSON, W. H. & HARKNESS, K. A. "Soybean Harvesting Losses – Approaches to Reduction". *Transactions of the ASAE*, 4(2), pp. 203-207, 1961.
- LEONARD, J. & MAKI, R. "An Automatic Cutterbar Height Controller for Grain Harvesting Machines". *Paper SAE*, No. 901560, pp. 318-326, 1990.
- MACIEJOWSKI, J. M. "Asymptotic Recovery for Discrete-Time Systems". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-30, No. 6, pp. 602-605, 1985.
- MASCHIO, J. *Caderno Agrofolla*. Folha de São Paulo, Edição de 31/01/1995.
- MURCIA, G. A. "Otimização de um Mecanismo Articulado para o Levantamento de Plantas e Seguimento do Perfil do Solo em Processos de Colheita". Tese de Doutorado, FEAGRI, UNICAMP, Campinas, SP, 1997.

- NEW HOLLAND. *Colheitadeiras New Holland TC55 e TC57*. New Holland Latino Americana Ltda. Catálogo Técnico, 1995.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 2<sup>nd</sup> Edition. New Jersey, Prentice Hall International, 963 p, 1990.
- OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2<sup>nd</sup> Edition. New Jersey, Prentice Hall, 745 p, 1995.
- PLUMMER, A. R. & VAUGHAN, N. D. "Discrete-Time System Identification for Electrohydraulic Servo-Systems". *Proc. Instn. Mech. Engrs.*, vol. 209, pp. 165-177, 1995.
- PORTELLA, J. A. "Perdas de Trigo, de Soja e de Milho x Umidade de Grão Durante a Colheita Mecanizada". *Resumos do XXVI Congresso Brasileiro de Engenharia Agrícola*, Campina Grande, PB, Brasil, 1997.
- QUICK, G. R. "Laboratory Analysis of the Combine Header". *ASAE Paper*, No. 70-630, 1973.
- QUICK, G. R. & BUCHELE, W. F. "Reducing Combine Gathering Losses in Soybeans". *ASAE Paper*, No. 72-625, 1974.
- RAMON, H. & DE BAERDEMAEKER, J. "The Influence of the Complete Hydraulic System on the Performance and Stability of Electro-Hydraulic Compensators". Department of Agricultural Engineering, Katholic University of Leuven, Belgium, 1994.
- REHKUGLER, G. E. "Dynamic Analysis of Automatic Control of Combine Header Height". *Transactions of the ASAE*, 13(2), pp. 225-231, 1970.
- ROBERT BOSCH GMBH. *Hydraulics: Theory and Applications from Bosch*. Catálogo Técnico, 1984.
- ROBERT BOSCH GMBH. *Proportional Control Valves without/with Integrated Amplifier*. Catálogo Técnico, 1992.
- ROBERT BOSCH LTDA. *Equipamento Hidráulico*. Catálogo Comercial, 1997.
- SLC. *Colheitadeira SLC 7700 Turbo*. Catálogo Técnico, 1995.
- VIEIRA, S. *Como Escrever uma Tese*. 3<sup>a</sup> Edição. São Paulo, Pioneira, 82 p, 1996.