

DECIO CRISOL DONHA

ESTUDO, IMPLEMENTAÇÃO, TESTE E AVALIAÇÃO
DE UM SISTEMA DE POSICIONAMENTO DINÂMICO

Tese apresentada à Escola
Politécnica da USP para a
obtenção do título de
Doutor em Engenharia.

São Paulo, 1989

Para

SILVIA EKMAN SIMÕES

AGRADECIMENTOS

O autor gostaria de expressar seu profundo reconhecimento e gratidão às seguintes pessoas e entidades:

-Ao Prof. Dr. Hernani Luiz Brinati pela orientação, pelas proveitosas discussões, pela cuidadosa revisão do texto e pelo contínuo exemplo de rigor científico;

-Ao Prof. Dr. Ing. Guenther Clauss, que viabilizou o desenvolvimento da parte do projeto na Alemanha, colocando sua equipe e equipamentos, sem restrições, a minha inteira disposição. Desta equipe agradeço ao Sr. J. Heeg e ao Dipl. Ing. L. Chen, pelo auxílio prestado sempre que solicitados. Agradeço especialmente ao Dipl. Ing. H. Weede pelo auxílio na parte computacional e ao Ing. P. Koske, pelo auxílio na parte experimental. Agradeço ainda ao Sr. C. Hoehne pela elaboração de uma grande parte dos desenhos;

-À arquiteta Sílvia Ekman Simões pela diagramação do trabalho, digitação e correção ortográfica do texto, elaboração de diagramas e também pelo incentivo durante todo o desenvolvimento do estudo;

-À FAPESP pelo financiamento dos estudos realizados no Brasil, pelos auxílios pagos no exterior e para a edição do trabalho;

-Ao DAAD pelo financiamento dos estudos na Alemanha Federal;

-Aos Departamentos de Engenharia Mecânica e Mecatrônica da EPUSP pela permissão de uso dos seus microcomputadores e impressoras para a edição de parte do texto e

-Ao Departamento de Engenharia Naval da EPUSP pelo pagamento, via FDTE, da transcrição da fita de vídeo dos experimentos.

ABSTRACT

This work presents a synthesis of a research on dynamic positioning system for semisubmersible platforms, developed in an interchange program between the University of São Paulo and the Technische Universitaet Berlin.

The research included an analytical-computacional part and an experimental one, where the control subsystem, which is composed by a state estimator coupled to a controller, was especially focused. The estimator is an adaptative filter derived from Kalman-Bucy filter, whose mathematical model is obtained by coupling two independent models representing, respectively, the low and high frequency dynamics of the vehicle motion.

Two differents schemes were used to get the controller. The first one is based on the optimal control technique (LQG) for a linear continuous system and the second one uses, an adaptative approach for a discrete system.

A first evaluation of the control system performance was obtained from the simulation tests for the RS-35 platform.

The experimental work envolved the construction of a control system prototype that was implemented on a platform model and the conduction of several tests in the towing tank at the Technische Universitaet Berlin. The prototype performance was evaluated from the test results.

RESUMO

Este trabalho é uma síntese da pesquisa desenvolvida sobre o sistema de posicionamento dinâmico (SPD) para plataformas semisubmersíveis, dentro de um programa de intercâmbio entre a Universidade de São Paulo e a Technische Universitaet Berlin.

A pesquisa envolveu a parte analítico-computacional e a parte experimental, com enfoque especial no subsistema de controle que, baseado no princípio da separação, é constituído pelo acoplamento de um estimador de estados a um controlador. O estimador é um filtro adaptativo derivado do filtro de Kalman-Bucy, cujo modelo matemático linear e estacionário é obtido pelo acoplamento de dois modelos independentes entre si, onde um representa a dinâmica de baixa e o outro a de alta frequência.

Para o desenvolvimento do controlador utilizou-se dois procedimentos alternativos. O primeiro foi projetado com base na teoria do controle ótimo (LQG) para um sistema linear contínuo e estacionário. O segundo é um procedimento adaptativo para um sistema discretizado estacionário.

A parte experimental incluiu a construção de um protótipo do subsistema de controle para a realização de testes com um modelo propelido no tanque de provas da universidade alemã. O protótipo foi construído a partir de um microcomputador portátil tipo PC-AT equipado com uma placa de interface para a aquisição de dados e a transmissão das ordens de controle.

O desempenho dos subsistemas de controle implementados no protótipo foi avaliado através de um número significativo de testes. Resultados de testes e simulações são apresentados e analisados.

ÍNDICE

Dedicatória.....	i
Agradecimentos.....	ii
Abstract.....	iii
Resumo.....	iv
Índice.....	v
Nomenclatura e Abreviações.....	ix
Lista de Figuras e Tabelas.....	xvii

Capítulo 1: INTRODUÇÃO

1.1 Apresentação e Definição do Problema.....	1
1.2 Resumo Bibliográfico.....	4
1.3 Objetivos do Trabalho.....	7
1.4 Organização do Trabalho.....	9

Capítulo 2: FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA O PROJETO DO SPD

2.1 Considerações Preliminares.....	11
2.2 O Regulador de Estados e o SPD.....	11
2.3 Controle Ótimo Determinístico.....	12
2.4 Princípio da Separação.....	15
2.5 Estimação de Estado.....	18
2.5.1 Filtro de Kalman.....	19
2.5.2 Sistemas Lineares Estacionários.....	22
2.5.3 Colapso do Controlador.....	24
2.5.4 Divergência do Filtro.....	25
2.5.5 Compensação Dinâmica do Modelo.....	26
2.5.6 Ruído Fictício.....	28
2.5.6.1 Considerações Gerais.....	28
2.5.6.2 Ruído Adaptativo.....	30
2.5.6.3 Filtro de Kalman Aplicado às Pseudo-Obs- vações.....	34
2.5.7 Introdução do Ruído no Filtro.....	35
2.6 Leis de Controle Estocástico.....	35

2.6.1	Controle Ótimo Estocástico.....	37
2.6.2	Controle Adaptativo.....	37
2.6.3	Tópicos do Controle Clássico.....	42
2.6.3.1	Lugar das Raízes.....	43
2.6.3.2	Alocação de Pólos.....	50

Capítulo 3: FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA A DESCRIÇÃO DOS MOVIMENTOS DE PLATAFORMAS SEMI-SUBMERSÍVEIS NO MAR

3.1	Considerações Gerais.....	52
3.2	Veículo Flutuando Livrementemente no Mar.....	53
3.3	Métodos para o Cálculo de Forças Ambientais.....	57
3.4	Forças de Ondas.....	64
3.4.1	Geração de um Trem de Ondas Incidentes Irregulares.....	65
3.4.2	Forças de Ondas Segundo Morison.....	67
3.4.2.1	Forças de Arrasto e Corrente.....	69
3.4.2.2	Força de Inércia.....	73
3.4.3	Forças de Segunda Ordem.....	73
3.5	Posição Instantânea da Plataforma.....	77
3.6	Equação de Movimentos de Plataformas Flutuantes.....	77

Capítulo 4: IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR

4.1	Considerações Gerais.....	80
4.2	Modelo Matemático do Filtro.....	81
4.2.1	Modelo de Baixa Frequência.....	84
4.2.2	Modelo de Alta Frequência.....	89
4.2.3	Equações do Modelo do Filtro.....	95
4.2.4	Discretização do Modelo do Filtro.....	97
4.3	Leis de Controle.....	98
4.3.1	Lei de Controle Ótimo.....	99
4.3.2	Lei de Controle Digital Adaptativo.....	104

Capítulo 5: SIMULAÇÃO DIGITAL

5.1	Considerações Preliminares e Objetivos.....	110
5.2	Descrição da Plataforma RS-35.....	112
5.3	Modelos Matemáticos para a Simulação.....	116

5.3.1	Condições Ambientais.....	116
5.3.2	Comportamento da Plataforma no Mar.....	117
5.3.3	Sensores de Posição.....	119
5.3.4	Unidade Lógica.....	120
5.3.4.1	Filtro de Kalman.....	121
5.3.4.2	Controladores.....	125
5.3.4.2.1	Controlador Ótimo.....	125
5.3.4.2.2	Controle Adaptativo.....	126
5.3.5	Sistema Propulsor.....	128
5.4	Resultados.....	131
5.4.1	Mar Regular.....	131
5.4.1.1	Modelo Cativo.....	131
5.4.1.2	Modelo Livre.....	133
5.4.2	Mar Irregular.....	136
5.4.2.1	Movimento Livre.....	136
5.4.2.2	Movimento Controlado.....	143
5.4.2.2.1	Alocação de Pólos.....	144
5.4.2.2.2	Controlador Ótimo.....	149
5.4.2.2.3	Controlador Adaptativo.....	163

Capítulo 6: ENSAIOS

6.1	Considerações Gerais.....	171
6.2	Preparação do Modelo.....	173
6.3	Delineamento dos Ensaios.....	183
6.4	Realização dos Ensaios.....	192
6.4.1	Curvas Características dos Propulsores.....	193
6.4.2	Movimento Livre.....	196
6.4.3	Movimento Controlado.....	199
6.4.3.1	Ensaios com Um Grau de Liberdade.....	205
6.4.3.2	Ensaios com Dois Graus de Liberdade.....	210
6.5	Análise de Resultados.....	212
6.5.1	Ondas Regulares.....	213
6.5.2	Ondas Irregulares.....	218
6.5.3	Avaliação do Desempenho do SPD.....	221
6.5.3.1	Testes com Um Grau de Liberdade.....	221

NOMENCLATURA E ABREVIACÕES

- a -como índice indica a variável de estado para o movimento de alta frequência ou dependendo do contexto parâmetro ou variável analógica;
- a_i -massa hidrodinâmica na direção i ;
- a_{xi} -vetor de coeficientes de forças de massa adicionada resultantes dos movimentos da plataforma nas direções i ;
- a_{xj} -massa adicionada na direção de avanço (x ou 1) provocada pelos movimentos nas direções $j = 1, 2$ ou 6;
- a_{yj} -massa adicionada na direção de deriva (y ou 2) provocada pelos movimentos nas direções $j = 1, 2$ ou 6;
- $a_{\psi j}$ -massa adicionada na direção de aproamento (ψ ou 6) provocada pelos movimentos nas direções $j = 1, 2$ ou 6;
- A -matriz de massa adicional;
- A_C -matriz parte da matriz da planta do sistema referente ao vetor de estado $X_C(t)$;
- $A_{EX}(\cdot)$ -aceleração produzida pelas forças ambientais linearizadas na direção de avanço;
- $A_{EY}(\cdot)$ -aceleração produzida pelas forças ambientais linearizadas na direção de deriva;
- A_m -amplitude média das ondas incidentes;
- $A_m(k)$ -vetor de acelerações modeladas ou conhecidas;
- $A_{MZ}(\cdot)$ -aceleração ao redor do eixo Z produzida pelas forças ambientais linearizadas;
- A_n -amplitude da n -ésima onda regular;
- $A_n(k)$ -vetor de acelerações não modeladas ou desconhecidas;
- A_p -área projetada pelo corpo na direção de incidência da onda;
- A_{pk} -área projetada do k -ésimo elemento na direção i ;
- $A_{PX}(\cdot)$ -aceleração produzida pelos propulsores na direção de avanço;
- $A_{PY}(\cdot)$ -aceleração produzida pelos propulsores na direção de deriva;
- $A_{PZ}(\cdot)$ -momento de aceleração produzido pelos propulsores ao

redor do eixo Z;

A_2 -vetor constante;

b -como índice indica variável de estado para o movimento de baixa frequência (lento);

b_a -parâmetro da aceleração não modelada - alta frequência;

b_b -parâmetro da aceleração não modelada - lenta;

b_k -coeficiente de amortecimento do k-ésimo elemento na direção i ;

b_{xi} -vetor de coeficientes de forças de amortecimento resultantes dos movimentos da plataforma nas direções i ;

B -matriz de coeficiente de arrasto não linear;

c -como índice indica variável ou elemento referente ao estado a controlar;

c_{xi} -vetor de coeficientes de reação hidrostática induzida pelos movimentos nas direções i ;

C_d -coeficiente de arrasto do corpo;

C_{dk} -coeficiente de arrasto k-ésimo: elemento na direção i ;

$C_k^j(.)$ -coeficientes de forças e momentos equivalentes aos coeficientes de forças e momentos de deriva em ondas regulares;

C_a -coeficiente de massa adicionada;

C_m -coeficiente de inércia;

CG -centro de gravidade;

d -como índice indica variável ou parâmetro analógico;

dt -intervalo de tempo analisado;

D -dimensão característica de um elemento na direção de propagação da onda;

D -diâmetro do pilar;

E -como índice indica variável ou elemento referente a um estado estendido;

f -amplitude do movimento em ondas da plataforma;

\vec{F} -vetor de forças externas e internas atuantes sobre o corpo;

$F(.)$ -matriz da planta do sistema ou matriz de estados;

F_H -força hidrodinâmica;

F_W -força de vento, resultante da pressão do ar sobre as

obras mortas;

$F_C(t)$ -força de controle;

$F_{HX}(\cdot)$ -componente da força de onda mais a força de corrente na direção de avanço;

$F_{HY}(\cdot)$ -componente da força de onda mais a força de corrente na direção de deriva;

$F_{RHj}(\cdot)$ -força ou momento de reação hidrodinâmica na direção j , incluindo as forças hidrostáticas, de massa adicionada e de amortecimento;

$F_{Ej}(\cdot)$ -força externa induzida por ondas, ventos e correntes que atuam na plataforma na direção j ;

$F_{RHx}(\cdot)$ -força de reação hidrodinâmica num determinado instante t na direção de avanço;

$F_{RH0}(\cdot)$ -força de reação hidrodinâmica que age na plataforma na posição de equilíbrio ($x = 0$);

$F_{O1}(\cdot)$ -força de primeira ordem atuante sobre a plataforma;

g -aceleração da gravidade em m/s;

$G(\cdot)$ -matriz de mixagem de ruído;

G_C -matriz dos ruídos do sistema a controlar;

G_{ij} -os elementos de uma matriz G ;

G_u -ganho de controle relativo a velocidade de avanço;

G_x -ganho de controle relativo ao deslocamento em avanço;

G_v -ganho de controle relativo a velocidade de deriva;

G_y -ganho de controle relativo ao deslocamento em deriva;

$G.L.$ -grau de liberdade

$h(\cdot, \cdot, \cdot)$ -vetor de saídas composto por funções não lineares;

H -altura de onda;

$H(\cdot)$ -vetor de saída composto por funções limitadas;

$H(jw)$ -função de transferência do veículo;

$H_{1/3}$ -altura significativa de onda;

I -matriz identidade;

\underline{I} -matriz de momentos e produtos de inércia do corpo ao redor do CG;

I_z -momento de inércia do movimento de guinada;

$I(X_C(t))$ -operador integral;

$j = 1, 2$ ou 6 indica, respectivamente, o movimento de avanço, deriva ou aproamento;

K -número de onda em águas profundas;

k -instante atual;

$k+1$ -instante futuro distante Δt do instante atual;

$k_Q(.)$ -matriz de ganhos de estimação;

L -comprimento de onda;

$L(.)$ -matriz de controle ou matriz de entradas;

L_C -vetor de entradas do sistema;

m -massa de elemento ou do veículo;

m_k -massa de Froude-Krylov do k -ésimo elemento;

M -matriz de massas e inércias da plataforma;

\underline{M} -matriz diagonal de massas do corpo, que pode ser admitida constante no intervalo de tempo considerado;

M_{fk} -matriz de inércia de Froude-Krylov;

$M_{Hz}(.)$ -momento de onda mais o momento de corrente ao redor do eixo Z ;

N -número total de ondas regulares (harmônicos);

o -como índice indica parâmetro(variável) relativa a onda;

$p[.]$ -função densidade de probabilidade do resíduo;

P_S -pressão estática sobre o corpo;

$P(k)$ -matriz de covariância do erro na estimativa do estado;

$P_j(.)$ -força ou momento de empuxo produzido pelos propulsores na direção j ;

P_S -variância do erro na estimativa da posição em avanço;

$P_x(t)$ -força de empuxo dos propulsores na direção de avanço;

$P_y(t)$ -força de empuxo dos propulsores na direção de deriva;

$P_z(t)$ -momento de guinada provocado pelos propulsores;

q -variância de um processo estocástico;

$Q(t)$ -matriz de densidade espectral do ruído dinâmico;

$Q(k)$ -matriz de covariância do ruído dinâmico;

r -erro residual de medida previsto ou resíduo previsto;

$r(.)$ -velocidade da partícula de fluido ao redor do eixo Oz ;

R -variância do erro de medida;

$R(t)$ -envolvente da elevação de onda;

$R^{1/2}$ -desvio padrão das medidas de posição;
 $S(t)$ -solução da equação matricial de Riccati;
 \vec{S}_G -vetor velocidade do centro de gravidade do corpo;
 $S(w_n)$ -densidade espectral de onda;
 SPD -sistema de posicionamento dinâmico;
 t -instante atual;
 t_0 -instante inicial;
 T -como índice de um vetor ou matriz indica a transposta do vetor ou matriz envolvidos;
 \vec{T} -vetor de momentos internos e externos atuantes sobre o corpo;
 T -período da onda;
 $T(t)$ -matriz de peso que define a penalização na aplicação do controle;
 T_{ax} -coeficiente de correlação temporal da aceleração não modelada de alta frequência;
 T_{bx} -coeficiente de correlação temporal da aceleração não modelada lenta;
 u -velocidade da partícula de água;
 $u(.)$ -velocidade da partícula de fluido na direção do eixo Ox ;
 \ddot{u} -aceleração da partícula de água;
 u_0 -velocidade horizontal máxima da partícula de água;
 u_k -velocidade da partícula de água na direção de avanço no CG do elemento k devida ao movimento orbital de ondas;
 $U(.)$ -vetor das variáveis de controle;
 $U(t)$ -aceleração de controle a ser aplicada no instante t ;
 $U_R(.)$ -função de controle cujo valor é aquele do controle calculado no instante anterior;
 $U_R(k)$ -sequência que substitui $U_R(t)$;
 v -ruído de observação;
 $v(.)$ -velocidade da partícula de fluido na direção do eixo Oy ;
 v_j -velocidade do fluido na direção j ;
 \forall -volume submerso de um corpo ou elemento;

$V(.)$ -matriz de peso que define a penalização para o desvio do vetor de estados no instante t ;
 V_c -velocidade de corrente nas coordenadas inerciais;
 V_{cx} -componente da velocidade de corrente na direção de avanço;
 V_f -matriz de peso que define a penalização para o desvio do vetor de estados no instante final;
 V_m -velocidade de transporte de massa nas coordenadas inerciais;
 V_{mx} -componente da velocidade de transporte de massa na direção considerada;
 w -frequência da onda incidente ou frequência natural de oscilação;
 $w_b(t)$ -ruído branco gaussiano;
 $w_c(.)$ -os ruídos de processo nas variáveis a controlar;
 w_e -frequência de encontro;
 w^i -frequência lenta momentânea;
 w_n -frequência da n -ésima onda;
 $w_{máx}$ -frequência máxima dos N harmônicos;
 w_{min} -frequência mínima dos N harmônicos;
 w_1, w_2, w_3 -respectivamente os ruídos brancos gaussianos para a aceleração, velocidade e acelerações não modeladas do movimento de avanço;
 W_v -velocidade do vento;
 x -como índice representa o movimento de avanço;
 \dot{x} -velocidade absoluta do elemento no fluido na direção do eixo de avanço no sistema de coordenadas locais;
 \ddot{x} -aceleração de avanço absoluta do elemento no fluido;
 $\tilde{x}(t)$ -vetor de estado estendido $[x_b(t) \dot{x}_b(t) x_{bi}(t)]^T$;

$$x_{bi}(t) = \int_{t_0}^{t_f} x_b(t) dt$$

\dot{x}_k -velocidade do CG do k -ésimo elemento na direção de avanço;

$X(.)$ -vetor de estados para o qual $X(t_0)$ é uma variável aleatória;

X -deslocamento em avanço do veículo no sistema inercial;

\dot{X} -velocidade de avanço do veículo no sistema inercial;

$X(k)$ -vetor de estado no instante k ;

$X_a(t)$ -parte de alta frequência do vetor de estados;

$X_b(t)$ -parte de baixa frequência do vetor de estados;

$X_c(t)$ -o vetor de estado a controlar;

y -como índice representa o movimento de deriva;

$\dot{y}(.)$ -a velocidade de deriva do veículo no sistema de coordenadas locais;

\ddot{y} -aceleração absoluta de deriva do elemento no fluido;

\dot{Y} -a velocidade de deriva do veículo no sistema inercial;

$Y(.)$ -vetor ou a variável de estado de medida;

$Y(k)$ -medida do estado disponível no instante k ;

Y_τ -conjunto de medidas do estado at no instante τ ;

z -como índice indica os parâmetros do movimento de aproamento;

Z -profundidade do CG do k -ésimo elemento;

α_i -fator ou constante de amortecimento;

α_i -parâmetros de ajuste do nível de ruído;

$\delta(.)$ -função δ de Dirac;

δ_{ji} -delta de Kronecker;

δ_w -perturbação estocástica da frequência com distribuição uniforme no intervalo $-w_n/30 \leq \delta_w \leq w_n/30$;

$\epsilon(.)$ -erro de linearização.

ζ -constante de amortecimento de um sistema;

Ω -elevação da superfície do mar ou amplitude da onda;

$\zeta_0(.)$ -amplitude da onda incidente;

$\lambda(t)$ -função de custo;

μ -ângulo de incidência da corrente sobre a plataforma;

μ_0 -ângulo de incidência de onda sobre a plataforma;

ξ -amplitudes de um sinal modulado;

ρ -densidade do fluido;

σ_i -i-ésimo pólo de um sistema;
 β_i -frequência condicional;
 τ -razão de amortecimento do oscilador;
 $\tau(t)$ -ângulo de fase;
 ψ -como índice representa o movimento de aproamento;
 $\dot{\phi}$ -velocidade de guinada nas coordenadas locais;
 $\ddot{\psi}$ -aceleração absoluta do elemento no fluido ao redor do eixo z;
 $\dot{\psi}$ -velocidade de guinada no sistema inercial;
 Γ -matriz de mixagem de ruído discretizada;
 $\vec{\Gamma}_g$ -vetor velocidade angular do CG;
 Ω_{ij} -elementos da matriz Ω de controle;
 Δ_n -intervalo de variação entre as frequências naturais w_n ;
 θ -vetor de saídas discretizado;
 θ_j -elementos do vetor θ ;
 ϕ -função potencial de velocidade
 $\phi(k+1,k)$ -matriz não singular de transição de estados entre os instantes k e k+1;
 ϕ_1 -potencial de excitação;
 ϕ_n -fase aleatória entre 0 e 2π ;
 ψ_c -ângulo de incidência nas coordenadas inerciais;
 ψ_o -ângulo de incidência de onda nas coordenadas inerciais;
 Ω -matriz de entradas discretizada;
 \cdot -sobre a variável assinala a derivada desta variável com relação ao tempo;
 $*$ -assinala o complexo conjugado da variável envolvida;
 \wedge -sobre uma variável assinala o valor estimado desta variável;
 $'$ -como expoente de uma variável representa seu valor linearizado.

LISTA DE FIGURAS E TABELAS

- Figura 1.1: Diagrama de Bloco de um SPD
- Figura 1.2: Areas da Engenharia Envolvidas num Projeto de SPD
- Figura 1.3: Movimentos no Plano Horizontal
- Figura 2.1: Regulador de Estados
- Figura 2.2: Esquema de Controle Estocástico
- Figura 2.3: Plano s
- Figura 2.4: Significado da posição dos pólos no Plano s
- Figura 2.5: Região de Dominância dos Pólos
- Figura 2.6: Resposta Transiente de um Sistema de 2ª Ordem a uma Função Degrau unitário
- Figura 3.1: Sistema de Coordenadas
- Figura 3.2: Pilar Vertical para a Equação de Morison
- Figura 3.3: Força Horizontal em Cilindros Verticais - Aguas Profundas
- Figura 3.4: Angulos de Incidência dos Agentes Ambientais sobre a Plataforma
- Figura 4.1: Esquema para Implementação do SPD
- Figura 4.2: Esquema de Implementação do Estimador
- Figura 4.3: Esquema de Implementação do Controlador Otimo
- Figura 4.4: Esquema de Implementação do Controlador Adaptativo
- Figura 5.1: Plataforma RS-35
- Figura 5.2: Curvas do Operador Amplitude de Resposta (RAO)
- Figura 5.3: Forças de Ondas Regulares
- Figura 5.4a: Deslocamento em Ondas Regulares - Caso 1
- Figura 5.4b: Velocidade em Ondas Regulares - Caso 1
- Figura 5.4c: Velocidade "Real" e Estimada Lenta - Caso 1
- Figura 5.4d: Deslocamento "Real" e Estimado Lento - Caso 1
- Figura 5.4e: Deslocamento e Aceleração Não Modelada Alta Frequência - Caso 1
- Figura 5.4f: Aceleração Não Modelada Lenta - Caso 1
- Figura 5.4g: Curvas da Raiz Quadrática Média e dos Resíduos Caso 1

- Figura 5.5a: Deslocamento em Ondas Regulares - Caso 2
- Figura 5.5b: Velocidade em Ondas Regulares - Caso 2
- Figura 5.6a: Deslocamento em Ondas Regulares - Caso 3
- Figura 5.6b: Velocidade em Ondas Regulares - Caso 3
- Figura 5.7a: Deslocamento "Real", Medido e Estimado Lento
Ondas Irregulares
- Figura 5.7b: Velocidade "Real" e Estimada - Ondas Irregulares
- Figura 5.7c: Velocidade "Real" e Estimada Lenta-Ondas Irregulares
- Figura 5.7d: Curvas da Raiz Quadrática Média e Resíduos
Ondas Irregulares
- Figura 5.7e: Exemplos de Ganhos do Filtro
- Figura 5.7f: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
Alta Frequência-Ondas Irregulares
- Figura 5.7g: Aceleração Não Modelada Lenta-Ondas Irregulares
- Figura 5.7h: Velocidade de Alta Frequência-Ondas Irregulares
- Figura 5.7i: Força de Segunda Ordem "Real"-Ondas Irregulares
- Figura 5.7j: Elevação da Superfície do Mar ("Real")
- Figura 5.8a: Deslocamento Controlado por Alocação de pólos
2 Variáveis de Estado
- Figura 5.8b: Velocidade Controlada por Alocação de Pólos
2 Variáveis de Estado
- Figura 5.8c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
Alocação de Pólos - 2 Variáveis de Estado
- Figura 5.9a: Deslocamento Controlado por Alocação de Pólos
3 Variáveis de Estado
- Figura 5.9b: Velocidade Controlada por Alocação de Pólos
3 Variáveis de Estado
- Figura 5.9c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
Alocação de Pólos - 3 Variáveis de Estado
- Figura 5.10a: Deslocamento Controlado - Controle LQG
2 Variáveis de Estado
- Figura 5.10b: Velocidade Controlada - Controle LQG
2 Variáveis de Estado

- Figura 5.10c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
Controle LQG - 2 Variáveis de Estado
- Figura 5.11a: Deslocamento "Real", Medido e Estimado Lento
Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1
- Figura 5.11b: Velocidade "Real" e Estimada Lenta
3 Variáveis - Caso 1
- Figura 5.11c: Velocidade de Alta Frequência- Controle LQG
- Figura 5.11d: Curvas da Raiz Quadrática Média e Resíduos
Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1
- Figura 5.11e: Ganhos do Filtro para Velocidade e Aceleração
Não Modelada-Alta Frequência-Controle LQG-3 Va-
riáveis
- Figura 5.11f: Ganhos do Filtro para Velocidade e Aceleração
Não Modelada Lentas - Controle LQG - 3 Variáveis
- Figura 5.11g: Ganhos do Filtro para o Deslocamento Lento
Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1
- Figura 5.11h: Aceleração Não Modelada Lenta
Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1
- Figura 5.11i: Aceleração Não Modelada e Deslocamento
Alta Frequência- Controle LQG - 3 Variáveis
3 Variáveis - Caso 1
- Figura 5.11j: Empuxo Demandado-Controle LQG-3 Variáveis-Caso 1
- Figura 5.12a: Deslocamento Controlado- Controle LQG
3 Variáveis de Estado - Caso 2
- Figura 5.12b: Velocidade Controlada - Controle LQG
3 Variáveis de Estado - Caso 2
- Figura 5.12c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
Controle LQG - 3 Variáveis de Estado-Caso 2
- Figura 5.13a: Deslocamento Controlado - Controle LQG
3 Variáveis de Estado - Caso 3
- Figura 5.13b: Velocidade Controlada - Controle LQG
3 Variáveis de Estado - Caso 3
- Figura 5.13c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
Controle LQG - 3 Variáveis de Estado-Caso 3

- Figura 5.14a: Deslocamento Medido e Estimado
Controle Adaptativo - Caso 1
- Figura 5.14a': Deslocamento "Real" e Estimado Lento
Controle Adaptativo- Caso 1
- Figura 5.14b: Velocidade "Real" e Estimada
Controle Adaptativo- Caso 1
- Figura 5.14c: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo - Caso 1
- Figura 5.14d: Curvas da Raiz Quadrática Média e Resíduos
Controle Adaptativo - Caso 1
- Figura 5.14e: Aceleração Não Modelada Lenta - Caso 1
Controle Adaptativo
- Figura 5.14f: Aceleração Não Modelada e Deslocamento
Alta Frequência- Controle Adaptativo -Caso 1
- Figura 5.14g: Velocidade de Alta Frequência-Controle Adaptativo
Caso 1
- Figura 5.15a: Deslocamento Controlado Medido e Estimado
Controle Adaptativo - Caso 2
- Figura 5.15a': Deslocamento "Real" e Estimado Lento
Controle Adaptativo - Caso 2
- Figura 5.15.b: Velocidade "Real" e Estimada
Controle Adaptativo - Caso 2
- Figura 5.15c: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo
Caso 2
- Figura 6.1: Modelo da Plataforma RS-35 utilizada nos Ensaios
- Figura 6.2: Arranjo Original dos Propulsores no Modelo
- Figura 6.3: Hélice Utilizado nos Ensaios
- Figura 6.4a: Balança para Medir o Empuxo do Propulsor
- Figura 6.4b: Instalação do Propulsor na Balança
- Figura 6.5: Instalação dos Strain-Gauges na Balança
- Figura 6.6: Instalação dos Equipamentos para Aquisição de Dados
- Figura 6.7: "Pick-Up" Indutivo
- Figura 6.8: Elemento Submerso do "Wave-Gauge"
- Figura 6.9: Microcomputador Utilizado nos Ensaios
- Figura 6.9: Microcomputador Utilizado nos Ensaios

Figura 6.10: Características Construtivas da Placa de Interface
 Figura 6.11a: Amplificador de Voltagem
 Figura 6.11b: Caixa de Relés
 Figura 6.12: Esquema de Ligação Computador/Amplificador/Relés
 Figura 6.13: Tanque de Provas da T.U. Berlin
 Figura 6.14: Instalação dos Instrumentos para os Ensaios
 Figura 6.15: Diagrama de Procedimentos nos Ensaios
 Figura 6.16: Relação r_i típica
 Figura 6.17: Ensaio com Modelo Cativo
 Figura 6.18a: Relações q_i
 Figura 6.18b: Relações e_i em "Bollard-Pull"
 Figura 6.18c: Relações e_i para Modelo em Movimento
 Figura 6.19: Instalação dos Sensores de Posição nos Ensaios
 com 2 Graus de Liberdade
 Figura 6.20: Calibragem dos Sensores de Posição
 Figura 6.21: Registrador Multi-Canal
 Figura 6.22a: Instalação para Ensaios com Um Grau de Liberdade
 Figura 6.22b: Modelo Preparado para Ensaio com 1 G.L.
 Figura 6.23: Configuração dos Propulsores nos Ensaios com 1 G.L.
 Figura 6.24: Instalação dos Defletores para Ensaios com 2 G.L.
 Figura 6.25a: Esquema de Atuação dos Propulsores-Ensaios 2 G.L.
 Figura 6.25b: Instalação dos Propulsores-Ensaios 2 G.L.
 Figura 6.26: Ensaio com 2 G.L. em Andamento
 Figura 6.26: Ensaio com 2 G.L. em Andamento
 Figura 6.27: Ensaio Livre - Ondas Regulares - Caso 1
 Figura 6.28: Ensaio Livre - Ondas Regulares - Caso 2
 Figura 6.29: Ensaio Livre - Ondas Irregulares - Caso 1
 Figura 6.30: Ensaio Livre - Ondas Irregulares - Caso 2
 Figura 6.31a: Deslocamento Real e Estimado-Controle LQG- Caso 1
 Figura 6.31b: Deslocamento Real e Estimado Lento - Caso 1
 Figura 6.31c: Empuxo Demandado - Controle LQG - Caso 1
 Figura 6.31d: Velocidade de Alta Frequência - Caso 1
 Figura 6.31e: Aceleração Não Modelada Lenta - Caso 1
 Figura 6.31f: Aceleração Não Modelada e Deslocamento de Alta

Frequência - Caso 1

- Figura 6.32a: Deslocamento Real e Estimado- Controle Adaptativo
Caso 1
- Figura 6.32b: Velocidade Estimada Total e Lenta
Controle Adaptativo - Caso 1
- Figura 6.32c: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo - Caso 1
- Figura 6.32d: Aceleração Não Modelada Lenta
- Figura 6.32e: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
Alta Frequência - Controle Adaptativo - Caso 1
- Figura 6.32f: Velocidade de Alta Frequência
- Figura 6.33a: Deslocamento Real e Estimado- Controle LQG-Caso 2
- Figura 6.33b: Deslocamento Real e Estimado Lento - Controle LQG
Caso 2
- Figura 6.33c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 2
- Figura 6.33d: Empuxo Demandado - Controle LQG - Caso 2
- Figura 6.33e: Velocidade de Alta Frequência
- Figura 6.33f: Aceleração Não Modelada Lenta
- Figura 6.33g: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
Alta Frequência - Controle LQG - Caso 2
- Figura 6.34a: Deslocamento Real e Estimado- Controle Adaptativo
Caso 2
- Figura 6.34b: Deslocamento Real e Estimado Lento
Controle Adaptativo - Caso 2
- Figura 6.34c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 2
- Figura 6.34d: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo - Caso 2
- Figura 6.35a: Deslocamento Real e Estimado- Controle Adaptativo
Caso 3
- Figura 6.35b: Deslocamento Real e Estimado Lento
Controle Adaptativo - Caso 3
- Figura 6.35c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 3
- Figura 6.35d: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo- Caso 3
- Figura 6.35e: Velocidade de Alta Frequência
- Figura 6.35f: Aceleração Não Modelada Lenta
- Figura 6.35g: Deslocamento e Aceleração Não Modelada

Alta Frequência - Controle LQG - Caso 3

Figura 6.35a: Deslocamento Real e Estimado- Controle Adaptativo
Caso 3

Figura 6.35b: Deslocamento Real e Estimado Lento
Controle Adaptativo - Caso 3

Figura 6.35c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 3

Figura 6.35d: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo- Caso 3

Figura 6.35e: Velocidade de Alta Frequência

Figura 6.35f: Aceleração Não Modelada Lenta

Figura 6.35g: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
Alta Frequência - Controle LQG - Caso 3

Figura 6.36a: Deslocamento Real e Estimado- Controle LQG-Caso 3

Figura 6.36b: Aproximamento Real e Estimado - Controle LQG- Caso 3

Figura 6.36c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 3

Figura 6.36d: Empuxo Demandado - Controle LQG - Caso 3

Figura 6.37: Resultados do Filtro Proposto por Grumble

Tabela 5.1: Plataforma RS-35

Tabela 6.1: Principais Ensaaios Programados

Tabela 6.2: Velocidade Média de Deslocamento de Baixa Frequência

1. INTRODUÇÃO

1.1 APRESENTAÇÃO E DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

O Sistema de Posicionamento Dinâmico (SPD) foi introduzido no início dos anos 60 para possibilitar a expansão da prospecção e perfuração em regiões de lâmina d'água crescentes, onde os sistemas usuais de amarração e ancoragem se tornavam economicamente inviáveis.

O objetivo do SPD é influir sobre a dinâmica de um veículo, levando-o a um comportamento pré-determinado, qual seja, a manutenção de uma certa posição e atitude relativamente a um local de trabalho, a despeito de forças ambientais de natureza diversa e usando nesta tarefa forças produzidas por um sistema propulsor próprio. A magnitude das forças a serem produzidas é determinada através de medidas da posição e atitude instantâneas do veículo, caracterizando a realimentação do processo. Embora as forças ambientais, constituídas por forças de vento, ondas e correntes, provoquem movimentos nos 6 graus de liberdade (avanço, deriva, aproamento, arfagem, balanço e caturro) o SPD atua apenas sobre os movimentos do plano horizontal (avanço, deriva e aproamento).

Na figura 1.1 estão dispostos esquematicamente os 3 subsistemas que constituem um SPD, conforme delineado acima. O subsistema de sensoriamento fornece informações da posição atual do veículo influenciadas pela imprecisão característica do equipamento utilizado. Estas informações são enviadas à unidade lógica, um micro computador instalado a bordo, que se configura no segundo subsistema de um SPD. Aí estão implantados os algoritmos de estimação e de controle, que determinam o nível e a direção do empuxo a ser produzido na tarefa de controle de posição. A unidade lógica envia, então, a ordem de controle ao terceiro subsistema, o subsistema propulsor, encarregado de

produzir forças e momentos de empuxo na direção determinada pe-

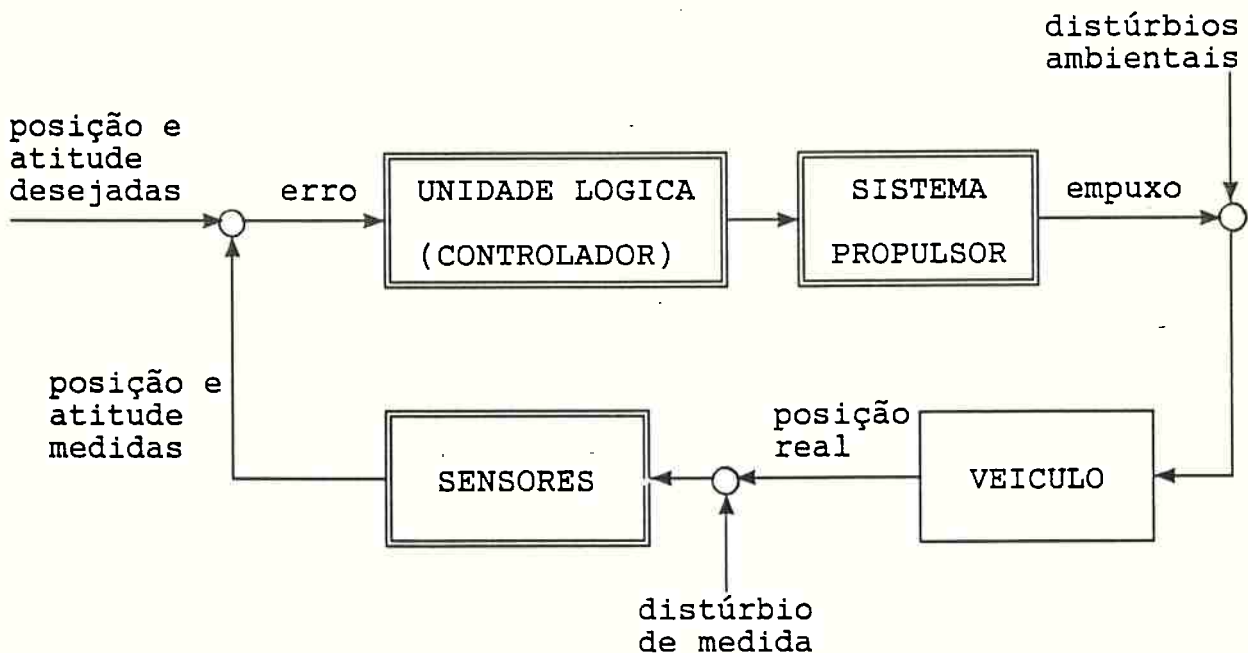


Figura 1.1 - Diagrama de Bloco de um SPD

la unidade lógica, para que o posicionamento adequado seja mantido ou recuperado.

O SPD é projetado para que o veículo mantenha a atitude e o posicionamento desejados dentro de um raio limite ("watch-circle"), minimizando nesta tarefa o consumo de energia e a fadiga do equipamento propulsor. Para isso o SPD deve evitar a modulação de alta frequência do sistema propulsor, induzida por ondas e ruídos de medidas. Adicionalmente, o SPD deve tolerar erros transitórios no sistema de sensoriamento e ter uma resposta rápida caso ocorra alguma falha no sistema propulsor.

A primeira geração de veículos posicionados dinamicamente era constituída de embarcações adaptadas, nas quais a ação dos elementos propulsores era comandada diretamente pela tripulação. Paulatinamente entraram em operação veículos construídos especialmente para operar com um SPD. O estado da

arte atual foi alcançado com a automatização do SPD, substituindo o controle humano, inicialmente pelo computacional analógico e finalmente pelo computacional digital.

O SPD é utilizado atualmente em inúmeras atividades realizadas no mar, sendo as principais ligadas ao ramo petrolífero. Cabe citar entre outras, a prospecção da crosta terrestre submarina na busca de minerais e petróleo, o combate a incêndios de estruturas fixas ou flutuantes, o assentamento de tubos submarinos ("pipelaying") e o acompanhamento da tarefa de mergulhadores. A natureza e a diversidade de tarefas encontradas nestas atividades impõem requisitos severos de manobrabilidade e posicionamento ao veículo utilizado, cujo comportamento depende, em boa medida, do SPD utilizado. Assim, por exemplo, sistemas de posicionamento dinâmico tem sido projetados para satisfazer requisitos tais como:

- a) manter a posição em águas de profundidades variando entre 15 e 4000 metros;
- b) posicionar-se próximo a estruturas móveis;
- c) posicionar-se em locais obstruídos por tubulações, cabos e saídas de poços ("well heads");
- d) movimentar-se de um local a outro sem atrasos;
- e) minimizar a instalação de equipamentos a bordo, reduzindo o deslocamento e o consumo de energia;
- f) capacidade de ajuste do aproamento minimizando os efeitos da ação ambiental;
- g) manter-se em atividade em condições de tempo muito severas, com alta confiabilidade e precisão.

Para cada uma das atividades citadas acima existe o veículo ótimo, cujas configurações e porte pouco apresentam de comum. O SPD pode ser empregado em veículos com deslocamento variando entre 450 e 125000 ton, incluindo aí configurações as mais distintas possíveis, tais como: navios convencionais, empurradores, barcaças, plataformas semi-submersíveis e ainda configurações não classificáveis (1). Naturalmente, para cada

configuração e tarefa o SPD apresentará características específicas. O espectro de especificidade é tão abrangente que impossibilita um tratamento genérico do problema. A extensão e a complexidade do projeto e instalação de um SPD podem ser avaliadas adicionalmente na figura 1.2, onde se ilustrou os diversos campos do conhecimento envolvidos no projeto e aplicação de um SPD.

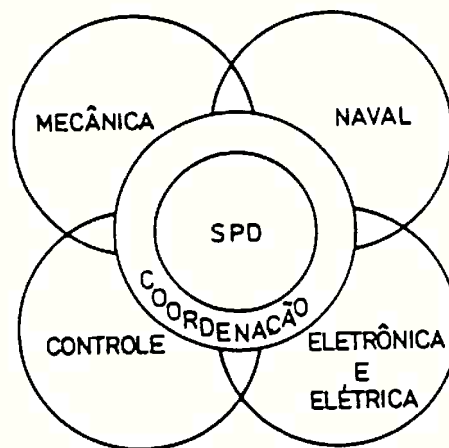


Figura 1.2 - Areas da Engenharia Envolvidas num Projeto de SPD

1.2 RESUMO BIBLIOGRAFICO

A extensão e complexidade do tema, aliadas à diversidade de aplicações, não permitem que se faça aqui um resumo exaustivo de toda a bibliografia envolvida no projeto de um SPD. O resumo bibliográfico apresentado visa apenas dar uma visão geral das obras e trabalhos considerados mais relevantes e que, de alguma forma, influenciaram este estudo.

Este trabalho é uma continuação do estudo sobre o mesmo tema desenvolvido pelo autor. Crisol Donha (2) apresenta um estudo abrangente dos diversos temas envolvidos no projeto de um SPD e uma solução simplificada para o problema de controle

envolvido. O projeto Mohole (3) trata pela primeira vez do problema do SPD para plataformas semi-submersíveis. Embora haja trabalhos anteriores tratando do tema SPD para navios, este projeto inconcluído estabeleceu as diretrizes para toda uma geração de veículos posicionados dinamicamente. Embora a plataforma Mohole, que deveria resultar deste projeto, não tenha sido construída, em 1974 iniciou-se a construção de duas plataformas bastante similares à Mohole, conforme Penney (4).

Os trabalhos de Morgan (1), English & Wise (5), Scheider (6), Triantafyllow (7), Graham (8), Sjouke & Lager (9), Schellin (10), Sargent (11), Kassen (12), Løkling (13), Droste (14), Balchen (15), Grimble (16), Aly (17), Yoeger (18), Pinkster (19), e Nienhuis (20) tratam o problema do SPD com enfoque e grau de aprofundamento diversos. Cabe relevar os trabalhos de Morgan (1), Balchen (15) e Grimble (16), pela extensão e cuidado com que tratam os vários temas envolvidos no projeto de um SPD.

Os trabalhos de Harbonn (21), Skinner (22) e Hammet (23,24,25) são relatos de aplicações de SPD, sendo o último referente à plataforma SEDCO-709, o primeiro semi-submersível equipado com um SPD a entrar em operação em 1976.

Daniel (26), Barber (27), Harper (28) e Thorniley (29) apresentaram trabalhos sobre o tema "Serviço Submarino e SPD" na conferência realizada pelo "Institute of Marine Engineers" em 1984. Embora eminentemente práticos, os trabalhos fornecem muitas informações úteis para a elaboração de um projeto de SPD.

Devido à proximidade do tema, trabalhos que tratam do posicionamento por amarras e manobrabilidade de navios também foram consultados. Na área de posicionamento por amarras cabe citar os trabalhos de Remery (30), Brinkmeyer (31), Schellin (32,33), Chakrabarti (34) e Hooft(35).

Na área de manobrabilidade muitas informações foram obtidas dos trabalhos de Abkowitz (36) e Cruz (37).

Diversos trabalhos concentram-se na análise de subsistemas do SPD. Stockton (38), Neudoefer (39), Roberts (40), Dennis (41), Buecher (42) e Wilke (43) tratam dos subsistemas de medição de posição e atitude. Análises do subsistema de propulsão são encontradas em (1), (14) e em Dosterveld & Oortermessen (44), Schneiders & Pronk (45), Made & Bussamaker (46), Brown & Norton (47) Norby & Ridley (48).

Para a solução do problema de estimação e controle consultou-se os trabalhos de Grimble (49,50,51,52), Fenton (53), Rauch (54,55), Triantafyllou (56), Gelb (57) e Moro (58). Os trabalhos de Fenton, Rauch e Moro são relativos ao controle de posição e atitude de satélites artificiais e foram utilizados por apresentarem soluções próximas às utilizadas no tratamento do problema de controle do SPD aqui projetado. Gelb (57) trata basicamente do problema de filtragem, porém apresenta nos capítulos finais sugestões para a implementação de um controlador ótimo.

Bryson (59), Kwakernaak (60) e Boecker (61) apresentam extensos tratamentos do problema de estimação e controle de uma forma geral e serviram como bibliografia de apoio nos pontos de interesse. O mesmo é válido para Jazwinski (62) e para a tese de Brinati (63) no que tange ao problema de estimação, e para Schulz & Melsa (64), Ogata (65) e Di Stefano (66) no referente ao problema de controle especificamente.

Para a elaboração dos modelos matemáticos de uma plataforma flutuando no mar utilizados na simulação computacional, consultou-se os seguintes textos: Sarpkaya (67), Chakrabarti (68), extratos de Rosenbrock (69) e as notas de aula de Clauss (70) e Kruppa (71).

Os seguintes trabalhos tratam do comportamento de plataformas e estruturas oceânicas sob a ação de agentes ambientais: Penney (4), Brebbia (72), Hallan (73), Kokkinowrachos (74,75), Vugts (76), Pincenin (77), Minkenberg (78), Denis (79), Hooft (80), Stanton (81), Ochi (82), Pijfers (83), Oppenheim (84),

Pinkster (85,86), Chung (87), Remery (30), GL (88), BV (89), Chakrabarti(34) e Patel (90).

Finalmente os trabalhos de Clauss & Allii (91,92,93,93,95 e 96) apresentam os resultados de ensaios em tanque de provas da plataforma RS-35 utilizada no estudo de caso deste trabalho.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

O projeto de um SPD requer conhecimento multidisciplinar aprofundado, constituindo-se em tarefa de grupo como revela a fig. 1.2. A elaboração de um estudo individual exige que se limite a área de estudo. Sendo assim, estabeleceu-se o seguinte objetivo para este trabalho: "desenvolver, implementar, avaliar e testar um SPD para uma plataforma semi-submersível para a prospecção de petróleo".

A escolha de uma plataforma semi-submersível como configuração a ser analisada se deve às melhores características de comportamento deste veículo frente a outras opções para as condições encontradas na prospecção no mar (2), (3). O desenvolvimento de um SPD inclui a escolha e aplicação da teoria para a modelagem matemática adequada do movimento da plataforma no mar e das teorias para o controle deste movimento. Além disso há que se conhecer com razoável grau de profundidade os três subsistemas que compõem o SPD, as condições a que estão sujeitos e os requisitos de operação.

A avaliação de um SPD pode ser realizada de três formas:

- a) analisando-se o comportamento de um veículo equipado com o SPD projetado, sujeito às condições de mar real;
- b) através da simulação digital, onde as condições de mar e o comportamento do veículo são reproduzidos em um computador;
- c) através de testes com modelos reduzidos, reproduzindo as condições de mar no laboratório.

Neste estudo utilizou-se os dois últimos métodos. Na parte

numérico computacional o objetivo foi desenvolver um programa de computador que simulasse com razoável grau de precisão os movimentos livres e controlados de uma plataforma no mar. Os resultados obtidos nas simulações foram comparados com os resultados dos testes realizados no tanque de provas e com resultados publicados por outros autores. Os testes de laboratório foram realizados no tanque de provas da Technische Universitaet Berlin. A realização de ensaios de SPD em tanque de prova é, geralmente, bastante prejudicada pela largura destes tanques. Em tanques de prova é possível gerar-se ondas apenas em uma direção e as paredes impõem reflexões de ondas, que dificultam o desenvolvimento dos ensaios.

O SPD deve controlar os movimentos do plano horizontal, quais sejam: avanço, deriva e aproamento, ilustrados na figura 1.3 abaixo.

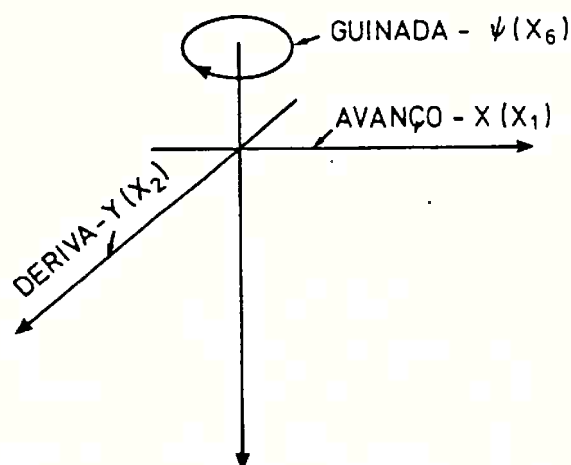


Figura 1.3 - Movimentos no Plano Horizontal

Nestas condições optou-se por desenvolver o protótipo de um controlador que atuasse apenas sobre os movimentos de avanço e aproamento. Como será visto posteriormente, dada a geometria simétrica da plataforma estudada, pode-se utilizar o mesmo procedimento utilizado no controle do avanço para controlar a de-

riva.

Foram implementadas e testadas duas soluções distintas para o problema de controle, verificando-se a influência da escolha de leis de controle alternativas no resultado final. Ambas foram testadas no tanque de provas e em simulações, procurando-se avaliar a robustez dos controladores projetados.

Neste estudo o controlador não é utilizado para contrabalançar os movimentos da plataforma provocados pelas forças de vento, que então, não foram modeladas. A força de vento é frequentemente a perturbação de maior intensidade no mar, podendo ser separada numa força constante e numa força variável provocada pelo efeito de rajada. A força de rajada varia mais rapidamente que as forças de onda de deriva ("slow drift") e as forças de corrente. Na prática, no entanto, é comum empregar-se um controlador de pré-alimentação ("feedforward") que se antecipa ao efeito provocado pelo vento, cujo projeto utiliza uma descrição espectral do vento, não considerada neste trabalho.

Nas simulações digitais, o comportamento da plataforma foi simulado para os três movimentos de interesse, mas optou-se por desenvolver apenas o controlador de avanço.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho apresentado pode ser basicamente dividido em três partes principais: a parte teórica, a parte numérico-computacional e a parte experimental.

Nos capítulos 2 e 3 são apresentados os fundamentos teóricos utilizados no desenvolvimento do estudo. No capítulo 2 apresentam-se os fundamentos teóricos para o desenvolvimento do controlador. Neste capítulo o SPD é tratado como um regulador de estados, portanto, como um problema típico da teoria de controle. Também são descritos os procedimentos de estimação e controle utilizados.

No capítulo 3 é apresentada a teoria utilizada para a obtenção do modelo matemático empregado nas simulações computacionais, do qual posteriormente obtém-se um modelo simplificado utilizado nos procedimentos de filtragem e controle.

O capítulo 4 apresenta os fundamentos para a implementação do estimador e do controlador, partes da unidade lógica que comanda a tarefa de controle de posição. Aí são apresentadas as peculiaridades envolvidas no problema de controle de posição de um veículo no mar.

Nos capítulos 5 e 6 é apresentado um estudo de caso. No início do quinto capítulo apresentam-se as principais características construtivas e operacionais da plataforma RS-35, que é o objeto do estudo de caso. A seguir desenvolve-se um modelo matemático para os movimentos desta plataforma no mar e para o seu controlador, com base na teoria apresentada nos capítulos anteriores. Ainda neste capítulo são apresentados e analisados os resultados de simulações digitais do modelo e de duas versões de controle implementadas.

O sexto capítulo é dedicado à descrição da preparação e realização dos ensaios no tanque de provas com um modelo da plataforma RS-35. Neste capítulo dá-se ênfase ao desenvolvimento e construção do protótipo de um controlador para o SPD da plataforma estudada. A seguir apresentam-se, analisam-se e comparam-se os resultados obtidos nos ensaios.

Dois pontos são de especial interesse no quinto e sexto capítulos: o primeiro é o comportamento da plataforma flutuando livremente no mar sem a ação do SPD. O outro é o comportamento modificado pela ação do SPD. Da análise e comparação destes resultados é possível avaliar o desempenho do SPD projetado. A comparação com resultados de outros estudos permitiu avaliar o procedimento de controle aqui proposto.

O sétimo e último capítulo é reservado às conclusões e recomendações. Apontam-se inicialmente os resultados obtidos e dificuldades encontradas. A seguir apresentam-se sugestões para a melhoria ou aprofundamento dos pontos abordados.

2. FUNDAMENTOS TEORICOS PARA O PROJETO DO SPD

2.1 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES

Neste capítulo o SPD é tratado como um regulador de estados da teoria de controle. As soluções para o problema do regulador são conhecidas e, geralmente, além de pouco complexas produzem resultados bastante satisfatórios. A solução aqui utilizada baseia-se no Princípio da Separação, onde os ganhos de controle, calculados por procedimentos alternativos, atuam sobre um estado reconstruído por estimação.

As técnicas de controle utilizadas são a do controle ótimo, obtido, por exemplo, através do Princípio de Máximo de Pontryagin, e alternativamente a do controle adaptativo, onde o problema de controle é tratado como um problema de estimação.

2.2 O REGULADOR DE ESTADOS E O SPD

"O regulador é um sistema de controle que mantém as saídas de uma máquina, um veículo ou de um processo próximas a valores desejados na presença de distúrbios"(59). Conforme ilustrado na figura 2.1 o regulador é composto basicamente por três elementos :

- a) os sensores, que medem as saídas do sistema que se quer controlar;
- b) o controlador, que recebe os sinais enviados pelos sensores e determina os sinais de controle que deverão levar o sistema a comportar-se conforme se deseja;
- c) os atuadores, que recebem os sinais de controle e agem sobre o sistema, eventualmente modificando seu comportamento.

Analisando-se a estrutura de um SPD, apresentado na figura 1.1, verifica-se que seus componentes são os do regulador de

estados. Portanto, a solução para o problema de controle do SPD é a do problema do regulador.

A seguir é apresentada a solução do problema do regulador usando-se as técnicas de controle ótimo.

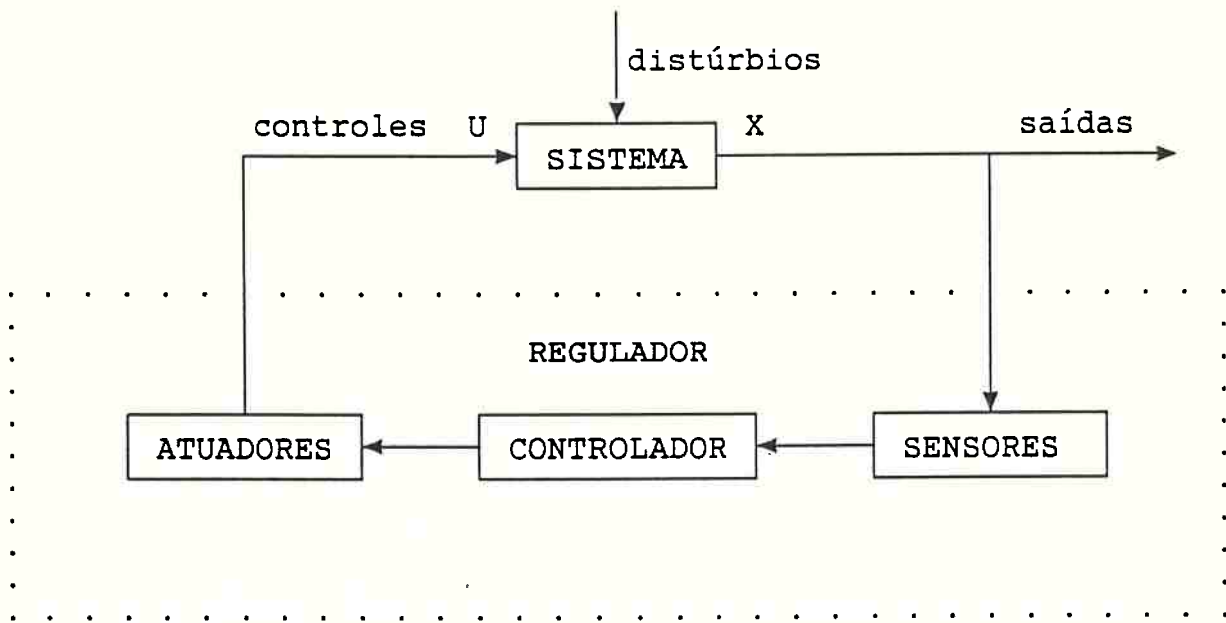


Figura 2.1 - Regulador de Estados

2.3 CONTROLE OTIMO DETERMINISTICO

Procurou-se nesta seção não entrar em minúcias do desenvolvimento teórico do controlador ótimo, já que esta solução é apresentada na literatura especializada (59, 60, 64 e outros). No apêndice A.1 é apresentada a dedução da lei de controle ótimo utilizando o método de Pontryagin.

Considere-se inicialmente o sistema não linear determinístico modelado, pela seguinte equação de estado :

$$\dot{X}(t) = f(X(t), U(t)) \quad , \quad t > t_0 \quad \text{(II.1)}$$

onde

$f(.,.) \in R^n$ é um vetor de funções reais, geralmente não lineares admitidas diferenciáveis em todos seus argumentos;

$X(.) \in R^n$ é o vetor das variáveis de estado;

$U(.) \in R^s$ é o vetor das variáveis de controle;

t_0 é o instante inicial;

t é o instante atual e

\dot{X} sobre a variável é a derivada desta variável com relação ao tempo.

Admita-se que seja possível aplicar um procedimento de linearização qualquer a (II.1), como por exemplo através da expansão em série de Taylor, obtendo-se o seguinte sistema linear de equação de estado :

$$\dot{X}(t) = F(t)X(t) + L(t)U(t) \quad , \quad t > t_0 \quad (II.2)$$

onde

$F(.)$ é uma matriz ($n \times n$), denominada matriz da planta do sistema ou matriz de estados, tal que $f_i(t) \in F(.)$, $f_i : [t_0, t) \rightarrow R$;

$L(.)$ é uma matriz ($n \times s$) denominada matriz de controle ou matriz de saídas, tal que $l_i(t) \in L(.)$, $l_i : [t_0, t) \rightarrow R$.

Deseja-se determinar uma lei de controle para o sistema descrito acima, que minimize um índice de desempenho. Este índice, geralmente definido através de uma forma quadrática, quantifica a satisfação dos objetivos de controle e obviamente apresenta uma formulação distinta para cada problema tratado (99). A escolha da formulação quadrática é determinada pela possibilidade de obtenção de soluções simples para o problema de controle, o que geralmente não é possível quando se usa outras formulações. No problema de Bolza (99), por exemplo, o índice penaliza o efeito cumulativo da variação das variáveis de estado e do uso do controle durante e no fim do processo, sendo defini-

do por :

$$J = \frac{1}{2} X^T(t_f) V_f X(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [X^T(t) V(t) X(t) + U^T(t) T(t) U(t)] dt \quad (\text{II.3})$$

onde

V_f e $V(\cdot)$ são matrizes ($n \times n$) de peso, semidefinidas positivas, que definem a penalização para o desvio do vetor de estados respectivamente no fim (instante t_f) e durante o processo (entre os instantes t_0 e t_f);

$T(t)$ é uma matriz ($s \times s$) de peso, definida positiva, que define a penalização na aplicação do controle $U(t)$;

T como índice de um vetor ou matriz indica a transposta do vetor ou matriz envolvidos.

A solução do problema do regulador é dada por :

$$U(t) = -C(t)X(t) \quad (\text{II.4.1})$$

$$C(t) = T^{-1}(t)L^T(t)S(t) \quad (\text{II.4.2})$$

$$\dot{S}(t) = -F^T(t)S(t) - S(t)F(t) + S(t)L(t)T^{-1}(t)L^T(t)S(t) - V(t) \quad (\text{II.4.3})$$

$$S(t_f) = V_f \quad (\text{II.4.4})$$

A equação diferencial matricial (II.4.3) é a conhecida equação matricial de Riccati, cuja solução analítica é de difícil obtenção. A solução para (II.4.3) é geralmente obtida numericamente (2,60,64). A introdução da lei de controle (II.4.1) na equação (II.2) leva à solução do problema de controle, como segue:

$$\dot{X}(t) = [F(t) - L(t)C(t)]X(t) \quad (\text{II.5})$$

Ou ainda, pela introdução de (II.4.2) em (II.5) :

$$\dot{X}(t) = [F(t) - L(t)T^{-1}(t)L^T(t)S(t)]X(t) \quad (\text{II.6})$$

2.4 PRINCIPIO DA SEPARAÇÃO

Admita-se agora que o estado do sistema além de não linear seja estocástico e sujeito a restrições de medida, conforme o sistema de equações abaixo:

$$\dot{X}(t) = f(X(t), U(t), w(t)) \quad , t \geq t_0 \quad (\text{II.7.1})$$

$$Y(t) = h(X(t), v(t)) \quad , t \geq t_0 \quad (\text{II.7.2})$$

onde

$f(.,.,.)$, t, t_0 e $U(t)$ são definidos como em (II.1);

$Y(.) \in R^p$ é o vetor ou a variável de estado de medida;

$h(.,.) \in R^p$ é o vetor constituído por funções geralmente não lineares, porém limitadas e tais que $h_i \in h(.,.)$, $h_i : [t_0, t) \rightarrow R$;

$X(.) \in R^n$ é um vetor de estados para o qual $X(t_0)$ é uma variável aleatória definido como:

$$X(t_0) \approx N[\hat{X}(t_0), P(t_0)] \quad (\text{II.8})$$

em que

o circunflexo sobre a variável representa a estimativa desta variável e

$P(t_0)$ é a matriz ($n \times n$) de covariância do erro na estimativa da variável no instante inicial;

$w(.) \in R^m$ em (II.7.1) é um vetor de excitações estocásticas, constituído por ruídos brancos gaussianos com as seguintes propriedades estatísticas :

a) Valor Esperado:

$$E(w(t)) = 0 \quad (\text{II.9.1})$$

b) Variância:

$$E\{w(t)w^T(t+dt)\} = Q(t)\delta(-dt) = Q(k) \quad (\text{II.9.2})$$

onde

$\delta(\cdot)$ é a função δ de Dirac;

dt é o intervalo de tempo analisado e

$Q(t)$ é a matriz de densidade espectral do ruído dinâmico, definida positiva.

As expressões (II.9) podem ser formuladas numa notação simplificada como:

$$w(t) \approx N[0, Q(k)] \quad (\text{II.10})$$

Em (II.7.2) $v(t) \in \mathbb{R}^p$ é o ruído de medida considerado branco, gaussiano com as seguintes propriedades estatísticas :

$$v(t) \approx N[0, R(k)] \quad (\text{II.11})$$

em que

$R(k)$ é a matriz ($p \times p$) de covariância do ruído de medida, definida positiva e dada por:

$$R(k) = R(t)\delta(-dt) \quad (\text{II.12})$$

sendo

$R(t)$ a matriz de densidade espectral do ruído de medida.

Admita-se que por meio de um processo de linearização qualquer obtenha-se as expressões linearizadas do sistema (II.7), formalmente expressas por:

$$\dot{X}(t) = F(t)X(t) + L(t)U(t) + G(t)w(t) \quad , t \geq t_0 \quad (\text{II.13.1})$$

$$Y(t) = H(t)X(t) + v(t) \quad , t \geq t_0 \quad (\text{II.13.2})$$

onde

$t, t_0, F(\cdot), L(\cdot)$ e $U(\cdot)$ são definidos como em (II.2);

$X(\cdot), Y(\cdot), w(\cdot)$ e $v(\cdot)$ são definidos como em (II.7);

$G(\cdot)$ é uma matriz ($n \times m$) denominada matriz de mixagem de ruído, constituída por funções g_i tais que $g_i : [t_0, t) \rightarrow \mathbb{R}$;

$H(\cdot) \in \mathbb{R}^p$ é um vetor de funções limitadas h_i , tais que $h_i : [t_0, t) \rightarrow \mathbb{R}$.

No caso em que não se conhece todo o vetor de estado, como no sistema (II.13), não é possível aplicar-se a lei de controle anteriormente proposta. É preciso, primeiramente, reconstruir-se o estado. Além disso, $X(t)$ é agora uma variável aleatória e portanto não se conhece seu valor exato. Nessas condições não faz sentido utilizar-se o índice de desempenho J , como definido em (II.3). É preciso que se defina agora um índice de natureza estatística, como o dado pela seguinte expressão (60):

$$J = E \left\{ \frac{1}{2} X^T(t_f) V_f X(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [X^T(t) V(t) X(t) + U^T(t) T(t) U(t)] dt \right\} \quad (\text{II.14})$$

Admita-se que num determinado instante t , seja possível obter-se uma estimativa $\hat{X}(t)$ de $X(t)$, como por exemplo através dos procedimentos apresentados na próxima seção. O Princípio da Separação estabelece que a lei de controle ótimo do regulador é obtida pelo mesmo controlador linear determinístico definido por (II.4), operando porém sobre o estado reconstruído $\hat{X}(t)$, ou formalmente (60),:

$$U(t) = \hat{U}(t) = -C(t)\hat{X}(t) \quad (\text{II.15.1})$$

ou ainda

$$U(t) = -T^{-1}(t)L^T(t)S(t)\hat{X}(t) \quad (\text{II.15.2})$$

onde

$T(\cdot)$, $L(\cdot)$ e $S(\cdot)$ são definidos como em (II.4).

2.5 ESTIMAÇÃO DE ESTADO

O filtro de Kalman é um dos procedimentos mais frequentemente utilizados para a estimativa de um vetor de estados a partir de medidas disponíveis deste estado. Se corretamente formulado, o filtro de Kalman cria estimativas justas $\hat{X}(t)$ do vetor $X(t)$.

Para realização desta tarefa, o filtro é dotado de um modelo matemático do sistema que procura acompanhar, aqui chamado de modelo do filtro ou modelo de trabalho. Naturalmente, quanto mais perfeito este modelo maior a probabilidade do filtro realizar suas tarefas a contento.

Apresenta-se aqui a formulação do filtro de Kalman para um sistema linear discreto-discreto. Entenda-se por sistema discreto-discreto aquele em que a dinâmica seja descrita por equações de diferenças e que as observações (medidas) sejam realizadas a intervalos de tempo. Portanto, a descrição do sistema também é feita a intervalos de tempo e não continuamente. Embora a dinâmica de um veículo operando no mar seja na realidade contínua e não linear, como será visto no próximo capítulo, optou-se pela formulação discreto-discreto pela possibilidade de redução do esforço computacional que esta versão oferece. Como não há necessidade de conhecer-se o sistema continuamente, mas apenas nos instantes em que se quer obter uma estimativa do estado ou em que se quer atuar sobre ele, a formulação discreto-discreto revela-se adequada. No caso contínuo

o desenvolvimento do filtro exige sucessivas integrações numéricas das equações diferenciais, o que torna o processo excessivamente moroso. Como será visto, a utilização da versão discreto-discreto permite que se contorne o problema de integração, substituindo-o por um algoritmo numérico bastante rápido.

2.5.1 FILTRO DE KALMAN

Considere-se o sistema linearizado expresso pelo sistema de equações (II.13). Este sistema pode ser escrito na forma de equações de diferenças, através de uma discretização para o intervalo de tempo δt desejado, obtendo-se (57,62):

$$X(k+1) = \phi(k+1,k)X(k) + \Omega(k)U(k) + \Gamma(k)w(k) \quad (\text{II.16.1})$$

$$Y(k) = \theta(k)X(k) + v(k) \quad (\text{II.16.2})$$

$$k+1 > k \geq t_0; k=1,2,\dots,N$$

onde

k é o instante atual;

$k+1$ é o instante futuro distante δt do instante atual;

$X(k)$ é o vetor de estado no instante k ;

$Y(k)$ é a medida do estado disponível no instante k ;

$\phi(k+1,k)$ é a matriz ($n \times n$) não singular, chamada matriz de transição de estados entre os instantes k e $k+1$ e dada por (57):

$$\dot{\phi}(k) = F(k+1)\phi(k+1,k) ; \phi(k,k) = I \quad (\text{II.17.1})$$

em que

I é a matriz identidade ($n \times n$).

A matriz $\Omega(k)$ é obtida pelo princípio da superposição integral (57,58), como :

$$\Omega(k) = \int_k^{k+1} \phi(k+1, t) L(t) dt \quad (\text{II.17.2})$$

Analogamente para $\Gamma(k)$ tem-se:

$$\Gamma(k) = \int_k^{k+1} \phi(k+1, t) G(t) dt \quad (\text{II.17.3})$$

A matriz $\theta(k)$ na equação (II.16.2) é uma matriz de dimensão $(n \times p)$ de funções limitadas resultante do processo de discretização desta equação.

Admitindo que o intervalo de discretização seja suficientemente pequeno, substituiu-se os ruídos $w(t)$ e $v(t)$ por sequências brancas gaussianas ("step process"). O controle $U(t)$ foi substituído por uma sequência com realização constante em cada intervalo. A sequência $w(k)$ tem as seguintes propriedades estatísticas:

a) Valor Esperado:

$$E(w(k)) = 0 \quad (\text{II.18.1})$$

b) Variância:

$$E\{w(k)w^T(i)\} = Q(k)\delta_{ki} \quad (\text{II.18.2})$$

Ou, conforme a notação simplificada:

$$w(k) \approx N[0, Q(k)] \quad (\text{II.18.3})$$

Analogamente para $v(k)$ tem-se:

$$v(k) \approx N[0, R(k)] \quad (\text{II.19.1})$$

onde

$$R(k) \triangleq R(k)\delta_{ki} \quad (\text{II.19.2})$$

Nas expressões (II.18.2) e (II.19.2), δ_{ki} é o δ de Kronecker. Admita-se ainda que $X(k)$, $w(k)$ e $v(k)$ sejam estatisticamente independentes, isto é, não há correlação entre estes sinais. Defina-se agora:

a) evolução da média condicional (63), ou estimativa do estado no instante k (37), conhecidos os τ estados anteriores, por:

$$\hat{X}(k/\tau) \triangleq E\{X(k)/Y_\tau\} \quad ; \quad k > \tau \quad (\text{II.20.1})$$

b) Matriz de covariância condicional (63) ou matriz de covariância no erro da estimativa do estado (37) no instante k conhecidos os τ estados anteriores, por:

$$P(k/\tau) \triangleq E\{(X(k) - \hat{X}(k/\tau))(X(k) - \hat{X}(k/\tau))^T / Y_\tau\} \quad (\text{II.20.2})$$

onde

Y_τ é o conjunto de medidas do estado até o instante τ .

Diz-se que $\hat{X}(k) \triangleq \hat{X}(k/k)$ e $P(k) \triangleq P(k/k)$ constituem o estado do filtro no instante k .

O filtro de Kalman é um algoritmo que estima o estado $X(t)$ num instante $(k+1)$, através do estado no instante anterior (k) e do processamento de medidas realizadas no instante $(k+1)$. O algoritmo pode ser resumido nos seguintes passos (37,57,58):

a) Propagação (previsão ou extrapolação)

a.1) do estado:

$$\hat{X}(k+1/k) = \phi(k+1,k)\hat{X}(k) + \Omega(k)U(k) \quad (\text{II.21.1})$$

a.2) da matriz de covariância do erro na estimativa do estado;

$$P(k+1/k) = \phi(k+1,k)P(k)\phi^T(k+1,k) + \Gamma(k)Q(k)\Gamma^T(k) \quad (\text{II.21.2})$$

b) Ganho do filtro:

$$K(k+1) = P(k+1/k)\theta^T(k+1)[\theta(k+1)P(k+1/k)\theta^T(k+1) + R(k+1)]^{-1}$$

(II.21.3)

c) Atualização usando a observação $Y(k+1)$

c.1) do estado:

$$\hat{X}(k+1) = X(k+1/k) + K(k+1)[Y(k+1) - \theta(k+1)\hat{X}(k+1/k)]$$

(II.21.4)

onde

$$r = Y(k+1) - \theta(k+1)\hat{X}(k+1/k)$$

(II.21.5)

é definido como o erro residual de medida previsto ou simplesmente resíduo previsto.

c.2) da matriz de covariância do erro na estimativa:

$$P(k+1) = [I - K(k+1)\theta(k+1)]P(k+1/k)$$

(II.21.6)

2.5.2 SISTEMAS LINEARES ESTACIONARIOS

Conforme as equações (II.17), para se fazer a propagação do estado do filtro é preciso que a cada passo diversas integrações sejam realizadas, uma vez que uma nova matriz de transição para o intervalo de tempo atual deve estar disponível. Integrações numéricas, embora bastante precisas, exigem um tempo de computação considerável. Com o objetivo de evitar-se integrações no filtro, supõe-se que o sistema seja estacionário, isto é, que as matrizes F , G , L e H em (II.13) não sejam funções temporais. Neste caso, a matriz de transição, admitido um intervalo de discretização constante, é constante. Para um

intervalo de tempo $\delta t = [(k+1), k]$ por exemplo, a matriz de transição será dada por (57) :

$$\phi(k+1, k) = \phi(\delta t) = e^{F\delta t} \approx \left[I + F\delta t + \frac{1}{2!}F^2\delta t^2 + \frac{1}{3!}F^3\delta t^3 + \dots \right] \quad (\text{II.22})$$

Neste caso (II.16.1) será substituída por:

$$X(k+1) = \phi X(k) + \Omega U(k) + \Gamma w(k) \quad (\text{II.23.1})$$

$$k+1 > k \geq t_0; k=1, 2, \dots, N$$

onde

$$\phi = \phi(\delta t) = \phi(k+1, k) = \text{constante} \quad (\text{II.23.2})$$

A matriz Ω será dada agora por:

$$\Omega = \int_k^{k+1} \phi(k+1, t) L dt \quad (\text{II.23.3})$$

E a matriz Γ por:

$$\Gamma = \int_k^{k+1} \phi(k+1, t) G dt \quad (\text{II.23.4})$$

onde

$\phi(k+1, t)$ também é constante, resultando da utilização de (II.23.2) em (II.23.1).

As equações do filtro para um sistema estacionário são dadas por:

a) Propagação (previsão ou extrapolação)

$$\hat{X}(k+1/k) = \phi \hat{X}(k) + \Omega U(k) \quad (\text{II.24.1})$$

$$P(k+1/k) = \phi P(k) \phi^T + \Gamma Q(k) \Gamma^T \quad (\text{II.24.2})$$

b) Ganho do filtro:

$$K(k+1) = P(k+1/k)\theta^T [\theta P(k+1/k)\theta^T + R(k+1)]^{-1} \quad (\text{II.24.3})$$

c) Atualização usando a observação $Y(k+1)$

$$\hat{X}(k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1)[Y(k+1) - \theta\hat{X}(k+1/k)] \quad (\text{II.24.4})$$

$$P(k+1) = [I - K(k+1)\theta]P(k+1/k) \quad (\text{II.24.5})$$

2.5.3 COLAPSO DO CONTROLADOR

Conforme mencionado anteriormente, o modelo do filtro pode ser mantido intencionalmente simples, visando acelerar o trabalho numérico. Como foi visto, através do Princípio da Separação o controlador atua sobre informações produzidas pelo estimador, no caso o filtro. A má modelagem é então, duplamente perversa para o problema de controle. Primeiramente, porque pode produzir divergências entre o estado estimado e seu valor real, levando o controlador a tomar decisões a partir de informações falsas. Depois, porque as respostas do sistema podem ser muito diferentes daquelas esperadas pelo controlador.

Para evitar-se o possível colapso do controlador, há que se melhorar o modelo através do qual ele atua, procurando nesta tarefa não tornar o algoritmo excessivamente lento. Essa melhoria pode ser feita enriquecendo-se o modelo com informações que possam contrabalançar erros presentes no desenvolvimento do filtro.

A estimativa do filtro é influenciada basicamente por dois tipos de erros : erros devidos ao procedimento numérico e erros de modelagem. Os erros devidos ao procedimento numérico são oriundos da natureza intrinsecamente limitada dos computa-

dores, que os leva a truncar e arredondar números. Portanto, são também função do tipo particular de computador utilizado. Os erros de modelagem são de duas naturezas:

a) erros de linearização e

b) erros advindos da imprecisão ou da omissão, intencional ou não, de parâmetros ou mesmo variáveis, por desconhecimento ou complexidade excessiva. Por exemplo, o erro advindo do uso de um sistema estacionário para representar um fenômeno cujos parâmetros na realidade possuem uma dinâmica própria e não linear está incluído neste tipo de erro.

O uso de um modelo errôneo pode determinar o mal desempenho do filtro, levando o controlador ao colapso. As causas de divergência do filtro são examinadas na próxima seção.

2.5.4 DIVERGENCIA DO FILTRO

"Nos casos em que o filtro é construído com base num modelo pobre e principalmente quando os ruídos de medida e de processo são pequenos ele detecta demasiadamente bem o falso estado, quando opera sobre muitos dados. A matriz de covariância pode tornar-se muito pequena, o que leva também o ganho do filtro a ser pequeno, fazendo com que as medidas subsequentes tenham pouca influência na estimação do estado" (62). Uma matriz de covariância irrealmente pequena, representa um nível de confiança exagerado nas estimativas obtidas. Como o modelo do filtro é diferente da realidade que ele busca representar, poderá ocorrer uma divergência entre a estimativa e o estado, manifestada pela inconsistência dos resíduos (II.21.5) com suas propriedades estatísticas teóricas. Em outras palavras, devido às fontes de erros citadas anteriormente, os erros de estimação excedem os valores estimados, havendo uma contradição entre o resultado numérico e o comportamento previsto. Um dos métodos para se evitar que a matriz de covariância do erro de estimação

decreça, possibilitando assim a divergência do filtro, é a adição de um ruído fictício ao modelo do filtro (63), procedimento utilizado neste estudo. Antes disso, porém, pode-se procurar melhorar o próprio modelo sem que isso determine um tratamento numérico excessivamente moroso. A técnica aqui proposta é a de compensação dinâmica do modelo (CDM), apresentada a seguir.

2.5.5 COMPENSAÇÃO DINÂMICA DO MODELO

A dinâmica de um sistema qualquer pode ser representada pela seguinte equação:

$$\dot{X}(k) = A_m(k) + A_n(k)$$

onde

$A_m(k)$ é o vetor de acelerações modeladas ou conhecidas e

$A_n(k)$ é o vetor de acelerações não modeladas ou desconhecidas.

Uma vez que $A_m(k)$ é conhecida, resta encontrar uma forma funcional capaz de representar o amplo espectro de acelerações existentes na realidade, mas ainda não modeladas ($A_n(k)$) e que além disso permita um tratamento matemático simples. O processo de Gauss-Markov de primeira ordem ou ruído colorido, como também é conhecido, tem-se mostrado um bom modelo para a representação de acelerações desconhecidas (37,52,58). Esse processo pode ser expresso pela seguinte equação:

$$\dot{\epsilon}(t) = -b_1(t)\epsilon(t) + w_b(t) \quad (\text{II.25})$$

onde

$b_1(t)$ é um parâmetro a ser determinado, sendo $-1/b_1(t)$ o chamado coeficiente de correlação temporal (58);

$w_b(t)$ é um componente puramente aleatório do processo, que

pode ser representado por um ruído branco gaussiano, com as seguintes propriedades estatísticas:

$$w_b(t) = N[0, Q_b(k)]$$

O primeiro termo do segundo membro representa o componente correlacionado no tempo e possibilita a propagação da estimativa da aceleração não modelada. O segundo termo do segundo membro representa o nível de desconhecimento que se tem das acelerações não modeladas e é levado em conta na matriz de covariância de erro no estado, como exposto ainda nesta seção.

A derivada parcial da observação com respeito à aceleração não modelada é nula e, portanto, o efeito das acelerações não modeladas no procedimento de estimação é determinado apenas através da dinâmica do sistema.

Se $b_1(t) = b_1$, isto é, não é função do tempo, o processo é estacionário, sendo possível determinar-se b_1 a priori (54).

A modelagem dinâmica passa a ser dada pelo seguinte sistema de equações:

$$\dot{X}(t) = F(t)X(t) + L(t)U(t) + G(t)w(t) + \epsilon(t), t \geq t_0 \quad (\text{II.26.1})$$

$$\dot{\epsilon}(t) = -b_1\epsilon(t) + w_b(t), t \geq t_0 \quad (\text{II.26.2})$$

$$Y(t) = H(t)X(t) + v(t), t \geq t_0 \quad (\text{II.26.3})$$

ou ainda por:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{\epsilon}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F & 1 \\ 0 & -b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ \epsilon(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(t) \\ w_b(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L \\ 0 \end{bmatrix} U(t) \quad (\text{II.27.1})$$

Define-se agora os seguintes vetores:

a) vetor de estado estendido:

$$\underline{z}^T(t) = [x(t) \quad \epsilon(t)]$$

b) vetor de ruído estendido:

$$\underline{w}^T(t) = [w(t) \quad w_b(t)]$$

c) vetor de entradas estendido:

$$\underline{L}^T = [L \quad 0]$$

Usando estas definições, o sistema (II.27.1) pode ser reescrito como:

$$\dot{\underline{z}}(t) = \underline{F}\underline{z}(t) + \underline{G}w(t) + \underline{L}U(t) \quad (\text{II.27.2})$$

O sistema (II.27.2) tem a mesma estrutura de (II.13.1), para o qual foi apresentado o filtro de Kalman e, portanto, pode-se utilizar aqui o mesmo procedimento .

Resta ainda observar que, para fins de estimação, a simples introdução de um ruído fictício pode ser suficiente para evitar a divergência do filtro. Esse procedimento, no entanto, não permite modelar acelerações com média não nula no tempo, como é o caso da algumas acelerações não modeladas.

Como o modelo estendido (II.27.2) tem a mesma estrutura do modelo original, por questão de comodidade e para indicar a generalidade do uso do filtro, usa-se daqui em diante a notação original, embora se trabalhe com o modelo estendido.

2.5.6 RUIDO FICTICIO

2.5.6.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

A grande maioria dos modelos matemáticos é afetada, em

maior ou menor grau, por erros decorrentes do desconhecimento do fenômeno tratado ou da necessidade de introdução de simplificações. Como foi observado, o uso de um modelo errôneo pode levar o filtro à divergência, caracterizada por uma matriz de covariância irrealmente pequena. A técnica das acelerações não modeladas é empregada, obviamente, apenas em algumas equações do modelo e cuida apenas de um tipo de erro. Para se evitar a divergência do filtro por outros motivos, como por exemplo a devida aos erros de linearização e do procedimento numérico, usou-se o procedimento de adição de um ruído fictício.

O ruído fictício é incorporado ao modelo de estimação degradando-se a matriz de covariância do erro na estimativa do estado, mantendo o filtro ativo sobre as observações subsequentes.

A ação do ruído sobre o filtro pode ser avaliada através da equação de ganho do filtro (II.24.3):

$$K(k+1) = P(k+1/k)\theta^T [\theta P(k+1/k)\theta^T + R(k+1)]^{-1}$$

A matriz $K(k+1)$ será pequena se $P(k+1/k)$ for pequena ou se a matriz $[\theta P(k+1/k)\theta^T + R(k+1)]$ for grande, o que revela uma solução de compromisso na geração de $P(k+1/k)$, já que ela aparece no numerador e no denominador de cada componente do ganho do filtro. O exame da equação (II.24.2) de $P(k+1/k)$, reproduzida abaixo,

$$P(k+1/k) = \phi P(k)\phi^T + \Gamma Q(k)\Gamma^T$$

mostra que esta matriz pode ser manipulada através da matriz de covariância do ruído de processo $Q(k)$. Para alcançar o objetivo desejado, $Q(k)$ foi gerada por um procedimento adaptativo originalmente sugerido por Jazwinski (62), descrito a seguir.

2.5.6.2 RUIDO ADAPTATIVO

O ruído é dosado em tempo real de forma adaptativa, através da coerência estatística entre os erros reais e erros estimados. O resíduo de medida, equação (II.21.5)

$$r(k+1) = Y(k+1) - \theta \hat{X}(k+1/k) = Y(k+1) - \hat{Y}(k+1)$$

é o valor utilizado para detectar a ocorrência de divergência e determinar o nível de ruído a cada nova observação disponível. Admite-se, sem perda de generalidade (62), que $Y(k)$ seja escalar e define-se resíduo verdadeiro por :

$$r_v(k+1) \triangleq Y_v(k+1) - \hat{Y}(k+1) \quad (\text{II.28})$$

onde

$Y_v(k+1)$ é a medida verdadeira que se obteria na ausência de erros de medida, ou seja:

$$Y(k+1) = Y_v(k+1) + v(k+1) \quad (\text{II.29})$$

O fundamento do método é a consistência entre o resíduo e sua estatística. Esta consistência é obtida a cada instante através da determinação da covariância do ruído de processo $q(k)$ que produza o resíduo verdadeiro "mais provável". Matematicamente essa operação é expressa por:

$$\max_{q \geq 0} p [r_v(k+1/k)] \quad (\text{II.30})$$

onde

$p[.]$ é a função densidade de probabilidade do resíduo e $q \geq 0$ é compatível com a propriedade da variância.

Admitindo-se que $p[.]$ seja gaussiana, de média nula, a maximização da ocorrência do ruído verdadeiro leva à seguinte ex-

pressão (62):

$$r_v^2(k+1) = E\{r_v^2(k+1)\} \quad (\text{II.31})$$

Levando-se (II.29) em (II.21.5), obtém-se:

$$r(k+1) = Y_v(k+1) + v(k+1) - \hat{Y}(k+1)$$

$$r(k+1) = r_v(k+1) + v(k+1) \quad (\text{II.32})$$

$$r_v(k+1) = r(k+1) - v(k+1) \quad (\text{II.33})$$

Ou ainda:

$$r_v(k+1) = Y(k+1) - \hat{Y}(k+1) - v(k+1) \quad (\text{II.34})$$

Utilizando-se (II.16.2), obtém-se:

$$r_v(k+1) = \theta X(k+1) + v(k+1) - \hat{Y}(k+1) - v(k+1)$$

ou seja:

$$r_v(k+1) = \theta[X(k+1) - \hat{X}(k+1)] \quad (\text{II.35})$$

Introduzindo-se (II.23.1) e (II.24.1) na expressão acima, obtém-se:

$$r_v(k+1) = \theta\{\phi[X(k+1) - \hat{X}(k+1)] - \Gamma w(k)\} \quad (\text{II.36})$$

Obtém-se agora o valor esperado do quadrado da realização do resíduo verdadeiro utilizando (II.36):

$$E\{r_v^2(k+1)\} = \theta\phi P(k)\phi^T\theta^T + \theta\Gamma Q(k)\Gamma^T\theta^T \quad (\text{II.37})$$

Admitindo-se a hipótese de independência entre os ruídos

de processo, $Q(k)$ é uma matriz diagonal. Os elementos dessa matriz são as variâncias $q_{i,i}(k)$, $i=1,2,\dots,m$ do ruído de processo. Dentro desta hipótese o segundo termo do segundo membro da equação acima pode ser reescrito, num instante t qualquer, como se segue:

$$\theta^T Q(k) \Gamma^T \theta^T = \sum_{i=1}^m \left[\sum_{j=1}^n \theta_j \Gamma_{j,i} \right]^2 q_{i,i} \quad (\text{II.38})$$

onde

θ_j e $\Gamma_{j,i}$ são respectivamente os elementos do vetor θ e da matriz Γ .

Defina-se agora o vetor linha $\theta_q \in R^m$ cujos elementos são dados por:

$$\theta_q(i) \triangleq \left[\sum_{j=1}^n \theta_j \Gamma_{j,i} \right]^2 \quad i=1,2,\dots,m \quad (\text{II.39})$$

Então, (II.37) pode ser reescrita como:

$$E\{r_v^2(k+1)\} = \theta^T P(k) \theta^T + \theta_q q(k+1) \quad (\text{II.40})$$

Por outro lado, o quadrado da realização do ruído pode ser obtido diretamente de (II.33) como:

$$r_v^2(k+1) = r^2(k+1) - 2r(k+1)v(k+1) + v^2(k+1) \quad (\text{II.41})$$

onde o termo

$$\sigma(k+1) \triangleq -2r(k+1)v(k+1) + v^2(k+1) \quad (\text{II.42})$$

pode ser tratado como um ruído, cujas propriedades estatísticas são calculadas no apêndice B.1 e reproduzidas a seguir:

a) valor esperado

$$E[\sigma(k+1)] = R(k+1) \quad (\text{II.43.1})$$

b) variância

$$\text{Var}[\sigma(k+1)] = 4r^2(k+1)R(k+1) + 2R^2(k+1) \quad (\text{II.43.2})$$

Defina-se o ruído branco gaussiano $s(k)$ por:

$$s(k) \triangleq -\sigma(k) + R(k) \quad (\text{II.44})$$

cujas propriedades estatísticas são calculadas no apêndice B.2 e reproduzidas a seguir:

a) valor esperado : zero (II.45.1)

b) variância

$$\text{Var}[s(k)] = 4r^2(k)R(k) + 2R^2(k) = R_q(k) \quad (\text{II.45.2})$$

Utilizando-se (II.41), (II.42) e (II.44) tem-se:

$$r_v^2(k+1) = r^2(k+1) - s(k+1) + R(k+1) \quad (\text{II.46})$$

Levando-se, agora, (II.46) e (II.40) à equação de maximização da ocorrência do resíduo verdadeiro (II.31), tem-se:

$$r^2(k+1) + R(k+1) - \theta \phi^T P(k) \phi \theta^T = \theta_q^T q(k+1) + s(k+1) \quad (\text{II.47})$$

Definindo-se o primeiro membro da equação anterior por $z(k+1)$, tem-se:

$$z(k+1) \triangleq r^2(k+1) + R(k+1) - \theta \phi^T P(k) \phi \theta^T \quad (\text{II.48})$$

E (II.47) escreve-se agora:

$$z(k+1) = \theta_q q(k+1) + s(k+1) \quad (\text{II.49})$$

A equação assim obtida tem estrutura semelhante à equação de medidas e é por isso denominada "equação de pseudo-medidas". O termo $z(\cdot)$ é a pseudo observação, cujo valor determinístico é expresso pelo primeiro membro de (II.47). θ_q é o vetor denominado vetor geração das pseudo-medidas. O ruído $s(k)$, agora denominado ruído na pseudo-medida, tem propriedades estatísticas definidas por (II.45.1) e (II.45.2). Da equação de pseudo-medidas extrai-se as informações desejadas da matriz de variância do ruído do processo $Q(k)$. Isto é, as variâncias $q(k)$ são semelhantes as variáveis de estado $X(k)$ na equação de medidas (II.16.2), para as quais desenvolveu-se o filtro de Kalman. Portanto, pode-se usar uma versão do filtro de Kalman para estimar e propagar a variância do ruído de processo $q(k)$, o que é feito na próxima seção.

2.5.6.3 FILTRO DE KALMAN APLICADO AS PSEUDO-OBSERVAÇÕES.

Para usar-se o mesmo filtro anterior é preciso definir-se um resíduo de estimação de $q(k)$ em relação a uma medida nominal. Sendo assim, admite-se como informação "a priori" o estado anterior de $q(k)$, ou, formalmente:

$$\hat{q}(k+1/k) \triangleq \hat{q}(k) \quad (\text{II.50})$$

No caso da matriz de covariância de erro na estimativa de $q(k)$ tem-se formalmente:

$$P_q(k+1/k) \triangleq P_q(k) \quad (\text{II.51})$$

Estando disponível uma nova pseudo-medida $z(k+1)$, pode-se obter o resíduo da pseudo-medida através de:

$$\delta z(k+1) = z(k+1) - \theta_q \hat{q}(k) \quad (\text{II.52})$$

Dentro das hipóteses (II.50) e (II.51) a atualização do estado de $q(k)$ é dada,

a) para a estimativa de $q(\cdot)$ por:

$$\hat{q}(k+1) = \hat{q}(k) + k_q(k+1)[\delta z(k+1)] \quad (\text{II.53.1})$$

b) para a matriz de covariância do erro na estimativa de $q(\cdot)$ por:

$$P_q(k+1) = [I - k_q(k+1)\theta_q]P_q(k) \quad (\text{II.53.2})$$

onde

$k_q(\cdot)$ é a matriz de ganhos de estimação dada por:

$$k_q(k+1) = P_q(k)\theta_q^T[\theta_q P_q(k)\theta_q^T + R_q]^{-1} \quad (\text{II.53.3})$$

2.5.7 INTRODUÇÃO DO RUIDO NO FILTRO

As variâncias obtidas conforme a seção anterior são somadas à equação de propagação do erro no estado:

$$P(k+1/k) = \phi P(k)\phi^T + \Gamma Q(k)\Gamma^T \quad (\text{II.54})$$

onde

$$\text{diag}\{Q(k)\} = \hat{q}(k)$$

sendo $\hat{q}(\cdot)$ obtido conforme (II.53.1)

2.6 LEIS DE CONTROLE ESTOCASTICO

Usando-se a teoria apresentada na seção anterior é possível estimar-se o estado do sistema e, portanto, aplicar as

leis de controle ao problema tratado, conforme o princípio da separação anteriormente apresentado. O problema de controle de um regulador estocástico compreende, então, duas etapas: a da estimação do vetor de estado e a de controle propriamente.

A figura 2.2 apresenta o diagrama de blocos de um sistema estocástico sujeito à ação de um regulador:

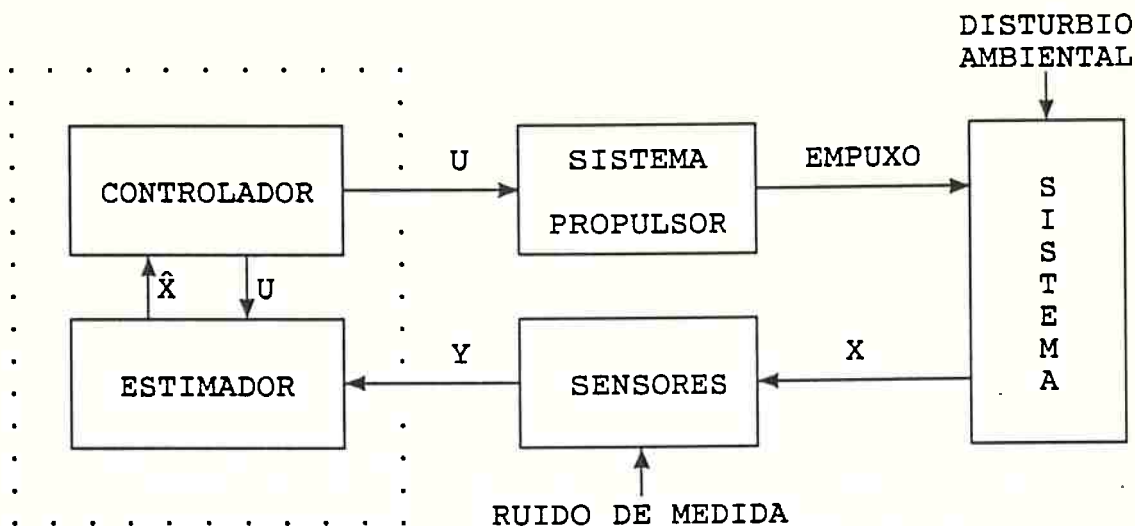


Figura 2.2 - Esquema de Controle Estocástico

Nesta seção apresentam-se os fundamentos teóricos utilizados na obtenção das leis de controle para um sistema estocástico, que é o que mais se aproxima do controle de posição de um veículo no mar.

Para a obtenção da lei de controle $U(t)$ utilizou-se dois procedimentos distintos. O primeiro é obtido das leis de controle moderno, mais especificamente do controle ótimo. A solução de controle ótimo pode ser obtida de diversas maneiras, sendo uma delas a proposta por Pontriagyn(2), apresentada no apêndice A. O procedimento alternativo, aqui denominado controle adaptativo, foi desenvolvido explorando a propriedade de

dualidade, que permite tratar o problema de controle como um problema de estimação (37,58).

Os dois procedimentos baseiam-se no princípio da separação e são desenvolvidos para um sistema na forma linearizada, conforme (II.13). Além disso admitiu-se que o sistema seja estacionário.

2.6.1 CONTROLE OTIMO ESTOCASTICO

Considere-se novamente o sistema linear estocástico estacionário (II.13) abaixo reproduzido

$$\dot{X}(t) = F(t)X(t) + L(t)U(t) + G(t)w(t) \quad , t \geq t_0 \quad (\text{II.55.1})$$

$$Y(t) = H(t)X(t) + v(t) \quad , t \geq t_0 \quad (\text{II.55.2})$$

Conforme o Princípio da Separação, a solução do problema de controle para este sistema é a descrita pela expressão (II.4.1) aplicada agora ao estado reconstruído $\hat{X}(t)$:

$$U(t) = -T^{-1}(t)L^T S(t)\hat{X}(t) \quad (\text{II.56})$$

onde

$S(t)$ é a matriz de Riccati, resultante, por exemplo, da aplicação do método de Pontriagyn, como mostrado no apêndice A.

2.6.2 CONTROLE ADAPTATIVO

O procedimento do controle adaptativo aqui apresentado é uma modificação do procedimento encontrado em (37,58). Cruz utilizou o procedimento para a determinação da lei de controle do piloto automático para um navio operando em canal. Moro utiliza o mesmo controlador no tratamento do problema de controle

de atitude de um satélite.

Considere-se o sistema linear estocástico definido pelas expressões (II.55), resultante da linearização do sistema (II.7). O objetivo do controle é fazer com que o estado em (II.7) evolua no tempo satisfazendo a seguinte relação:

$$\Phi[X(t)] = 0 \quad (\text{II.57})$$

Apresenta-se a solução do problema de controle para o caso de tempo discreto, já que o controlador não pode reavaliar sua atuação continuamente, mas sim a intervalos de tempo $(k, k+1)_c$. Observe-se aqui que, eventualmente, o intervalo de estimação $(k, k+1)$ e o intervalo de controle $(k, k+1)_c$ podem ser distintos. Entenda-se por intervalo de controle, o intervalo de tempo decorrido entre duas avaliações da função de controle $U(t)$.

A equação (II.55.1) pode ser discretizada para o intervalo de controle conforme a seção 2.5.2, obtendo-se:

$$X_c(k+1) = \phi_c X_c(k) + \Omega_c U(k) + \Gamma_c w(k) \quad (\text{II.58})$$

onde

as matrizes ϕ_c , Ω_c e Γ_c são dadas pelas seguintes expressões:

$$\dot{\phi}_c = F\phi_c ; \phi_c(k, k) = I \quad (\text{II.59})$$

$$\Omega_c = \int_k^{k+1} \phi_c(k+1, t) L dt \quad (\text{II.60})$$

$$\Gamma_c = \int_k^{k+1} \phi_c(k+1, t) G dt \quad (\text{II.61})$$

Admitindo-se que o intervalo de controle seja pequeno, substituiu-se em (II.58) $U(t)$ pela sequência $U(k)$ e $w(t)$ pela

sequência branca gaussiana $w(k)$.

Seja $X_R(t)$ um vetor de estados de referência que, no intervalo $(k, k+1)_c$, obedeça à seguinte equação linear:

$$\dot{X}_R(t) = FX_R(t) + LU_R(t) \quad (\text{II.62})$$

onde

F e L são constantes e definidas como em (II.13.1);

$U_R(\cdot)$ é uma função de controle cujo valor é aquele do controle calculado no instante anterior:

$$U_R(t) = U_R(k) = \hat{U}(k-1) \quad (\text{II.63})$$

Admita-se ainda a seguinte condição inicial:

$$X_R(k) = X_c(k) = \hat{X}(k) \quad (\text{II.64})$$

A equação (II.62) descreve a trajetória do sistema, se a partir do estado estimado $\hat{X}(k)$ se aplicar durante o intervalo $(k, k+1)_c$ o mesmo valor de controle estimado para o intervalo anterior $(k-1, k)_c$. Discretizando-se (II.62) no intervalo de controle obtém-se:

$$X_R(k+1) = \phi_c X_R(k) + \Omega_c U_R(k) \quad (\text{II.65})$$

onde

ϕ_c e Ω_c estão definidos, respectivamente, em (II.59) e (II.60);

$U_R(k)$ é a sequência que substitui $U_R(t)$, supondo-se que o intervalo de discretização seja pequeno.

Tomando-se a diferença entre (II.58) e (II.65) obtém-se:

$$\delta X_c(k+1) = \phi_c \delta X_c(k) + \Omega_c \delta U + \Gamma_c w(k) \quad (\text{II.66})$$

onde

$$\delta X_c(k) \triangleq X_c(k) - X_R(k) \quad (\text{II.67})$$

$$\delta U(k) \triangleq U(k) - U_R(k) \quad (\text{II.68})$$

Respeitada a capacidade de estimação e observação do sistema, $X_c(k+1)$ seria o estado atingido pelo sistema, se a ele fôsse aplicado o controle desconhecido $U(k)$ a partir do estado $X_c(k)$. Portanto, seria desejável que o estado $X_c(k+1)$ satisfizesse a restrição (II.57):

$$\Phi[X_c(k+1)] = 0 \quad (\text{II.69})$$

No entanto, devido ao ruído do sistema e à incerteza do estado no instante k , a relação (II.69) será satisfeita a menos do erro $\delta X_c(k)$ e do ruído $w(k)$. Expandindo-se (II.69) em série de Taylor em torno de $X_R(k+1)$, obtém-se:

$$\Phi[X_R(k+1)] + \Phi^*(k+1)\delta X_c(k+1) + \epsilon(k+1) = 0 \quad (\text{II.70})$$

onde

$$\Phi^*(k+1) = \left. \frac{d\Phi}{dX} \right|_{X_R(k+1)} \quad (\text{II.71})$$

e $\epsilon(\cdot)$ é o erro de linearização.

Levando-se (II.66) em (II.70), tem-se:

$$\begin{aligned} -\Phi[X_R(k+1)] &= \Phi^*(k+1)\phi_c \delta X_c(k) + \Phi^*(k+1)\Omega_c \delta U(k) + \Phi^*(k+1)\Gamma_c w(k) \\ &\quad + \epsilon(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.72})$$

Usando-se (II.68) e reordenando-se termos em (II.72), tem-se:

$$\begin{aligned} \Phi^*(k+1)\Omega_c U_R(k) - \Phi[X_R(k+1)] &= \Phi^*(k+1)\Omega_c U(k) + \\ &\quad \Phi^*(k+1)[\phi_c \delta X_c(k) + \Gamma_c w(k)] + \epsilon(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.73})$$

Seja:

$$O(k+1) \triangleq \Phi^*(k+1)\Omega_c U_R(k) - \Phi[X_R(k+1)] \quad (\text{II.74})$$

$$\Sigma(k+1) \triangleq \Phi^*(k+1)\Omega_c \quad (\text{II.75})$$

$$\mu(k+1) \triangleq \Phi^*(k+1)[\phi_c \delta X_c(k) + \Gamma_c w(k)] + \epsilon(k+1) \quad (\text{II.76})$$

Usando-se (II.74-76) pode-se escrever (II.73) como:

$$O(k+1) = \Sigma(k+1) U(k) + \mu(k+1) \quad (\text{II.77})$$

Admitindo-se que o erro de linearização $\epsilon(k+1)$ tenha média nula e que a incerteza no estado advenha de um erro também de média nula, tem-se que,

$$E[\mu(k+1)] = 0 \quad (\text{II.78.1})$$

já que $w(k)$ foi modelado como um ruído branco gaussiano de média nula. A covariância de $\mu(k+1)$ é dada por:

$$N(k+1) = E[\mu(k+1)\mu^T(k+1)] \quad (\text{II.78.2})$$

O valor de controle $U(k)$ pode ser determinado da equação (II.77) uma vez que, no instante k , $O(k+1)$ e $\Sigma(k+1)$ são conhecidos. A estimativa $\hat{U}(k)$ de $U(k)$ que minimiza o erro quadrático médio $(U(k) - \hat{U}(k))$, sob a hipótese de que $U(k)$ é desconhecido e estatisticamente independente de $\mu(k+1)$ é dada por (37,58):

$$U(k) = [\Sigma^T(k+1)N^{-1}(k+1)\Sigma(k+1)]^{-1}\Sigma^T(k+1)N^{-1}(k+1)O(k+1) \quad (\text{II.79})$$

No capítulo 4, que trata também da implementação das soluções de controle, apresenta-se um método para o cálculo de $U(k)$ desenvolvido a partir de sugestões apresentadas por Cruz (37).

2.6.3 TOPICOS DO CONTROLE CLASSICO

Nesta seção são apresentados alguns tópicos da teoria de controle clássico, com atenção particular ao problema do "root-locus" (lugar das raízes) e da alocação de pólos. Como apontado anteriormente, apesar de se usar uma teoria de controle moderno na solução do problema de controle, é importante utilizar-se auxiliariamente procedimentos e métodos do controle clássico, objetivando a obtenção da melhor solução.

Na teoria de controle a avaliação final do desempenho do sistema é baseada na resposta deste sistema quando atuado por um determinado sinal de entrada. Na maioria das aplicações práticas os sinais de entrada a que um sistema está sujeito são de natureza estocástica. A avaliação de um sistema de controle para um sinal de entrada qualquer é muito difícil. Para a finalidade de projeto e análise é comum estudar-se o desempenho do sistema quando sujeito a funções de entrada conhecidas, que servem como sinais de teste. Geralmente exige-se que o sistema projetado satisfaça critérios de desempenho quando atuados pelos sinais de teste.

A escolha apropriada dos sinais de teste não só permite uma simplificação matemática do problema tratado como também que se preveja o comportamento do sistema quando atuado por sinais complexos.

A resposta de um sistema é usualmente dividida em resposta no regime transitório e resposta no regime permanente. Entende-se por regime transitório a parte da resposta que desaparece quando o tempo se torna muito grande, sendo a resposta no regime permanente a que permanece após o desaparecimento do regime transitório.

Os sinais de teste mais comumente empregados são descritos pela função impulso, pela função degrau, pela função rampa e pela função exponencial. Verifica-se que a natureza da resposta do sistema a um determinado sinal depende unicamente das raízes

(autovalores do sistema) de sua equação característica (104). Na próxima seção introduz-se o conceito da equação característica e examina-se o significado da modificação dos autovalores (pólos) de um sistema.

2.6.3.1 LUGAR DAS RAIZES

Seja o sistema linear estocástico estacionário (II.13) reproduzido abaixo:

$$\dot{X}(t) = FX(t) + LU(t) + Gw(t) , \quad t \geq t_0 \quad (\text{II.80.1})$$

$$Y(t) = HX(t) + v(t) , \quad t \geq t_0 \quad (\text{II.80.2})$$

Conforme exposto nas seções anteriores é possível obter-se uma solução para o problema de controle da forma:

$$U(t) = -CX(t) \quad (\text{II.81})$$

Com (II.81), (II.80.1) pode ser reescrita como:

$$\dot{X}(t) = (F - LC)X(t) + Gw(t) \quad (\text{II.82})$$

Aplicando-se a transformada de Laplace ao sistema acima obtém-se:

$$sX(s) - x_0 = (F - LC)X(s) + Gw(s) \quad (\text{II.83})$$

onde

$$x_0 = \lim_{t \rightarrow 0} X(t)$$

A expressão acima pode ser reescrita como:

$$X(s) = \frac{x_0 + Gw(s)}{(sI - F + LC)} \quad (\text{II.84})$$

onde

I é a matriz unidade (n x n).

As raízes do denominador de (II.84) são chamadas pólos ou autovalores do sistema controlado. Os pólos do sistema podem ser obtidos de sua equação característica (105) definida como:

$$| sI - F + LC | = 0 \quad (\text{II.85})$$

"Há uma relação próxima entre os autovalores (pólos do sistema de malha fechada) de um sistema e a qualidade do controle" (105). De fato, o projeto de um sistema de controle com realimentação pode ser visto como o problema de alocação das raízes da equação característica, tal que o sistema controlado tenha o comportamento preestabelecido. Esta técnica é investigada mais profundamente na próxima seção.

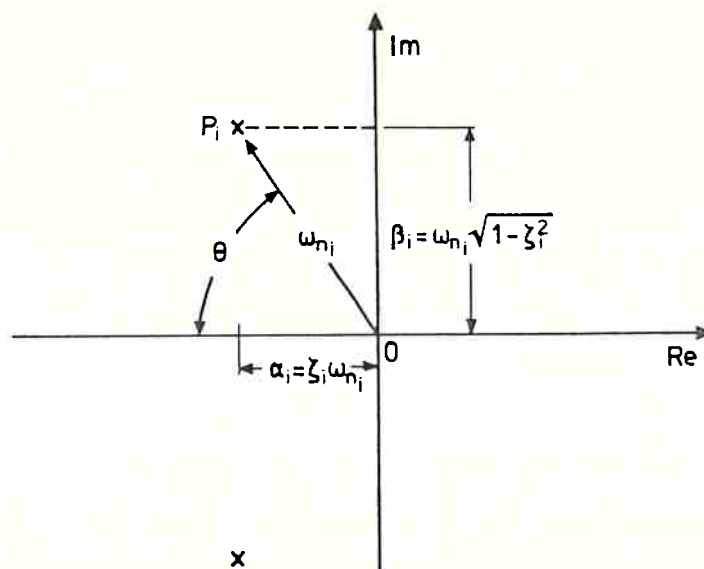


Figura 2.3 - Plano s

Examina-se a seguir as respostas a um impulso unitário de um sistema típico quando seus autovalores são localizados em diferentes pontos de um plano s , que tem como abcissa o eixo real e como ordenada o eixo imaginário, ilustrado na figura 2.3.

Seja P_i um ponto qualquer do plano s , tal que:

$$P_i = -\alpha_i + j\beta_i \quad (\text{II.86.1})$$

onde

α_i é o fator ou constante de amortecimento dado por:

$$\alpha_i = \zeta_i \omega_{n_i} \quad ; \quad (\text{II.86.2})$$

β_i é a frequência condicional dada por:

$$\beta_i = \omega_{n_i} (1 - \zeta_i^2)^{1/2} \quad (\text{II.86.3})$$

sendo

ζ_i a razão de amortecimento e
 ω_{n_i} a frequência natural não amortecida.

Da figura (2.3) tem-se ainda que:

$$\omega_{n_i} = (\alpha_i^2 + \beta_i^2)^{1/2} \quad (\text{II.87})$$

E de (II.86) e (II.87),

$$\zeta_i = \frac{\alpha_i}{(\alpha_i^2 + \beta_i^2)^{1/2}} \quad (\text{II.88.1})$$

e

$$\omega_{n_i} = \frac{\beta_i}{(1 - \zeta_i^2)^{1/2}} \quad (\text{II.88.2})$$

A resposta de um sistema de controle típico com realimentação é normalmente caracterizada por uma oscilação amortecida conspícua. Esta oscilação tem um papel importante na especificação dos objetivos do sistema de controle. A figura 2.4 ilustra todas as possibilidades de resposta a um impulso de um sistema de controle típico em conexão com a variação da posição das raízes no plano s .

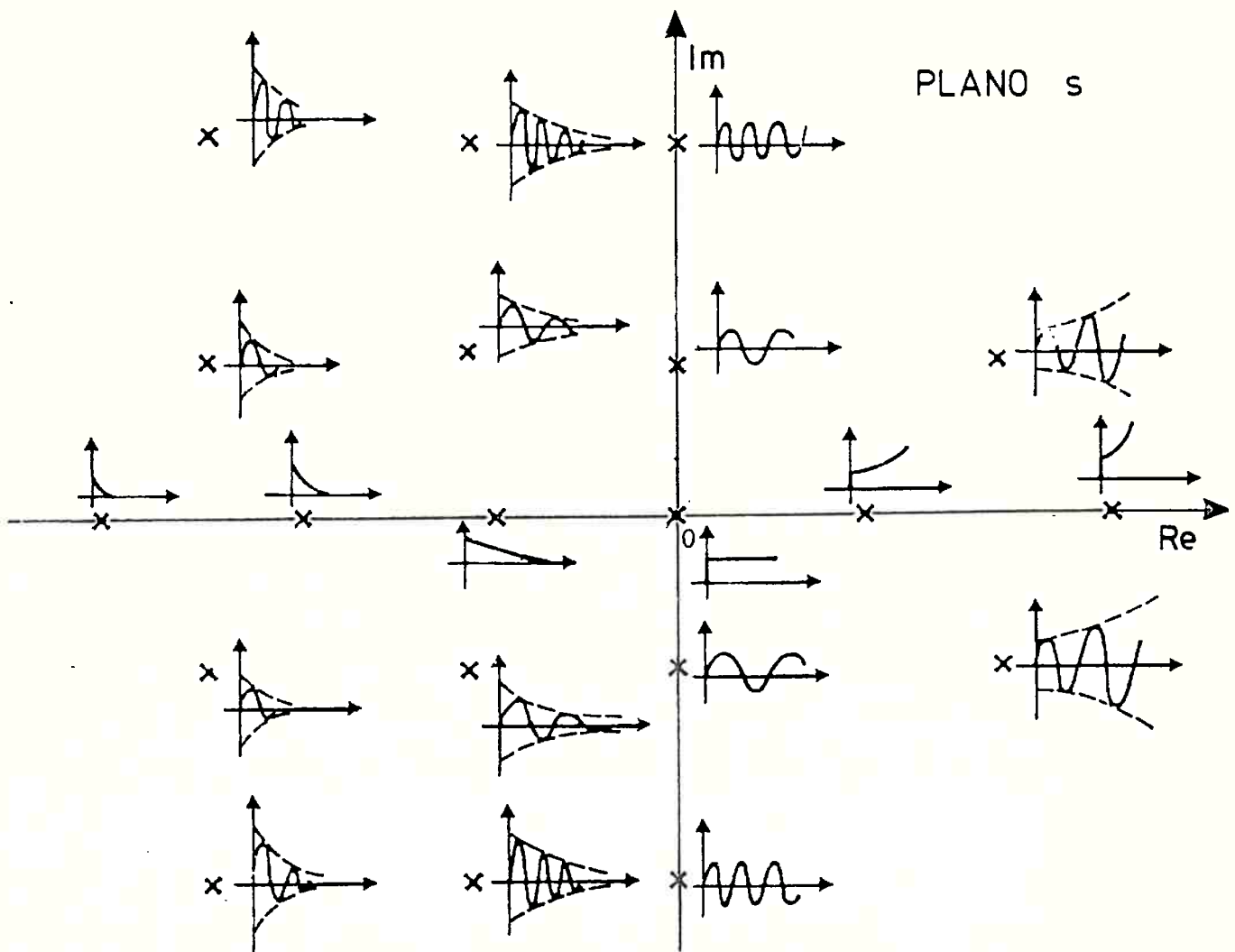


Figura 2.4 - Significado da posição dos pólos no Plano s

Da análise desta figura extrai-se as seguintes conclusões:

- a) se os pólos estão no semi-plano esquerdo, a resposta apresentará amplitudes decrescentes no tempo, indicando um sistema estável. Quanto mais a esquerda, ou seja, quanto maior a parte real negativa de um raiz, maior a velocidade de decaimento;
- b) se um ou mais pólos se situam no semi-plano direito, o sistema apresentará resposta com amplitudes crescentes no tempo, caracterizando sua instabilidade;
- c) quanto mais distante um pólo está do eixo real maior a frequência de resposta. Em particular se o pólo está no eixo real a resposta será não oscilatória e exponencial, crescente no semi-plano direito ou decrescente no semi-plano esquerdo;
- d) todos os pólos de multiplicidade um alocados no eixo imaginário produzem respostas de magnitude constante. Se a multiplicidade é maior que um, a amplitude de resposta é crescente, caracterizando a instabilidade do sistema.

Para sistemas lineares de ordem mais elevada vale o princípio da superposição e a resposta a um sinal de teste pode ser obtida somando-se as respostas produzidas pelos pólos.

A posição relativa dos pólos do sistema no plano s tem uma importância muito grande na resposta no regime transitório (104). Para fins de projeto e análise é preciso conhecer quais os pólos que dominam a resposta do sistema, ditos "pólos dominantes". Na prática, como a maioria dos sistemas de controle é de ordem elevada, é interessante estabelecer um balizamento para aproximar tais sistemas por sistemas de ordem inferior. No projeto pode-se usar os pólos dominantes para controlar o desempenho dinâmico do sistema, enquanto os pólos restantes são usados para garantir a reabilidade física do controlador.

Sabe-se que os pólos próximos ao eixo imaginário produzem respostas lentas no regime transitório e que portanto dominam a resposta no regime permanente. Neste estudo considera-se como primeira aproximação que os pólos se tornarão insignificantes quando a magnitude de sua parte real for de 5 a 10 vezes maior

que a dos pólos considerados dominantes. Sabe-se ainda que os pólos centrados ao redor da linha de 45° , o que corresponde a uma razão de amortecimento $\zeta = 0,707$, produzem respostas com melhores características. Com estas considerações construiu-se a figura 2.5, que serve como um primeiro balizamento na escala dos pólos.

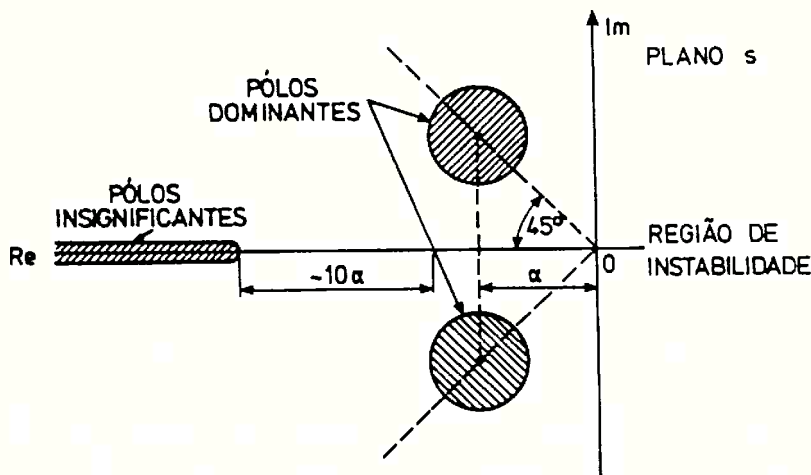


Figura 2.5 - Região de Dominância dos Pólos

Como ficou patente na descrição precedente, a razão de amortecimento ζ e a frequência natural não amortecida ω_n são de importância decisiva no projeto de um controlador.

A análise de ζ dá uma informação exata de como o sistema oscilará e o conhecimento de ω_n permite que se avalie o grau de proximidade com a frequência de excitação, permitindo evitar-se uma perigosa proximidade que possa levar o sistema à ressonância. A figura 2.6 ilustra a resposta de um sistema de 2ª ordem para um sinal de teste tipo degrau. Nestas curvas, através de uma manipulação conveniente dos pólos do sistema, manteve-se a frequência natural ω_n constante e variou-se a razão de amortecimento. Verifica-se que para uma razão de amortecimento baixa ($\zeta = 0,1$) o sistema apresentará uma resposta

rápida, porém oscilará demasiadamente antes de atingir a condição de regime permanente. Para razão de amortecimento alta ($\zeta = 2,0$) o sistema não oscilará, porém apresentará uma resposta muito lenta até atingir o regime permanente. Portanto, é interessante encontrar-se pólos para o sistema para os quais ζ tenha um valor intermediário. Conforme a figura 2.6, para $\zeta = 0,707$ o sistema apresentará a resposta ótima, pois apresenta uma resposta rápida e com pouca oscilação para atingir o regime permanente.

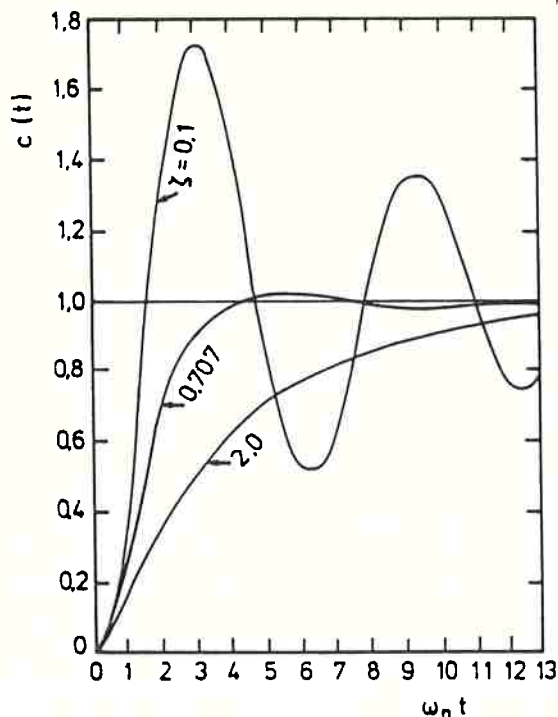


Figura 2.6 - Resposta Transiente de um Sistema de 2ª Ordem a uma Função Degrau unitário

A posição dos pólos de um sistema de 2ª ordem e seu fator de amortecimento apresentam a seguinte relação (65):

a) quando $\zeta > 1,0$, o sistema é dito superamortecido, os pólos são reais negativos;

- b) quando $\zeta = 1,0$, o sistema é dito amortecido crítico, os pólos são reais, negativos e iguais;
- c) quando $0 < \zeta < 1,0$, o sistema é subamortecido, os pólos são complexos, com parte real negativa;
- d) quando $\zeta = 0$, o sistema é não amortecido, os pólos são complexos puros e conjugados;
- e) quando $\zeta < 0$, o sistema é negativamente amortecido, e ambos os pólos estão no semi-plano direito.

2.6.3.2 ALOCAÇÃO DE POLOS

Conforme mencionado na seção anterior, há uma relação próxima entre os pólos de malha fechada de um sistema de controle e a qualidade do controle projetado.

A alocação de pólos é um procedimento do controle clássico cujo objetivo é determinar a matriz C em (II.82), de tal forma que os autovalores da equação característica (II.85) sejam valores pré-estabelecidos. Por questão de praticidade optou-se por apresentar o método da alocação de pólos por meio de um exemplo.

Seja o sistema linear de 2ª ordem definido pelas seguintes equações de estado:

$$\dot{X}(t) = FX(t) + LU(t) \quad (\text{II.89})$$

onde

$$X(t) = [u(t) \quad v(t)]^T ;$$

$$U = -CX(t) ;$$

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad L = [1 \quad 0]^T$$

Admita-se que se deseje controlar as duas variáveis de estado $u(\cdot)$ e $v(\cdot)$. Então,

$$C = [G_u \quad G_v] \quad (\text{II.90})$$

onde

G_u e G_v são os ganhos de controle a serem determinados.

Com (II.90) e as matrizes F , L e C pode-se reescrever (II.89) como:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - G_u & f_{12} - G_v \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.91})$$

A equação característica de (II.91) é dada por:

$$\begin{vmatrix} s - f_{11} + G_u & -f_{12} + G_v \\ -f_{21} & s - f_{22} \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{II.92})$$

Ou, desenvolvendo-se o determinante acima,

$$s^2 + (G_u - f_{11} - f_{22})s + f_{11}f_{22} - f_{21}f_{12} + f_{21}G_v - f_{22}G_u = 0 \quad (\text{II.93})$$

Admita-se agora que se deseje que o sistema (II.89) tenha os pólos σ_1 e σ_2 . Para estes autovalores, a equação característica é dada por:

$$(s - \sigma_1)(s - \sigma_2) = s^2 - (\sigma_1 + \sigma_2)s + \sigma_1\sigma_2 = 0 \quad (\text{II.94})$$

Igualando-se (II.93) e (II.94) determina-se os valores dos ganhos G_u e G_v para que o sistema controlado tenha os pólos σ_1 e σ_2 .

3. FUNDAMENTOS TEORICOS PARA A DESCRICAO DOS MOVIMENTOS DE PLATAFORMAS SEMI-SUBMERSIVEIS NO MAR.

3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo são apresentados os fundamentos teóricos utilizados para a descrição dos movimentos de uma plataforma semi-submersível no mar.

O objetivo fundamental é desenvolver as formulações que serão usadas na simulação do movimento da plataforma e nos modelos utilizados pelo estimador de estados e pelo controlador. As representações no domínio do tempo e da frequência são os procedimentos alternativos normalmente utilizados no estudo do comportamento de estruturas flutuantes.

A análise no domínio da frequência é realizada para a obtenção de soluções em regime permanente ("closed form solution") de equações diferenciais. Embora produzam bons resultados, principalmente na análise de problemas dinâmicos, a análise no domínio de frequência tem alcance limitado, pois pode tratar apenas de problemas linearizados. Para os casos em que as não linearidades do sistema desempenhem um papel significativo há que se utilizar a análise no domínio do tempo. Neste caso as não linearidades não restringem a modelagem, mas o procedimento geralmente exige um tempo considerável de computação, o que em alguns casos é indesejável. Como será demonstrado nos tópicos seguintes, as equações que regem o movimento de uma plataforma são consideravelmente influenciadas por forças não lineares, como por exemplo, as forças de arrasto e as forças de amortecimento entre outras. Desta forma optou-se pela representação no domínio do tempo.

Para modelar o comportamento de um veículo no mar é preciso conhecer-se inicialmente a natureza dos distúrbios a que este estará sujeito durante o período de operação. Neste trabalho utiliza-se uma modelagem simples para estes distúrbios,

procurando-se obter apenas uma aproximação qualificada destes fenômenos, cuja natureza complexa permite grau diverso de tratamento.

3.2 VEICULO FLUTUANDO LIVREMENTE NO MAR

Para representação do movimento da plataforma considerou-se os sistemas de coordenadas cartesianas definidos na figura 3.1. Nesta figura SXYZ é um sistema de eixos fixo em relação à superfície da Terra, cuja origem no instante inicial t_0 coincide com o ponto O, situado sobre a plataforma. Este sistema de eixos é aqui denominado sistema inercial. O plano SXY coincide sempre com o plano horizontal. Considere-se também um sistema de eixos Oxyz solidário à plataforma, de modo que no instante t_0 , Ox coincida com SX, Oy coincida com SY e Oz coincida com SZ.

Considere-se que o ponto O seja coincidente com o centro de gravidade (CG) da plataforma. O eixo Ox é crescente no sentido de vante, o eixo Oy é crescente para boreste (BE) e o eixo Oz crescente na direção do fundo do mar. O ângulo ψ é o ângulo de aproamento, formado pela projeção de Ox no plano SXY e a paralela ao eixo SX que passa por O.

Considere-se finalmente o sistema de coordenadas $g_i abc$, com origem no centro de gravidade g_i de um elemento estrutural i qualquer. Neste sistema o eixo $g_i a$ coincide com a direção do eixo mais extenso do elemento, o eixo $g_i b$ é ortogonal ao eixo $g_i a$ e cresce na direção transversal do elemento considerado. O eixo $g_i c$ é ortogonal ao plano $g_i ab$ e cresce conforme a orientação definida para os eixos inerciais.

Os movimentos de um corpo sólido flutuando livremente no mar com 6 graus de liberdade podem ser obtidos diretamente da aplicação da segunda lei de Newton. Para os movimentos translatórios, considerando-se o CG como origem do sistema de

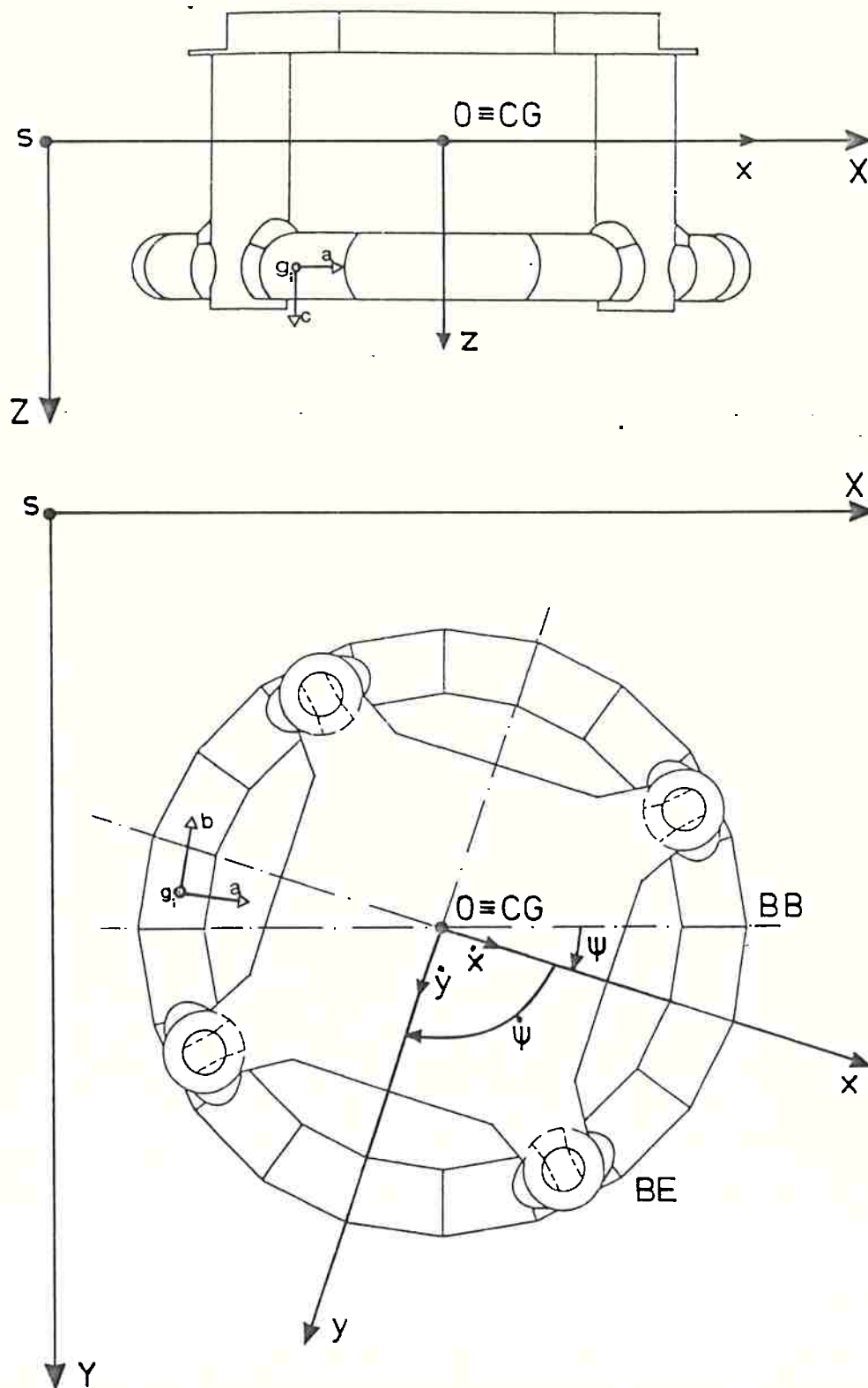


Figura 3.1 - Sistema de Coordenadas

coordenadas, tem-se:

$$\vec{F} = \frac{d}{dt} [\text{Quantidade de Movimento}] = \frac{d}{dt} (\underline{M} \dot{\vec{S}}_G) \quad (\text{III.1.1})$$

onde \vec{F}

é o vetor de forças externas e internas atuantes sobre o corpo;

\underline{M} é a matriz diagonal de massas do corpo, que pode ser admitida constante no intervalo de tempo considerado;

$\dot{\vec{S}}_G$ é o vetor velocidade do centro de gravidade do corpo.

Para os movimentos rotacionais, usando-se as mesmas coordenadas anteriores, tem-se:

$$\vec{T} = \frac{d}{dt} \left[\begin{array}{c} \text{Quantidade de} \\ \text{Movimento} \\ \text{Angular} \end{array} \right] = \frac{d}{dt} (\underline{I} \dot{\vec{\Gamma}}_G) \quad (\text{III.1.2})$$

onde \vec{T}

é o vetor de momentos internos e externos atuantes sobre o corpo;

\underline{I} é a matriz de momentos e produtos de inércia do corpo ao redor do CG que pode ser admitida constante no intervalo de tempo considerado;

$\dot{\vec{\Gamma}}_G$ é o vetor velocidade angular do CG.

As equações diferenciais (III.1) são não lineares e acopladas. O acoplamento entre estas equações advém sobretudo do fato de que os movimentos e acelerações numa determinada direção causam excitações em outras direções que não a própria e do fenômeno de interferência entre forças e momentos.

As equações vetoriais (III.1) podem ser agrupadas numa única expressão utilizando-se a seguinte notação:

$$\sum_{i=1}^6 m_{ji} S_{Gi} = \underline{F} \quad , j=1,2,\dots,6 \quad (\text{III.2})$$

onde

para $i, j=1,2,3$ $m_{ji} = M\delta_{ji}$, sendo M a massa do veículo e

para $i, j=4,5,6$ $m_{ji} = I\delta_{ji}$, sendo I os momentos e produtos de inércia do veículo.

δ_{ji} é o delta de Kronecker.

Portanto, se todas as forças ou momentos que atuam numa direção são conhecidos, o que inclui as interferências entre estes fenômenos, pode-se determinar com precisão os movimentos, velocidades e acelerações na direção considerada. As forças externas mais relevantes que atuam num veículo flutuando no mar são dadas pela seguinte expressão:

$$\underline{F} = \underline{F}_H + \underline{F}_W + \underline{F}_C \quad (\text{III.3})$$

onde

\underline{F}_H é a força hidrodinâmica que inclui os diversos efeitos produzidos pelo movimento relativo entre o veículo e as partículas do fluido. Inclui-se aqui, o efeito de ondas, correntes, massa adicionada, amortecimento, etc...

\underline{F}_W é a força de vento, resultante da pressão do ar sobre as obras mortas;

\underline{F}_C é a força de controle, geralmente produzida por equipamentos instalados no próprio veículo, como lemes, propulsores, amarras etc...

Na próxima seção faz-se uma pequena exposição de alguns métodos utilizados no cálculo de forças atuantes sobre estruturas flutuantes. Esta exposição se faz necessária, uma vez que a diversidade de tipos e finalidades de estruturas oceânicas existentes requer tratamentos matemáticos distintos para a obtenção de resultados confiáveis.

3.3 METODOS PARA O CALCULO DE FORÇAS AMBIENTAIS

Não se pretende fazer aqui uma análise exaustiva de todos os métodos existentes para o cálculo de forças ambientais sobre estruturas oceânicas, mas apresentar os argumentos que balizaram a escolha do método aqui utilizado.

As forças hidrodinâmicas que atuam num corpo flutuante são costumeiramente divididas em dois grupos (74,79,80). O primeiro é o grupo das forças excitantes, causadas pelo movimento das partículas do meio. O outro é o grupo de forças induzidas pelo movimento do corpo no meio, também conhecidas como forças de reação hidrodinâmica. Separa-se ainda as forças hidrodinâmicas conforme o grau de influência da viscosidade (79). Se ela é não significativa admite-se que o fluido é invíscido e calcula-se as forças utilizando a teoria potencial.

Na teoria potencial as forças hidrodinâmicas são calculadas pela integração da pressão sobre o casco. Essa pressão é obtida da equação de Bernoulli:

$$p = p_s + \rho \frac{\partial \phi}{\partial t} + \frac{1}{2} \rho \left[\frac{\partial \phi}{\partial x_i} \right]^{1/2} \quad (\text{III.4})$$

onde

p_s é a pressão estática sobre o corpo;

ρ é a densidade do fluido;

ϕ é a função potencial de velocidade tal que:

$$v_j = \text{grad } \phi \quad (\text{III.5})$$

onde

v_j é a velocidade do fluido na direção j .

Para um corpo submetido apenas à ação de ondas, por exemplo, o potencial de velocidade pode ser subdividido em 3 partes (68,74,80,85):

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 \quad (\text{III.6})$$

onde

ϕ_1 é o potencial de velocidade da onda incidente que determina a força de Froude-Krylov;

ϕ_2 é o potencial de velocidade da onda difratada, originária da presença do corpo rígido no campo de ondas;

ϕ_3 é a potencial de velocidade de ondas geradas pelo movimento do corpo em águas tranquilas ou o potencial de reação hidrodinâmica.

Tem-se ainda:

$$\phi_I = \phi_1 + \phi_2 \quad (\text{III.7})$$

onde

ϕ_I é o potencial de excitação.

As forças de reação hidrodinâmica para os movimentos do plano horizontal são subdivididas em força de massa adicionada, em fase com o movimento do corpo, e forças de amortecimento, defasadas em 180 graus deste movimento. As forças hidrostáticas, parte da reação hidrodinâmica, não exercem qualquer influência nos movimentos do plano horizontal.

A solução do problema potencial segue-se pela aplicação da equação de Laplace, da condição de radiação e da solução das condições de contorno. O desenvolvimento da solução não será apresentado aqui já que é bastante conhecido (67,79,80).

Se a viscosidade é o efeito dominante, a teoria potencial produz resultados errôneos. Neste caso as forças hidrodinâmicas são calculadas por procedimentos empíricos ou semi-empíricos. A geometria do corpo, sua orientação no fluido e a profundidade a que está submetido dão as indicações mais precisas do papel exercido pela viscosidade. Sintomaticamente separa-se as estruturas oceânicas conforme a dimensão de seus elementos relativamente ao comprimento das ondas incidentes. Estruturas cuja di-

mensão dos elementos é da ordem de grandeza do comprimento de onda incidente são chamadas grandes (67) ou compactas (70). Quando estes elementos são pequenos relativamente ao comprimento de onda, trata-se de corpos pequenos (67) ou transparentes (70). Considera-se um corpo pequeno quando for válida a seguinte relação (70,75,80):

$$\frac{D}{L} \leq 0,2 \quad (\text{III.8})$$

onde

D é a dimensão na direção de propagação da onda e
L é o comprimento da onda incidente.

Para o caso de corpos transparentes o efeito de difração é desprezível, ao contrário do que ocorre para os corpos compactos. Verifica-se, além disso, que a teoria potencial produz resultados insatisfatórios, quando aplicada à análise dinâmica de estruturas semi-submersíveis (80), geralmente classificadas como transparentes. Nestes casos há que se usar uma teoria potencial corrigida por meios empíricos ou um procedimento puramente empírico.

A equação de Morison é a abordagem empírica mais frequentemente utilizada na determinação das forças atuantes numa estrutura transparente. Esta equação baseia-se na hipótese de que a cinemática do escoamento não sofre distúrbios na direção de incidência na região próxima a estrutura. Como a velocidade e a aceleração variam, de fato, com o comprimento de onda L, esta equação admite implicitamente a hipótese de validade da relação (III.13). A equação de Morison foi originalmente desenvolvida para o cálculo da força de onda em pilares verticais se estendendo do fundo à superfície, conforme ilustrado na figura 3.2.

Segundo esta equação, a força atuante num pilar é composta da força de inércia e da força de arrasto, somadas linearmente.

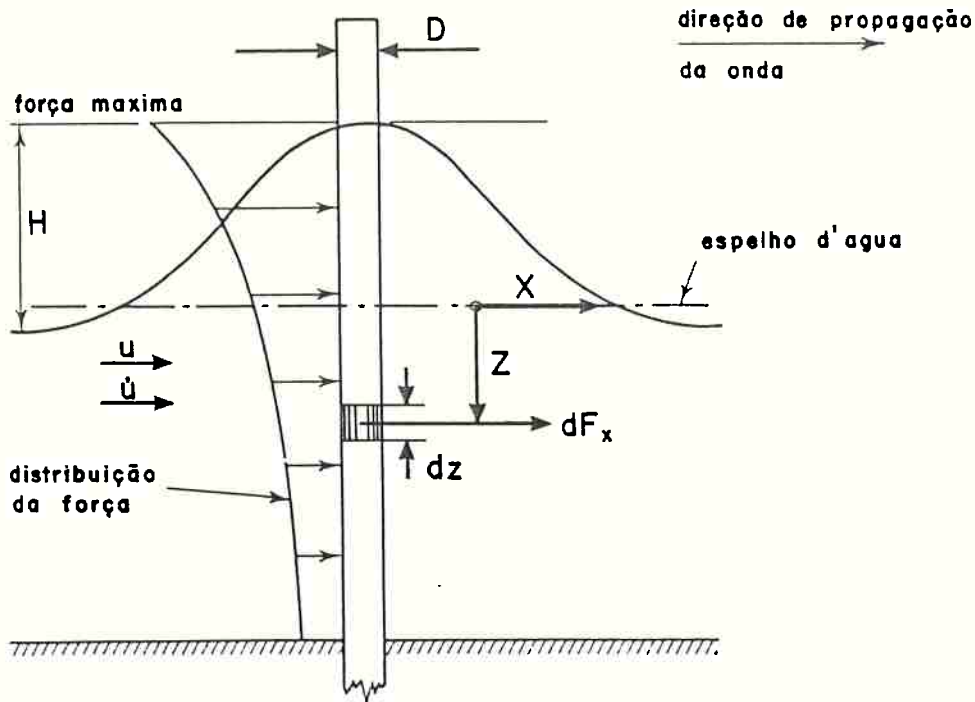


Figura 3.2 - Pilar Vertical para a Equação de Morison

Formalmente a equação de Morison é dada por (68,70):

$$F_x = \rho C_m V \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{1}{2} \rho C_d A_p |u|u \quad (\text{III.9})$$

onde

V é o volume deslocado pelo corpo;

A_p é a área projetada pelo corpo na direção de incidência da onda;

u é a velocidade da partícula de água;

$\frac{\partial u}{\partial t}$ é a aceleração da partícula de água;

C_d é o coeficiente de arrasto do corpo;

C_m é o coeficiente de inércia dado por:

$$C_m = (1 + C_a) \quad (\text{III.10.1})$$

em que

C_a é o coeficiente de massa adicionada definido como:

$$C_a = \frac{a_i}{m} \quad (\text{III.10.2})$$

sendo

m a massa do elemento e a_i a massa hidrodinâmica na direção i .

No caso de um corpo sujeito à ação de ondas, por exemplo, utiliza-se o número de Keulegan-Carpenter (KC) para avaliar a influência relativa entre os termos de inércia e arrasto:

$$KC = \frac{u_0 T}{D} = \frac{\pi H}{D} \quad (\text{III.11})$$

onde

- a segunda igualdade é válida apenas em águas profundas;
- u_0 é a velocidade horizontal máxima da partícula de água;
- T é o período da onda;
- H é a altura de onda;
- D é o diâmetro do pilar.

O número KC é, portanto, proporcional à razão diâmetro da órbita da partícula pelo diâmetro da estrutura.

A figura 3.3 (97) ilustra um gráfico bilogarítmico que permite visualizar as regiões de validade das teorias para o cálculo da força de onda através da relação entre KC e a relação D/L . O diagrama é limitado a direita pela linha $H/L = 1/7$, que indica o início da região onde as ondas se quebram. Abaixo desta linha encontram-se as seguintes regiões:

- a) estruturas compactas, onde o trem de ondas sofre o efeito de difração quando $D/L > 0,2$ e reflexão quando $D/L > 1,0$;
- b) Estruturas transparentes, quando $D/L \leq 0,2$, que é a região de validade da equação de Morison. Quando $KC \leq 20,0$, a força de inércia é dominante. A força de arrasto só é significativa para

valores altos de KC, tornando-se dominante para $KC > 40,0$. Destas informações é possível concluir que o efeito de inércia é o dominante para estruturas transparentes, incluindo-se aí estruturas relativamente grandes (97).

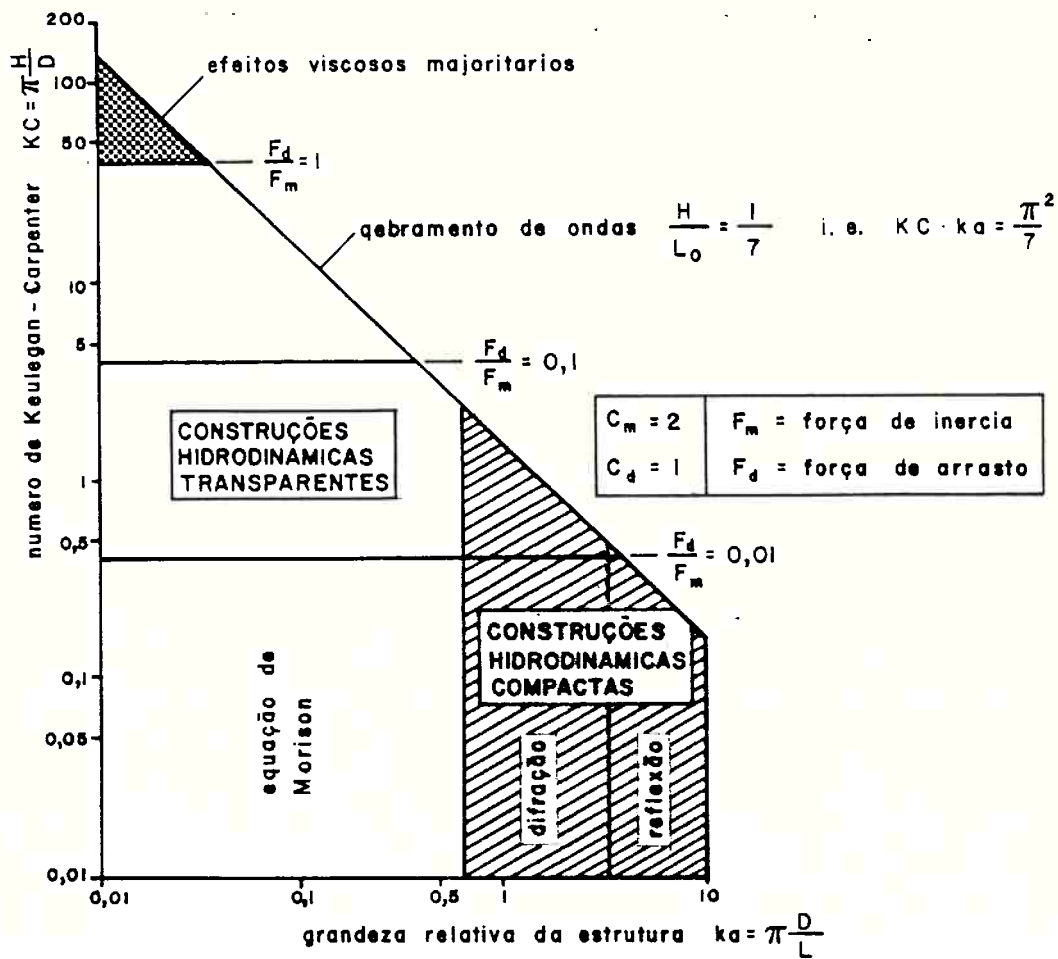


Figura 3.3 - Força Horizontal em Cilindros Verticais - Aguas profundas (97)

Para a maioria dos veículos semi-submersíveis o diâmetro dos principais elementos é tal que a força de arrasto, para a maioria das alturas de ondas, é aproximadamente 10% das forças inerciais (77).

A equação de Morison modificada para avaliar a força num elemento móvel é dada por (97):

$$F_x = \rho V \frac{\partial u}{\partial t} + C_a \rho V \left[\frac{\partial u}{\partial t} - \ddot{x} \right] + \frac{1}{2} \rho C_d A_p |u - \dot{x}| (u - \dot{x}) \quad (\text{III.12})$$

onde

\dot{x} é a velocidade absoluta do elemento no fluido;

\ddot{x} é a aceleração absoluta do elemento no fluido.

Comparando-se (III.9) com (III.12) verifica-se que a força de Froude-Krylov (F_{fk}) dada pelo termo,

$$F_{fk} = \rho V \frac{\partial u}{\partial t} \quad (\text{III.13})$$

não é modificada pelo movimento do corpo no fluido, sendo função apenas do volume submerso e da aceleração do fluido. Não é portanto função da forma do corpo. O segundo termo do segundo membro de (III.12) dá a contribuição da força de massa adicionada e o terceiro, a da força de arrasto. As forças de inércia em (III.12), dadas pela soma dos dois primeiros termos do segundo membro, são geralmente dominantes, a não ser nos casos de ondas altas ou na frequência de ressonância (74), quando o arrasto torna-se significativo.

Nas próximas seções utilizam-se os conceitos aqui apresentados para determinar as forças hidrodinâmicas numa plataforma semi-submersível.

3.4 FORÇAS DE ONDAS

Um veículo flutuando livremente no mar está sujeito a dois fenômenos oriundos da ação de ondas. O primeiro é a chamada força de onda de primeira ordem, cuja magnitude é proporcional à altura da onda e com frequência igual a da própria onda. As forças de primeira ordem tem valores instantâneos elevados, causando, conseqüentemente, oscilações de grandes amplitudes nos corpos sobre os quais atuam, como mostram os estudos do operador amplitude de resposta ("response amplitude operator"-RAO) (68,70,74,98). No entanto, esta força tem média nula no tempo. O segundo fenômeno é a força de segunda ordem, chamada força de deriva ("drift force"), que é proporcional ao quadrado da amplitude da onda. Em ondas regulares a força de segunda ordem é constante no tempo. Se as ondas são irregulares, a força de segunda além do componente constante possui outro componente que oscila lentamente de acordo com um harmônico de segunda ordem. O componente de oscilação lenta em ondas irregulares é aqui denominado força de deriva de segunda ordem de variação lenta ("second-order slowly varying drift force") ou resumidamente, força de variação lenta. Esta força é provocada pela diferença entre as frequências de onda pertencentes ao trem de onda irregular, ou seja o fenômeno de grupo, tendo frequência inferior às ondas que compõem o trem. O fenômeno do "slow drift" é muito importante no caso de estruturas ancoradas, onde a diferença entre as frequências das ondas do grupo se aproxima da frequência de ressonância dos movimentos de avanço, deriva e aproamento. Como o amortecimento de plataformas semisubmersíveis nestes movimentos é pequeno, é de se esperar a ocorrência de ressonância. Neste estudo optou-se por incluir as forças de "slow-drift" para melhor qualificar o modelo matemático desenvolvido.

A seguir apresenta-se a modelagem matemática utilizada na determinação das forças de onda.

3.4.1 GERAÇÃO DE UM TREM DE ONDAS INCIDENTES IRREGULARES

Antes de se tentar modelar as forças de onda que atuam sobre o veículo, é preciso escolher uma representação para o estado de mar. Isto é, é preciso saber como e quais são as ondas que estão incidindo sobre o veículo. As teorias para a representação de ondas compreendem as mais variadas formulações, incluindo: a linear de Airy, as de diversos ordens de Stokes e senoidais e a da função de escoamento. Além disso, há que se escolher se a modelagem do mar será feita para uma mar de ondas regulares, irregulares ou estocástico (68). Buscando uma representação realista e de tratamento fácil, optou-se por representar o mar como composto por ondas irregulares, sendo cada onda descrita pela formulação linear de Airy.

A representação de um trem de ondas irregulares é obtida através da geração de um sinal estocástico, que representa a elevação $\Omega(t)$ da superfície livre do mar num determinado ponto no instante t considerado. Dois métodos são mais comumente utilizados para a geração deste sinal. O primeiro é baseado na transformada inversa de Fourier e o segundo numa soma de funções senoidais. Ambos são baseados no princípio de que ondas irregulares possam ser descritas pela superposição de diversas ondas regulares de frequências e amplitudes distintas. Neste estudo optou-se pelo segundo método. A descrição matemática de $\Omega(t)$ é dada pela modulação do sinal $\xi(t)$, conforme as expressões:

$$\Omega(t) = \text{Re } \xi(t)$$

$$\Omega(t) = \text{Re } \sum_{n=1}^N A_n \exp[j(\omega_n t + \phi_n)]$$

ou seja:

$$\Omega(t) = \sum_{n=1}^N A_n \cos(w_n^\circ t + \phi_n) \quad (\text{III.14})$$

onde

ϕ_n é uma fase aleatória entre 0 e 2π ;

N é o número total de ondas regulares (harmônicos);

A_n é a amplitude da n -ésima onda regular, calculada a partir da densidade espectral de onda $S_\Omega(w_n)$;

w_n° é a frequência da n -ésima onda definida como:

$$w_n^\circ = w_n + \delta w$$

em que

$$w_n = w_{\min} + (n-1)\Delta w_n \quad e$$

δw é uma perturbação estocástica da frequência introduzida para evitar a periodicidade do sinal com distribuição uniforme no intervalo $-w_n/30 \leq \delta w \leq w_n/30$, sendo

Δw_n o intervalo de variação entre as frequências naturais w_n , admitido constante e definido por:

$$\Delta w_n = \frac{w_{\max} - w_{\min}}{N} \quad (\text{III.15})$$

onde

w_{\max} é a frequência máxima dos N harmônicos;

w_{\min} é a frequência mínima dos N harmônicos.

A_n é calculado segundo a expressão:

$$A_n = [2S_\Omega(w_n)\Delta w_n]^{1/2} \quad (\text{III.16})$$

Para o espectro $S_\Omega(w_n)$ usou-se a formulação de Pierson-Moskowitz, válida para as condições de mar aberto e completamente desenvolvido, originalmente concebida para o Mar do Nor-

te. A formulação utilizada nas simulações é a proposta em (82), na qual o espectro é função monoparamétrica da altura significativa de onda $H_{1/3}$, admitida a hipótese de que o espectro tenha banda estreita ("narrow-banded") e de que as ondas sejam representáveis por um processo estatístico gaussiano. Destas considerações resulta:

$$S_{\Omega}(w_n) = (0,0081g^2/w_n^5) \exp[-0,032(g/H_{1/3}w_n^2)^2] \quad (\text{III.17})$$

onde

g é a aceleração da gravidade em m/s;

$H_{1/3}$ é a altura significativa de onda;

A frequência modal w_m , para uma determinada altura significativa de onda é dada por (82):

$$w_m = 0,4(g/H_{1/3})^{1/2} \quad (\text{III.18})$$

3.4.2 FORÇAS DE ONDA SEGUNDO MORISON

As forças de onda podem ser calculadas dividindo-se a estrutura estudada em elementos considerados pequenos e que, de preferência, resultem em elementos geométricos (cilindros, esferas etc...), cujas propriedades hidrodinâmicas (massa adicionada e amortecimento) sejam conhecidas. Usando-se as coordenadas locais, isto é, a solidária ao CG de cada elemento conforme a figura 3.1, determina-se a velocidade e a aceleração relativas entre o elemento e o fluido. Aplicando-se a equação de Morison (III.12), obtém-se a força atuante no elemento. Supondo-se que a estrutura tenha sido dividida em K elementos, tem-se para cada um deles utilizando (III.12), por exemplo para o movimento numa direção i qualquer:

$$f_k = \rho V \dot{u}_k + \rho V C_{a k} (\dot{u}_k - \ddot{x}_k) + 1/2 \rho A_{p k} C_{d k} |u_k - \dot{x}_k| (u_k - \dot{x}_k) \quad (\text{III.19})$$

Levando-se (III.10.2) na expressão acima, e usando as seguintes definições:

$$m_k = \rho V_k$$

$$b_k = 1/2 \rho A_{p k} C_{d k}$$

onde

m_k é a massa de Froude-Krylov do k-ésimo elemento e

b_k é o coeficiente de amortecimento do k-ésimo elemento na direção i,

tem-se (74):

$$f_k = m_k \dot{u}_k + a_i (\dot{u}_k - \ddot{x}_k) + b_k |u_k - \dot{x}_k| (u_k - \dot{x}_k) \quad (\text{III.19.1})$$

onde

u_k é a velocidade do fluido na direção i do elemento;

\dot{x}_k é a velocidade absoluta do elemento na direção i;

$A_{p k}$ é a área projetada do k-ésimo elemento na direção i; e

$C_{d k}$ é o coeficiente de arrasto do k-ésimo elemento na direção i.

A seguir faz-se a mudança de coordenadas para o sistema fixo no CG da plataforma, somando-se todas as forças e momentos atuantes no veículo. As forças e momentos assim obtidos são levados à equação de Newton (III.2) resultando:

$$(M + A) \ddot{S}_G(t) = (M_{f k} + A) \ddot{\zeta}_0(t) + B (\dot{\zeta}_0(t) - \dot{S}_G) |\dot{\zeta}_0(t) - \dot{S}_G(t)|$$

(III.20)

onde

M é a matriz de massas e inércias da plataforma;

A é a matriz de massa adicional;
 M_{fk} é a matriz de inércia de Froude-Krylov;
 B é a matriz de coeficiente de arrasto não linear;
 $\zeta_0(.)$ é a amplitude da onda incidente.

Para os movimentos no plano horizontal tem-se:

$$\dot{S}_G(t) = [\dot{x}(t) \quad \dot{y}(t) \quad \dot{\phi}(t)]^T$$

e

$$\dot{\zeta}_0(t) = [u(t) \quad v(t) \quad r(t)]^T$$

onde

$\dot{x}(.)$, $\dot{y}(.)$ e $\dot{\phi}(.)$ são respectivamente as velocidades de avanço, deriva e guinada e

$u(.)$, $v(.)$ e $r(.)$ são respectivamente as velocidades da partícula de fluido nas direções dos eixos Ox, Oy e ao redor do eixo Oz.

Observe-se a ausência de termos de amortecimentos lineares em (III.20), ao contrário do que ocorre na análise potencial. O segundo membro de (III.20) é o vetor das forças hidrodinâmicas $F_H(t)$, portanto, esta equação pode ser alternativamente expressa por:

$$(M + A)\ddot{S}_G(t) = F_H(t) \quad (\text{III.20.1})$$

3.4.2.1 FORÇAS DE ARRASTO E CORRENTE

Os parâmetros utilizados nesta seção estão ilustrados na figura 3.4, sendo seus significados esclarecidos a medida em que forem aparecendo no texto.

A força de arrasto, tal como aqui calculada, inclui as forças devidas à corrente e ao transporte de massa da onda.

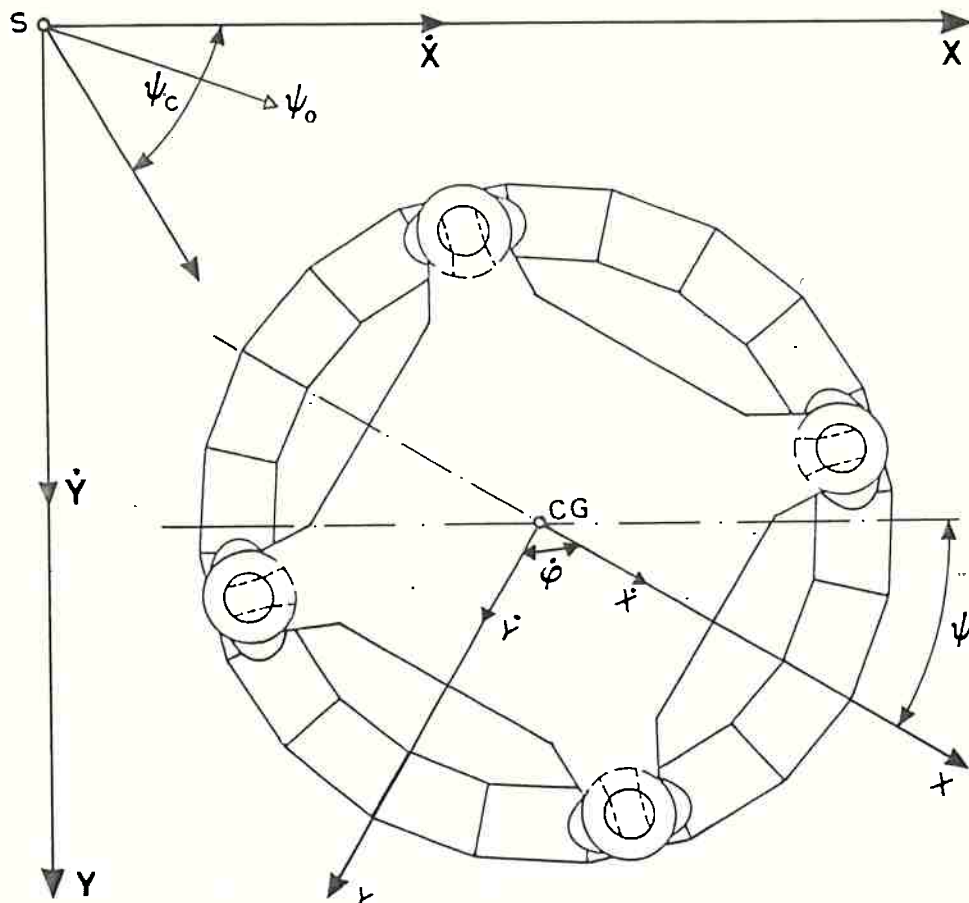


Figura 3.4 - Angulos de Incidência dos Agentes Ambientais sobre a plataforma

Para calcular a força de arrasto na equação de Morison é preciso determinar inicialmente a velocidade relativa do fluido nos K elementos em que se subdividiu a plataforma. A título de exemplo apresenta-se o caso de avanço.

A velocidade relativa elemento-fluido pode ser descrita por:

$$V_x = V_{cx} + V_{mx} + u_k - \dot{x}_k \quad (\text{III.21})$$

onde

V_{cx} é a componente da velocidade de corrente na direção de avanço;

V_{mx} é a componente da velocidade de transporte de massa na

direção considerada;

u_k é a velocidade da partícula de água na direção de avanço devida ao movimento orbital provocado pelas ondas e

\dot{x}_k é a velocidade do CG do k-ésimo elemento na direção de avanço.

O componente da velocidade de corrente é dada por:

$$V_{c_x} = V_c \cos \mu \quad (\text{III.22})$$

onde

V_c é a velocidade de corrente nas coordenadas inerciais e

μ é o ângulo de incidência da corrente sobre a plataforma dado por:

$$\mu = \psi_c - \psi \quad (\text{III.23})$$

onde

ψ_c é o ângulo de incidência nas coordenadas inerciais.

A velocidade de transporte de massa em águas profundas, resultante da velocidade não oscilatória das ondas, é derivada da teoria de onda de segunda ordem (83), sendo dada por:

$$V_{m_x} = V_m \cos \mu_0 \quad (\text{III.24})$$

onde

μ_0 é o ângulo de incidência de onda sobre a plataforma;

V_m é a velocidade de transporte de massa nas coordenadas inerciais dada por:

$$V_m = \left[\frac{H}{2} \right]^2 K w e^{-2Kz} \quad (\text{III.25})$$

onde

w é a frequência da onda incidente e

K é o número de onda em águas profundas dado por:

$$K = \frac{w^2}{g} = \frac{2\pi}{L} \quad (\text{III.25.1})$$

onde

Z é a profundidade do CG do k-ésimo elemento.

O ângulo de incidência de onda μ_0 é dado por:

$$\mu_0 = \psi_0 - \psi \quad (\text{III.26})$$

onde

ψ_0 é o ângulo de incidência de onda nas coordenadas inerciais.

Sob a hipótese de que o fluido seja incompressível e irrotacional, a velocidade das partículas no plano horizontal pode ser derivada do potencial de velocidade conforme a expressão:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = \text{Re}\{w_e A_c e^{j w_e t}\} \begin{bmatrix} -j \cos \mu_0 \\ -j \sin \mu_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

onde

w_e é a frequência de encontro definida por:

$$w_e = w \left[1 + \frac{w V_c}{g} \cos(\mu - \mu_0) \right] \quad (\text{III.28})$$

Em (II.27) A_c é a amplitude complexa da onda, que, para um ponto qualquer (x,y,z) do fluido, é dada por:

$$A_c = \frac{H}{2} e^{-iK(x \cos \mu + y \sin \mu)} e^{-Kz} \quad (\text{III.29})$$

3.4.2.2 FORÇA DE INERCIA

Para se calcular a força de inércia atuante na plataforma é preciso determinar a aceleração relativa $(u_k - x_k)$ de cada elemento no fluido. Esta aceleração é dada por:

$$(\dot{u}_k - \ddot{x}_k) = \frac{du_k}{dt} - \ddot{x}_k \quad (\text{III.30})$$

onde

\ddot{x}_k é a aceleração do CG do elemento nas coordenadas do elemento.

3.4.3 FORÇAS DE SEGUNDA ORDEM

Nesta seção apresenta-se o cálculo das forças de segunda ordem numa plataforma semisubmersível sujeita a ação de ondas regulares. O procedimento é baseado na equação de Morison e é desenvolvido seguindo um método semelhante ao utilizado por Pijfers (83). As forças e momentos de segunda ordem tal como calculadas já englobam o componente de variação lenta ("slow-drift"), embora este seja pouco significativo para corpos flutuando livremente.

A elevação da superfície $\Omega(t)$ num mar de ondas irregulares de banda estreita pode ser formulada, alternativamente à expressão (III.14), por:

$$\Omega(t) = \text{Re} \xi(t) = \text{Re} \{ R(t) e^{j\tau(t)} \} \quad (\text{III.31})$$

onde

$R(t) = |\xi(t)|$ é a envolvente da elevação de onda;
 $\tau(\cdot)$ é um ângulo de fase dado por:

$$\tau(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im} \xi(t)}{\text{Re} \xi(t)} \right] \quad (\text{III.32})$$

em que

$\text{Im} \xi(\cdot)$ é obtida da expressão (III.1) como a seguir:

$$\text{Im} \xi(t) = \sum_{n=1}^N A_n \text{sen}(w_n \cdot t + \phi_n) \quad (\text{III.33})$$

As forças e momentos de segunda ordem (D_k^j) no k-ésimo elemento da estrutura no plano horizontal são dados por (83):

$$D_k^j = \frac{1}{2} \rho C_k^j (w^i) R^2(t) \quad , j=1,2,6 \quad (\text{III.34})$$

onde

$j=1,2$ ou 6 indica, respectivamente, o movimento de avanço, deriva ou aproamento;

w^i é a frequência lenta momentânea;

$C_k^j(\cdot)$ são coeficientes de forças e momentos equivalentes aos coeficientes de forças e momentos de deriva em ondas regulares na frequência w^i , definida por (100):

$$w^i = \frac{|\dot{\xi}(t)|}{|\xi(t)|} = \left[\frac{\dot{\xi}(t) \dot{\xi}^*(t)}{\xi(t) \xi^*(t)} \right]^{1/2} \quad (\text{III.35})$$

onde

* assinala o complexo conjugado da variável envolvida.

De (III.35) e (III.31) obtém-se:

$$w^i = \left[\frac{[\dot{R}(t)]^2}{[R(t)]^2} + [\dot{\tau}(t)]^2 \right]^{1/2} \quad (\text{III.36})$$

onde

$$[R(t)]^2 = [\text{Re } \xi(t)]^2 + [\text{Im } \xi(t)]^2 \quad (\text{III.37})$$

$$[\dot{R}(t)]^2 = [\text{Re } \dot{\xi}(t)]^2 + [\text{Im } \dot{\xi}(t)]^2 \quad (\text{III.38})$$

De (III.14) e (III.33) tem-se:

$$\text{Re } \dot{\xi}(t) = - \sum_{i=1}^N A_n w_n \text{sen}(w_n t + \varphi_n) \quad (\text{III.39})$$

$$\text{Im } \dot{\xi}(t) = - \sum_{i=1}^N A_n w_n \text{cos}(w_n t + \varphi_n) \quad (\text{III.40})$$

Para $\dot{t}(\cdot)$, tem-se (83):

$$\dot{t}(t) = \frac{1}{R^2(t)} \left[\text{Re } \xi(t) \text{Im } \dot{\xi}(t) - \text{Im } \xi(t) \text{Re } \dot{\xi}(t) \right] \quad (\text{III.41})$$

A determinação de C_k^j em (III.34) através de forças e momentos de deriva em mar regular é formalmente expressa por:

$$C_k^j(w^i) = \frac{\underline{D}^j(w^i)}{\frac{1}{2} \rho A_m^2} \quad (\text{III.42})$$

onde

A_m é a amplitude média das ondas incidentes, definida por (67):

$$A_m = 0,31H_{1/3} \quad (\text{III.43})$$

$\underline{D}^j(\cdot)$ é a média temporal das forças ou momentos de deriva em ondas regulares num intervalo de tempo equivalente ao período de encontro da onda considerada, definido por:

$$T_e = \frac{2\pi}{\left[1 + \frac{w^i V_c \cos(\mu - \mu_0)}{g}\right]} \quad (\text{III.44})$$

Para cada um dos K elementos em que se subdividiu a plataforma determina-se \underline{D}_k^j por (83):

$$\underline{D}_k^j = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} \frac{1}{2} \rho K_k |u_k - \dot{x}_k| (u_k - \dot{x}_k) dt \quad (\text{III.45})$$

onde

j é a direção considerada;

K_k é uma matriz diagonal de componentes $k_{j,j}$ tal que:

$$k_{j,j} = C_d^j A_p^j \quad (\text{III.46})$$

em que

C_d^j é o coeficiente de arrasto do elemento na direção j;

A_p^j é a área projetada do elemento k na direção j.

O termo $\underline{D}^j(.)$ em (III.42) é dado pela somatória das forças e momentos de deriva nos K-elementos:

$$\underline{D}^j = \sum_{k=1}^K \underline{D}_k^j \quad (\text{III.47})$$

É interessante observar que o integrando em (III.45) representa a força de arrasto da equação de Morison. De fato, em ondas regulares a aceleração relativa ($\dot{u} - \dot{x}$) num elemento qualquer, inclui apenas componentes harmônicos. Desta forma, a força de inércia não contribui com a força de excitação média de ondas regulares. Em cada instante t e para cada frequência instantânea w^i obtém-se a força de segunda ordem $F_L(t)$, parte das forças hidrodinâmicas que atuam sobre a plataforma.

3.5 POSIÇÃO INSTANTANEA DA PLATAFORMA

O objetivo de um SPD é manter o veículo próximo à uma posição desejada. No caso de plataformas de prospecção, por exemplo, a posição desejada é o ponto da superfície do mar, cuja projeção ortogonal sobre o fundo do mar coincida com a válvula de prevenção de explosão (BOP) instalada na cabeça do poço. No caso de uma plataforma para extinção de incêndio a referência é a estrutura ou o veículo acidentado.

É desejável, então, que o modelo matemático desenvolvido para a plataforma apresente as variáveis de posição de forma explícita, facilitando não só a análise de resultados como o próprio desenvolvimento das leis de controle e filtragem. Como será visto, estes procedimentos exigem o conhecimento das variáveis de posição. Tomando-se como referência a figura 3.4, pode-se explicitar as variáveis de posição e atitude, com o auxílio das seguintes equações:

$$\dot{X} = \dot{x}\cos\psi - \dot{y}\sin\psi \quad (\text{III.48.1})$$

$$\dot{Y} = \dot{x}\sin\psi + \dot{y}\cos\psi \quad (\text{III.48.2})$$

$$\dot{\psi} = \dot{\phi} \quad (\text{III.48.3})$$

onde

\dot{X} , \dot{Y} e $\dot{\psi}$ são respectivamente as velocidades de avanço, deriva e guinada no sistema inercial.

3.6 EQUAÇÕES DE MOVIMENTO DE PLATAFORMAS FLUTUANTES

Utilizando-se a equação (III.20) e as relações (III.48) obtém-se o modelo matemático para os movimentos de uma plataforma no mar. Para facilitar a identificação dos elementos do modelo, apresenta-se as equações sem utilizar a notação matri-

cial. Além disso, incluiu-se nas equações as forças e momentos de controle, que, neste caso, são as forças e momentos produzidos pelos propulsores. A determinação da magnitude destas forças é tarefa da unidade lógica.

$$(m + a_{xx} + a_{xy} + a_{x\psi})\ddot{x}(t) = F_{Hx}(t) + P_x(t) \quad (\text{III.49.1})$$

$$(m + a_{yy} + a_{yx} + a_{y\psi})\ddot{y}(t) = F_{Hy}(t) + P_y(t) \quad (\text{III.49.2})$$

$$(I_{zz} + a_{\psi\psi} + a_{\psi x} + a_{\psi y})\ddot{\psi}(t) = M_{Hz}(t) + P_z(t) \quad (\text{III.49.3})$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = \dot{x}(t)\cos\psi(t) - \dot{y}(t)\sin\psi(t) \quad (\text{III.49.4})$$

$$\dot{\hat{y}}(t) = \dot{x}(t)\sin\psi(t) + \dot{y}(t)\cos\psi(t) \quad (\text{III.49.5})$$

$$\dot{\hat{\psi}}(t) = \dot{\psi}(t) \quad (\text{III.49.6})$$

onde

$F_{Hx}(\cdot)$ é o componente da força de onda mais a força de corrente na direção de avanço;

$F_{Hy}(\cdot)$ é o componente da força de onda mais a força de corrente na direção de deriva;

$M_{Hz}(\cdot)$ é o momento de onda mais o momento de corrente ao redor do eixo Z;

$P_x(t)$ é a força de empuxo dos propulsores na direção de avanço;

$P_y(t)$ é a força de empuxo dos propulsores na direção de deriva;

$P_z(t)$ é o momento de guinada provocado pelos propulsores;

a_{xj}, a_{yj} e $a_{\psi j}$ são respectivamente as massas adicionadas na direção de avanço (x ou 1), deriva (y ou 2) e aproamento (ψ ou 6) provocadas pelos movimentos nas direções $j = 1, 2$ ou 6 e

I_z é o momento de inércia do movimento de guinada.

O sistema de equações (III.49) pode ser alternativamente expresso por:

$$\ddot{x}(t) = \left[\frac{1}{m+a_{xx}+a_{xy}+a_{x\psi}} \right] [F_{Hx}(t) + P_x(t)] \quad (\text{III.50.1})$$

$$\ddot{y}(t) = \left[\frac{1}{m+a_{yy}+a_{yx}+a_{y\psi}} \right] [F_{Hy}(t) + P_y(t)] \quad (\text{III.50.2})$$

$$\ddot{\psi}(t) = \left[\frac{1}{I_{zz}+a_{\psi\psi}+a_{\psi x}+a_{\psi y}} \right] [M_{Hz}(t) + P_z(t)] \quad (\text{III.50.3})$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = \dot{x}(t)\cos\psi(t) - \dot{y}(t)\text{sen}\psi(t) \quad (\text{III.50.4})$$

$$\dot{\hat{y}}(t) = \dot{x}(t)\text{sen}\psi(t) + \dot{y}(t)\cos\psi(t) \quad (\text{III.50.5})$$

$$\dot{\hat{\psi}}(t) = \dot{\varphi}(t) \quad (\text{III.50.6})$$

4. IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR

4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

A figura 4.1 ilustra os elementos de um SPD mais detalhadamente. Através dela é possível ter-se uma visão ampla do sistema e ter-se uma primeira idéia de como implementá-lo.

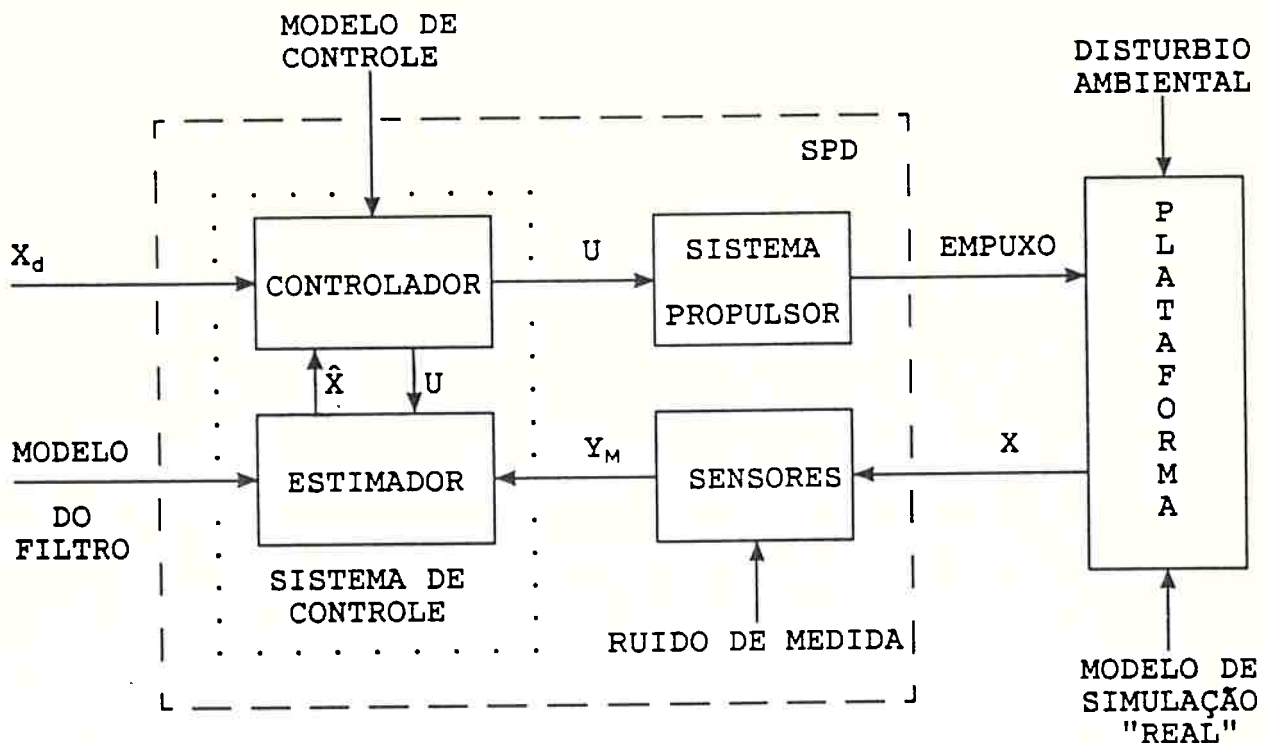


Figura 4.1 - Esquema para Implementação do SPD

Conforme ilustrado, para que o sistema de controle realize sua tarefa ele deve dispor de informações a respeito da posição e velocidade instantânea e das forças atuantes sobre a plataforma. No entanto, devido à restrição econômica dispõe-se normalmente apenas de informações fornecidas pelos sensores de po-

sição e do ângulo de aproamento da plataforma (Y_M). A obtenção das informações restantes é feita digitalmente através do filtro de Kalman, cujos princípios foram expostos na seção 2.5. Resumindo o que ali foi dito, o filtro de Kalman gera estimativas $\hat{X}(t)$ do estado $X(t)$, utilizando nesta tarefa um modelo matemático próprio. Este modelo foi aqui denominado modelo do filtro para distingui-lo do modelo "real", o qual é utilizado na realização das simulações. Utilizando as informações mais recentes de posição e atitude, o filtro reavalia sua estimativa do estado $X(t)$. O modelo matemático para os movimentos da plataforma no mar, dado pelas equações (III.50), poderia ser utilizado como modelo do filtro. Como foi mostrado, no entanto, estas equações são não lineares, o que não permitiria usar o filtro tal como exposto. Uma alternativa seria usar o filtro estendido de Kalman (37,58,62). Neste procedimento seria preciso realizar uma linearização do sistema (III.50) ao redor da última estimativa disponível, o que requer tempo extra de computação e inviabilizaria a obtenção das vantagens da representação estacionária, tal como exposto na seção 2.5.2. Como o filtro será utilizado na estimação das variáveis de estado de um modelo da plataforma durante o ensaio no tanque de provas, há que se preocupar com a velocidade computacional.

Assim, se λ é o fator de escala entre o protótipo e o modelo e em aplicações práticas δt é o intervalo de tempo entre duas estimativas, nos ensaios este intervalo será $\delta t/\sqrt{\lambda}$, $\lambda \gg 1,0$. Portanto, nos ensaios o filtro dispõe de muito menos tempo para gerar suas estimativas. Desta forma, optou-se pelo filtro de Kalman, que opera com um modelo linear, desenvolvido nas próximas seções.

4.2 MODELO MATEMATICO DO FILTRO

Analisando-se os movimentos de um veículo no mar, verifi-

ca-se que eles compõem-se de um movimento lento ou de baixa frequência ao qual se sobrepõe um movimento rápido ou de alta frequência. Sendo assim é usual obter-se um modelo matemático linear simples para o filtro pelo acoplamento de dois modelos, onde o primeiro se encarrega da representação dos movimentos de baixa frequência e o outro dos movimentos de alta frequência. Os movimentos de baixa frequência são provocados por forças constantes ou de frequência inferior a 0,25 rad/s, tais como as forças induzidas por ventos, correntes, a força de onda de variação lenta e ondas de gravidade ("groundwells"). Os movimentos de alta frequência são basicamente provocados pelas forças de onda de primeira ordem, podendo atingir amplitudes instantâneas consideráveis. Verifica-se, no entanto, que as forças de primeira ordem tem um comportamento oscilatório, de média nula com o decorrer do tempo (82). Sendo assim, o uso do SPD para contrabalançar estes movimentos representa apenas desperdício de energia e a sujeição do sistema propulsor a fadiga.

Resultados teóricos e de ensaios mostram, por outro lado, uma magnificação dos movimentos de baixa frequência de veículos ou estruturas, cujo amortecimento é baixo e cuja frequência natural se aproxima da frequência de excitação. Tal é o caso dos movimentos de avanço e deriva de plataformas semi-submersíveis, onde a frequência natural é da ordem de 0,01 Hz (67).

É preciso observar ainda que os sensores de posição medem um movimento único, resultante da somatória dos efeitos de baixa e alta frequência. Assim, embora não se deseje atuar sobre os movimentos de alta frequência, é preciso modelá-los para garantir um bom desempenho do filtro. A modelagem em dois movimentos viabiliza ainda a filtragem digital do componente de alta frequência, entendendo-se filtragem aqui como eliminação dos componentes indesejáveis. A seguir apresenta-se o desenvolvimento dos modelos de alta e baixa frequência para o estimador de uma plataforma com simetria proa-popa e bobordo-boroeste.

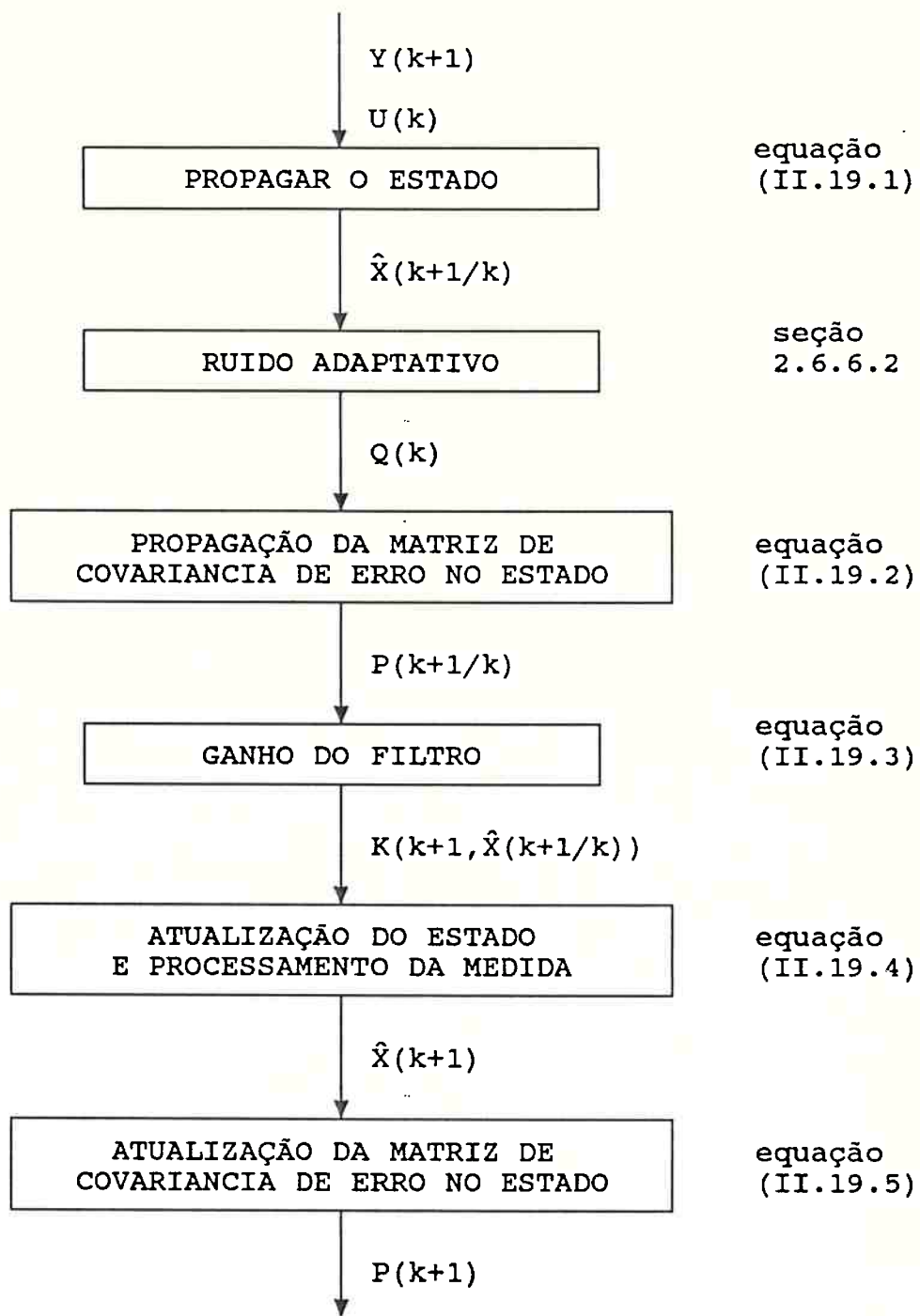


Figura 4.2: Esquema de Implementação do Estimador

4.2.1 MODELO DE BAIXA FREQUENCIA

O modelo do filtro para a estimativa do movimento de baixa frequência é obtida de um procedimento análogo ao utilizado na geração das equações de manobrabilidade de navios (36,103). A equação de Newton na forma (III.2), pode ser reescrita como a seguir:

$$\sum_{i=1}^6 m_{ij} \ddot{S}_{Gj} = F_{Ej}(t) + F_{RHj}(t) + P_j(t), \quad j = 1, 2, \dots, 6 \quad (\text{IV.1})$$

onde

$P_j(.)$ é a força ou momento de empuxo produzido pelos propulsores na direção j ;

$F_{RHj}(.)$ é a força ou momento de reação hidrodinâmica na direção j , incluindo as forças hidrostáticas, de massa adicionada e de amortecimento;

$F_{Ej}(.)$ é a força externa induzida por ondas, ventos e correntes que atuam na plataforma na direção j .

Supondo-se que as propriedades do corpo tais como a geometria, posição do CG, massa, etc... e as propriedades do fluido tais como densidade, viscosidade, elasticidade, tensão superficial, etc... mantenham-se constantes, as forças de reação hidrodinâmica numa determinada direção são função apenas das variáveis do movimento, conforme a seguinte expressão:

$$F_{RHj}(t) = f(X_0, Y_0, \psi_0, \dot{x}, \dot{y}, \dot{\psi}, x, y, \psi, t) \quad (\text{IV.2})$$

Aplicando-se a expansão de Taylor na equação acima, sob a hipótese de que f e suas derivadas sejam contínuas na região de interesse, o que é plausível para corpos hidrodinâmicos (36), pode se obter expressões matemáticas para as forças e momentos. Abaixo apresenta-se o resultado da expansão obtida para o mo-

mento de avanço:

$$F_{RHx}(t) = F_{RHO}(t) + c_{xi}x(t) + b_{xi}\dot{x}(t) + a_{xi}\ddot{x}(t) \quad (IV.3)$$

onde

$F_{RHx}(\cdot)$ é a força de reação hidrodinâmica num determinado instante t ;

$F_{RHO}(\cdot)$ é a força de reação hidrodinâmica que age na plataforma na posição de equilíbrio ($x = 0$);

c_{xi} é o vetor de coeficientes de reação hidrostática induzida pelos movimentos nas direções i ;

b_{xi} é o vetor de coeficientes de forças de amortecimento resultantes dos movimentos da plataforma nas direções i ;

a_{xi} é o vetor de coeficientes de forças de massa adicionada resultantes dos movimentos da plataforma nas direções i .

São admitidas ainda as seguintes hipótese simplificadoras:

a) se a plataforma ocupa a posição de equilíbrio ($X_0=Y_0=\theta_0=0$) não há forças atuando sobre ela, então:

$$F_{RHO}(t) = 0$$

b) as forças hidrostáticas não influenciam movimentos do veículo no plano horizontal:

$$c_{xi} = 0$$

c) dada a hipótese de dupla simetria da plataforma, inexistem termos cruzados na equação que rege o seu movimento:

$$a_{xi} = b_{xi} = 0 \quad \text{para } i = 2, 3, 4, 5, 6$$

Admitidas as hipóteses acima, obtém-se as equações para o movimento de 'baixa frequência através da linearização da

equação (IV.1) ao redor da origem, como a seguir:

$$\begin{aligned}
 (m + a_{xx})\ddot{x}_b &= b_{xx}\dot{x}_b(t) + F'_{Ex}(t) + P'_x(t) \\
 (m + a_{yy})\ddot{y}_b &= b_{yy}\dot{y}_b(t) + F'_{Ey}(t) + P'_y(t) \\
 (I_{zz} + a_{\psi\psi})\ddot{\psi}_b &= b_{\psi\psi}\dot{\psi}_b(t) + M'_{E\psi}(t) + P'_z(t)
 \end{aligned}
 \tag{IV.4}$$

onde

' como expoente de uma variável representa seu valor linearizado;

b como índice indica a variável de estado para o movimento de baixa frequência;

x e y como índice representam respectivamente os movimentos de avanço e deriva e

z e ψ como índice são os parâmetros do movimento de aprumamento.

As equações acima podem ser reescritas na forma:

$$\begin{aligned}
 \ddot{x}_b(t) &= \left[\frac{1}{(m + a_{xx})} \right] [b_{xx}\dot{x}_b(t) + F'_{Ex}(t) + P'_x(t)] \\
 \ddot{y}_b(t) &= \left[\frac{1}{(m + a_{yy})} \right] [b_{yy}\dot{y}_b(t) + F'_{Ey}(t) + P'_y(t)] \\
 \ddot{\psi}_b(t) &= \left[\frac{1}{(I_{zz} + a_{\psi\psi})} \right] [b_{\psi\psi}\dot{\psi}_b(t) + M'_{E\psi}(t) + P'_z(t)]
 \end{aligned}
 \tag{IV.5}$$

As variáveis de movimento linearizadas, expressas no sistema de coordenadas inercial, são obtidas da linearização do

sistema (III.48). Sob a hipótese de movimentos de pequena magnitude, (III.48) pode ser reescrito como abaixo:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_b(t) &= \dot{x}_b(t) - \dot{y}_b(t)\psi_b(t) \\ \dot{\tilde{y}}_b(t) &= \dot{x}_b(t)\psi_b(t) + \dot{y}_b(t) \\ \dot{\tilde{\psi}}_b(t) &= \dot{\varphi}_b(t)\end{aligned}\tag{IV.6}$$

Linearizando-se o sistema (IV.6) ao redor da origem e acoplado-o ao sistema (IV.5) obtém-se o sistema aqui denominado de modelo de baixa frequência do filtro. O modelo resultante pode ser expresso na forma matricial como segue:

$$\begin{bmatrix} \ddot{\tilde{x}}_b(t) \\ \ddot{\tilde{y}}_b(t) \\ \ddot{\tilde{\psi}}_b(t) \\ \dot{\tilde{x}}_b(t) \\ \dot{\tilde{y}}_b(t) \\ \dot{\tilde{\psi}}_b(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_b(t) \\ \dot{\tilde{y}}_b(t) \\ \dot{\tilde{\psi}}_b(t) \\ x_b(t) \\ y_b(t) \\ \varphi_b(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{E_x}(t) \\ A_{E_y}(t) \\ A_{M_z}(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{P_x}(t) \\ A_{P_y}(t) \\ A_{M_z}(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}\tag{IV.7}$$

onde

$$A_{11} = \frac{b_{xx}}{(m + a_{xx})}$$

$$A_{22} = \frac{b_{yy}}{(m + a_{yy})}$$

$$A_{33} = \frac{b}{(I_{zz} + a_{\psi\psi})}$$

$A_{E_x}(\cdot)$ é a aceleração produzida pelas forças ambientais linearizadas na direção de avanço;

$A_{E_y}(\cdot)$ é a aceleração produzida pelas forças ambientais linearizadas na direção de deriva;

$A_{M_z}(\cdot)$ é a aceleração ao redor do eixo Z produzida pelas forças ambientais linearizadas;

$A_{P_x}(\cdot)$ é a aceleração produzida pelos propulsores na direção de avanço;

$A_{P_y}(\cdot)$ é a aceleração produzida pelos propulsores na direção de deriva;

$A_{P_z}(\cdot)$ é o momento de aceleração produzido pelos propulsores ao redor do eixo Z.

As acelerações produzidas pelas forças e momentos ambientais não foram diretamente estimadas pelo filtro. Elas foram substituídas por um processo de Gauss-Markov de primeira ordem e por um ruído branco gaussiano, conforme o exposto na seção 2.6. Adicionalmente, o processo de Gauss-Markov deve representar todos os fenômenos de média não nula no tempo, tais como; a omissão de parâmetros e variáveis conhecidos ou não, a negligência de influências cruzadas entre os parâmetros e as variáveis e entre os movimentos de alta e baixa frequência, etc... Como o processo de Gauss-Markov substitui uma aceleração que não se quer modelar diretamente, ela foi aqui denominada "aceleração não modelada". O ruído branco cuida da represen-

tação de fenômenos, cuja média seja nula com o decorrer do tempo, como erros de linearização e erros do processo numérico (aproximações). Abandonando-se a representação das acelerações externas, tal como expressas em (IV.7) e incluindo-se alí a representação para acelerações não modeladas e para os ruídos de processo, obtém-se um sistema de equações desacopladas para os três graus de liberdade estudados. Por exemplo, para o caso de avanço obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}_b(t) \\ \dot{x}_b(t) \\ \dot{\epsilon}_b(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_b(t) \\ x_b(t) \\ \epsilon_b(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{11} & 0 & 0 \\ 0 & G_{22} & 0 \\ 0 & 0 & G_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \\ w_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} A_{px}(t) \quad (\text{IV.8})$$

onde

b_b é o parâmetro da aceleração não modelada, tal que:

$$b_b = - \frac{1}{T_{bx}}$$

onde

T_{bx} é o coeficiente de correlação temporal da aceleração não modelada;

G_{ij} são os elementos de uma matriz G_b , aqui denominada matriz de mixagem do ruído dinâmico;

w_1, w_2, w_3 são respectivamente os ruídos brancos gaussianos para a aceleração, velocidade e acelerações não modeladas do movimento de avanço.

Na equação (IV.8), por questão de praticidade, denomina-se $X'_b(t)$ o vetor das variáveis de estado, A_b a primeira matriz do segundo membro, $w_b(t)$ o vetor de ruídos e B_b a matriz de entradas do sistema. A equação de estados para o movimento lento é dada por:

$$\dot{X}'_b(t) = A_b X'_b(t) + G_b w_b(t) + B_b A_{p_x}(t) \quad (IV.9.1)$$

A equação de saídas para os movimentos de baixa frequência, é dada para o caso do avanço por:

$$Y_b(t) = H_b X'_b(t) + v_b(t) \quad (IV.9.2)$$

Supondo-se que só seja possível medir-se as variáveis relativas à posição, a equação acima seria dada na forma vetorial por:

$$Y_b(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_b(t) \\ x_b(t) \\ \epsilon_b(t) \end{bmatrix} + v_b(t)$$

É preciso ressaltar que esta equação foi posteriormente discretizada, já que as medidas de posição são realizadas a intervalos de tempo e não continuamente.

4.2.2 MODELO DE ALTA FREQUENCIA

Os movimentos induzidos pelas forças de alta frequência são de natureza oscilatória, resultando num deslocamento de média nula no decorrer do tempo. Para modelá-los Balchen (15) utiliza três osciladores harmônicos independentes e não amortecidos, cuja frequência varia adaptativamente dependendo do

estado do mar. Essa variação é conseguida a partir de uma combinação linear da estimativa da posição e da velocidade de alta frequência. Alternativamente, admitindo que o estado de mar seja conhecido e que nos casos mais críticos o movimento de alta frequência do veículo seja idêntico ao movimento oscilatório das ondas, Grimble (16) utiliza a função de densidade espectral do mar para modelar o movimento de alta frequência. Os dois métodos citados são limitados e sujeitos a erros. Grimble (49) aponta os diversos defeitos do filtro de alta frequência de Balchen, entre eles:

- a) o filtro de Balchen é não linear, já que a frequência do oscilador harmônico, a ser calculada adaptativamente, é uma variável de ordem 2, exigindo que o ganho no filtro de Kalman seja calculado em tempo real, estando sujeito à divergência do filtro;
- b) o oscilador simples não amortecido utilizado por Balchen não é uma boa aproximação racional para o espectro de energia, prevenindo energia infinita na frequência de ressonância;
- c) por não ter amortecimento, a parte oscilatória do filtro de Balchen tem pólos imaginários puros, o que leva os ganhos do filtro de alta frequência a também terem um comportamento oscilatório, como ilustrado na figura 2.4.

O filtro de alta frequência proposto por Grimble apresenta também sérios problemas. Entre eles cabe destacar:

- a) embora bastante robusto, o filtro não é totalmente adaptativo, exigindo que se formule filtros distintos para estados de mar relativamente diferentes;
- b) a hipótese admitida por Grimble de que os movimentos de alta frequência do navio, no pior caso, seriam iguais ao movimento oscilatório das ondas, pode ser inadequada principalmente no caso de plataformas semisubmersíveis. A obtenção do espectro de resposta $S_{xx}(w)$ de um veículo para um grau de liberdade, por exemplo, é dada por (73):

$$S_{xx}(w) = |H(jw)|^2 S_{\Omega}(w)$$

onde

$H(jw)$ é a função de transferência do veículo.

A hipótese admitida por Grimble leva à seguinte simplificação:

$$S_{xx}(w) = S_{\Omega}(w)$$

Fica claro que para determinadas funções de transferências pode-se incorrer em erros grosseiros.

c) como será visto, apesar de os ganhos do filtro de Kalman convergirem rapidamente para um valor constante, podendo ser calculados a priori, o filtro resultante apresenta um desempenho inferior ao de Balchen.

Devido às dificuldades apontadas, na formulação do filtro de alta frequência optou-se por implementar uma nova versão. Neste trabalho propõe-se modelar os movimentos de alta frequência no filtro por 3 sistemas independentes de segunda ordem. Cada um deles é modelado por um oscilador harmônico amortecido, atuado por uma força calculada adaptativamente. O modelo matemático para o movimento de alta frequência em avanço, por exemplo, é dado por:

$$\ddot{x}_a(t) + 2\tau w \dot{x}_a(t) + w^2 x_a(t) = F_{01}(t) \quad (\text{IV.10})$$

onde

a como índice indica o movimento de alta frequência;

τ é a razão de amortecimento do oscilador;

w é a frequência natural de oscilação;

$F_{01}(\cdot)$ é a força de primeira ordem atuante sobre a plataforma.

Faz-se agora a seguinte mudança de variáveis:

$$\dot{x}_a = \dot{x}_{a1} \quad (\text{IV.11.1})$$

$$\dot{x}_{a1} = x_{a2} \quad (\text{IV.11.2})$$

De (IV.10) e (IV.11) obtém-se:

$$\dot{x}_{a1}(t) = x_{a2}(t) \quad (\text{IV.12.1})$$

$$\dot{x}_{a2}(t) = -w^2 x_{a1}(t) - 2\tau w x_{a2}(t) + F_{01}(t) \quad (\text{IV.12.2})$$

O movimento de alta frequência realizado pela plataforma no mar é dependente em boa medida da excitação provocada pelas ondas. A dificuldade de se modelar corretamente o movimento de alta frequência da plataforma reside exatamente aí: para cada condição de mar existente, haveria necessidade de se ajustar ou até mesmo modificar o modelo utilizado. Com a formulação proposta, a adaptação do modelo de alta frequência às novas condições de mar não se faz, como em (15), pela variação do parâmetro de frequência w , que é mantido constante. Contorna-se assim o problema da não linearidade no filtro, e a consequente necessidade de se usar um filtro estendido. Admitindo-se que as condições do mar variem lentamente, propõe-se modelar os movimentos de alta frequência por um modelo matemático invariável no tempo. Para se compensar o erro de modelagem proveniente da não correção do modelo para as eventuais modificações das condições de mar, modificações supostas lentas, introduz-se também aqui um ruído colorido, na forma de um processo de Gauss-Markov de primeira ordem. Esse ruído deverá modelar ainda os erros de modelagem advindos da admissão da hipótese de que os movimentos de alta frequência da plataforma possam ser modelados por osciladores harmônicos. Supõe-se ainda, que as forças de onda de primeira ordem $F_{01}(t)$ possam ser modeladas por um ruído branco gaussiano de variância fixada.

Sob as hipóteses anteriormente admitidas, o modelo de alta frequência, para avanço por exemplo, é dado por:

$$\dot{x}_{a1}(t) = x_{a2}(t) + w_4(t)$$

$$\dot{x}_{a2}(t) = -w^2 x_{a1}(t) - 2\tau w x_{a2}(t) + w_5(t) \quad (\text{IV.13})$$

$$\dot{\epsilon}_a(t) = b_a \epsilon_a + w_6(t)$$

onde

$w_4(t), w_5(t), w_6(t)$ são ruídos brancos gaussianos;

$\epsilon_a(t)$ é a variável de estado representativa do processo de Gauss-Markov de 1ª ordem para o movimento de alta frequência;

x_{a1} e x_{a2} são respectivamente o deslocamento e a velocidade de alta frequência em avanço;

b_a é o parâmetro de processo de Gauss-Markov, tal que:

$$b_a = - \frac{1}{T_{ax}}$$

sendo

T_{ax} é o coeficiente de correlação temporal deste processo.

As equações (IV.13) podem ser colocadas numa notação matricial, resultando:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{a2}(t) \\ \dot{x}_{a1}(t) \\ \dot{\epsilon}_a(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\tau w & -w^2 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a2}(t) \\ x_{a1}(t) \\ \epsilon_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{44} & 0 & 0 \\ 0 & G_{55} & 0 \\ 0 & 0 & G_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_4 \\ w_5 \\ w_6 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

onde

G_{ij} são termos de uma matriz $G_a(t)$, aqui denominada de mistura de ruído dinâmico dos movimentos de alta frequência.

A equação de saídas para os movimentos de alta frequência é dada por:

$$Y_a(t) = C_a X'_a(t) + v_a(t) \quad (\text{IV.15})$$

onde

$X'_a(t)$ é o vetor de estado de alta frequência dado por:

$$X'_a(t) = [x_{a2}(t) \quad x_{a1}(t) \quad \epsilon_a(t)]$$

Admitindo-se novamente que somente as variáveis de estado de posição possam ser medidas, esta equação é dada por:

$$Y_a(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a2}(t) \\ x_{a1}(t) \\ \epsilon_a(t) \end{bmatrix} + v_a(t) \quad (\text{IV.16})$$

As observações quanto à não continuidade do processo de observação também são válidas para esta parte do modelo, portanto, as equações de observação são escritas na forma discreta.

A seguir, (IV.14) é colocada numa forma mais compacta. Seja $A_a(t)$ a primeira matriz do segundo membro e $w_a(t)$ o vetor de ruídos de estado nas equações de alta frequência, tem-se então:

$$\dot{X}'_a(t) = A_a X'_a(t) + G_a w_a(t) \quad (\text{IV.17})$$

$$Y_a(k) = C_a X'_a(k) + v_a(t)$$

4.2.3 EQUAÇÕES DO MODELO DO FILTRO

O modelo matemático do filtro é obtido acoplando-se o modelo de baixa frequência, equação (IV.9), ao modelo de alta

frequência, equação (IV.17), como feito a seguir.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}'_b \\ \dot{X}'_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_b & 0 \\ 0 & A_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X'_b \\ X'_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_b & 0 \\ 0 & G_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_b \\ w_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_b \\ 0 \end{bmatrix} AP_x(t) \quad (\text{IV.18.1})$$

E para a equação de saídas:

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_b & C_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X'_b \\ X'_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18.2})$$

Chamando-se na equação (IV.18.1) o vetor estendido $[X'_b \ X'_a]^T$ de vetor de estado X^T , a primeira matriz do segundo membro de matriz planta do sistema A, a segunda matriz do segundo membro de matriz de mixagem do ruído G, e o vetor $[B_b \ 0]^T$ de vetor de entradas L^T , o vetor $[w_b \ w_a]^T$ de vetor de ruídos de processo w^T , obtém-se o modelo para o estimador de estados numa forma compacta e linearizada semelhante à apresentada na seção de estimação:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Gw(t) + LAP_x(t) \quad (\text{IV.19.1})$$

onde

$X(.) \in R^6$, $AP_x \in R$, $w(.) \in R^6$;

A é uma matriz (6x6);

G é uma matriz (6x6) e

L é um vetor coluna (6x1)

Chamando-se na equação (II.18.2) o vetor $[C_b \ C_a]^T$ de vetor de saídas θ^T e usando a sequência branca $v(k)$ ao invés de $v(t)$ a equação discreta de saídas é dada por:

$$Y(k) = \theta X(k) + v(k) \quad (\text{IV.19.2})$$

onde

$Y(.) \in R$, $X(.) \in R^6$, $V(.) \in R$ e
 θ é um vetor (1x6)

4.2.4 DISCRETIZAÇÃO DO MODELO DO FILTRO

Como foi dito anteriormente , pretende-se trabalhar com um modelo discretizado ao invés de com um modelo contínuo como o dado por (IV.19.1), já que assim obtém-se um algoritmo computacional mais rápido, evitando-se as integrações necessárias a cada novo instante no caso do modelo contínuo. De acordo com a formulação do modelo as matrizes da planta do sistema A, de mixagem de ruído G e de entradas no sistema B são matrizes constantes ao longo do tempo. Através dos procedimentos expostos na seção de estimação de estado para o caso estacionário, obtém-se a equação de estados discretizada. A matriz de transição entre dois instantes será dada, conforme (II.22), por:

$$\phi(k+1,k) = \phi(\delta t) = e^{A\delta t} = I + A\delta t + \frac{A^2 \delta t^2}{2!} + \dots \quad (\text{IV.20.1})$$

A matriz de mixagem para o modelo discreto, conforme (II.23.4) e para o caso de G constante é dada por (105):

$$\Gamma(\delta t_k) = \int_k^{k+1} \phi(k+1,t) G dt = \delta t \left[I + \frac{1}{2!} A\delta t + \frac{1}{3!} (A\delta t)^2 + \dots \right] G \quad (\text{IV.20.2})$$

A matriz de entradas para o modelo discreto, conforme (II.23.3) e para o caso de L constante é dada por (105):

$$\Omega(\delta t) = \int_k^{k+1} \phi(k+1, t) L dt = \delta t \left[I + \frac{1}{2!} A \delta t + \frac{1}{3!} (A \delta t)^2 + \dots \right] L$$

(IV.20.3)

Utilizando-se (IV.20) obtém-se a expressão para o modelo discretizado, conforme o disposto a seguir:

$$X(k+1) = \phi X(k) + \Gamma w(k) + \Omega A P_x(k)$$

(IV.21.1)

A equação de saídas (IV.19.2) já está na forma discreta:

$$Y(k) = \theta X(k) + V(k)$$

(IV.21.2)

Lembra-se aqui que os ruídos de processos $w(t)$ foram substituídos por um "step-process" $w(k)$, isto é, considera-se que o intervalo de discretização é suficientemente pequeno, de tal forma que se possa admitir que o ruído seja constante no intervalo. A magnitude do distúrbio em cada intervalo é determinada de maneira adaptativa, conforme o apresentado na seção 2.5.6.2. O mesmo procedimento é válido para as acelerações $A P_x(t)$ a serem introduzidas pelos propulsores na tarefa de controle, que foram substituídas pela realização constante $A P_x(k)$ num intervalo.

4.3 LEIS DE CONTROLE

Conforme a seção 2.6, os ganhos de controle foram determinados usando-se técnicas de controle ótimo (linear quadrático) e a formulação alternativa do controle adaptativo. A seguir são apresentadas as hipóteses e simplificações utilizadas na obtenção das leis de controle para o SPD da plataforma RS-35.

4.3.1 LEI DE CONTROLE OTIMO

Segundo Bryson (59) não é possível usualmente desenvolver-se esquemas de controle e guiagem de realimentação exatos e explícitos para sistemas não lineares. No entanto, se estes sistemas puderem ser adequadamente descritos por modelos dinâmicos lineares, é possível sintetizar-se ganhos de controle de realimentação satisfatórios, através do uso de um índice de desempenho quadrático. Sendo assim, foi utilizado um modelo matemático linearizado dos movimentos da plataforma para a solução do problema de controle. No problema do SPD é interessante definir um índice de desempenho que penalize o afastamento e a velocidade de afastamento da posição desejada durante o tempo de operação, resultantes apenas da dinâmica de baixa frequência. Além disso, é preciso incluir no índice uma penalização para o uso dos elementos de controle. Em outras palavras, é preciso penalizar o gasto de energia na tarefa de controle. Essa restrição advém dos elevados gastos com combustível na tarefa do SPD (14). As considerações acima indicam que o melhor índice de desempenho é aquele definido para o problema de Lagrange (2), no qual penaliza-se o uso dos elementos de controle e o efeito cumulativo do afastamento do valor das variáveis de estado dos seus valores desejados durante o tempo de duração do processo. Formalmente o índice de desempenho escolhido é expresso por:

$$J = E \left[\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} X_c^T(t) V X_c(t) + U^T(t) T U(t) dt \right] \quad (IV.22)$$

onde

$X_c(t)$ é o vetor das variáveis de estado que se quer controlar;

$U(t)$ é a aceleração a ser produzida pelos propulsores para alcançar os objetivos de controle;

V e T são matrizes de peso.

A matriz de Riccati $S(t)$ foi calculada através de um processo numérico regressivo no tempo. O modelo linearizado dos movimentos da plataforma utilizado no procedimento de controle é obtido do modelo de dinâmica de baixa frequência do filtro, excluindo-se a variável de estado, relativa à aceleração não modelada. Como foi visto, a aceleração não modelada busca representar a ação das forças ambientais sobre a plataforma e permitir uma estimativa apropriada para o estado do sistema, possibilitando a aplicação correta do controle. Como não é possível atuar diretamente sobre as forças ambientais, a variável de estado representada pelas acelerações não modeladas não pode comparecer no modelo de controle.

O modelo linearizado utilizado para a definição dos ganhos de controle é dado por:

$$\dot{X}_c(t) = A_c X_c(t) + L_c U(t) + G_c w_c(t) \quad (\text{IV.23})$$

onde

$$X_c(.) \in R^2;$$

A_c é a matriz (2x2) parte da matriz da planta do sistema referente ao vetor de estado $X_c(t)$;

G_c é a matriz (2x2) referente aos ruídos do sistema a controlar;

L_c é o vetor (2x1) de entradas do sistema;

$w_c(.) \in R^2$ são os ruídos de processo nas variáveis a controlar;

$U(t) \in R$ é a aceleração de controle a ser aplicada.

A solução do problema de controle segue-se pelo uso das equações (II.4), que resultam numa expressão para a aceleração de controle:

$$U(t) = -T^{-1} L_c^T S(t) \hat{X}_c(t) \quad (\text{IV.24})$$

Na análise dos resultados de simulações e durante os testes no tanque de prova, verificou-se no entanto, que a aceleração de controle ótima tal como calculada até aqui, embora estabilize o sistema, não leva a plataforma à posição desejada. Isto é, o movimento da plataforma se estabiliza ao redor de um ponto que não é a posição desejada. Grimble (16) encontra a mesma dificuldade trabalhando com ganhos de controles determinados a partir da solução da matriz de Riccati, mas não diagnostica o problema, sugerindo apenas uma forma de contorná-lo (51).

Para eliminar-se o erro em regime permanente há que se usar uma técnica de controle digital como a explorada na próxima seção ou propor um método para a correção dos ganhos de controle ótimo, que levem o sistema a uma dinâmica mais satisfatória.

Praticamente, o que se tem é um sistema que estabiliza com um erro em regime permanente exagerado, como acontece com sistemas sujeitos a acelerações não modeladas constantes ou de baixa frequência (51). Para eliminar-se o erro em regime permanente é preciso é preciso criar-se um efeito integral, que até aqui o controlador ótimo não possui. O método aqui utilizado é baseado numa sugestão de Grimble (51). Kwakernaak e Sivan (50) apresentam também uma sugestão para a solução do problema apontado, porém esta é susceptível a variações de parâmetros da planta e a erros de modelagem.

Para a correção do erro em regime permanente o índice de desempenho (IV.22) deverá ser modificado para a seguinte forma:

$$J = E \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [X_c^T(t) V X_c(t) + U^T(t) T U(t) + I^T(X_c(t)) V_1 I(X_c(t))] dt \quad (IV.25)$$

onde

$$V \geq 0;$$

$$V_1 \geq 0;$$

$T > 0;$

$I(.)$ é um operador integral definido por:

$$I(X_c(t)) = \int_{t_0}^{t_f} A_2 X_c(t) dt \quad (IV.26)$$

sendo A_2 um vetor constante (1x2), cujos elementos são zero ou um. Os elementos de A_2 são escolhidos para selecionar as variáveis de $X_c(.)$ que devem se anular no regime permanente. Neste caso quer-se anular o deslocamento lento X_b em (IV.8), então:

$$A_2 = [0 \quad 1]$$

A introdução do operador integral no índice de desempenho faz com que $J \rightarrow \infty$ quando t_f cresce, a não ser que $A_2 X_c(t) \rightarrow 0$. O índice (IV.25) não está na forma usual utilizada na solução do problema de controle estocástico linear quadrático. O problema pode ser colocado na forma usual (50) estendendo-se o estado como a seguir:

$$\tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} X_c(t) \\ I(X_c(t)) \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

Note-se que:

$$\tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} X_c(t) \\ A_2 X_c(t) \end{bmatrix} \quad (IV.28)$$

A equação de estados a ser controlada torna-se agora:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \begin{bmatrix} A_c & 0 \\ A_2 & 0 \end{bmatrix} \tilde{x}(t) + \begin{bmatrix} L_c \\ 0 \end{bmatrix} U(t) + \begin{bmatrix} G_c \\ 0 \end{bmatrix} w_E(t) \quad (\text{IV.29})$$

Define-se agora:

$$A_E = \begin{bmatrix} A_c & 0 \\ A_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.30.1})$$

$$L_E = \begin{bmatrix} L_c & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.30.2})$$

$$G_E = \begin{bmatrix} G_c & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.30.3})$$

$$\theta_E = \begin{bmatrix} \theta & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.30.4})$$

Usando-se as definições acima, redefine-se o problema de controle na forma original:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A_E \tilde{x}(t) + L_E U(t) + G_E w_E(t) \quad (\text{IV.31.1})$$

onde

$\tilde{x}(\cdot) \in R^3$; $w_E(\cdot) \in R^3$, e $U(t) \in R$;

A_E e G_E são matrizes (3x3);

L_E é um vetor (3x1).

$$Y(k) = \theta_E \tilde{x}(k) + V(k) \quad (\text{IV.31.2})$$

onde

$Y(\cdot) \in R$ e $V(\cdot) \in R$;

θ_E é um vetor (1x3).

O vetor de estado $\tilde{x}(t)$ é, então, dado explicitamente por:

$$\tilde{x}(t) = [x_b(t) \quad X_b(t) \quad x_{b_i}(t)] \quad (IV.32)$$

onde

$$x_{b_i}(t) = \int_{t_0}^{t_f} X_b(t) dt \quad (IV.33)$$

Portanto, $x_{b_i}(t)$ é um sinal fictício auxiliar a ser gerado para o tratamento do problema de controle. A geração deste sinal é feita pelo próprio filtro de Kalman, estendendo-se o estado estimado $\hat{X}(t)$ com uma variável análoga a $x_{b_i}(t)$. O índice de desempenho, então, é dado por:

$$J = E \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [\tilde{x}^T(t) V_E \tilde{x}(t) + U^T(t) T U(t)] dt \quad (IV.34)$$

onde

V_E é uma matriz (3x3) dada por (51):

$$V_E = \begin{bmatrix} V & 0 \\ 0 & V_1 \end{bmatrix}$$

O esquema utilizado para a implementação do controle ótimo é apresentado na figura 4.3, onde se inclui a representação do controle de pré-alimentação para o vento a título ilustrativo, já que, como mencionado anteriormente, este controlador não foi desenvolvido neste trabalho.

4.3.2 LEI DE CONTROLE DIGITAL ADAPTATIVO

O controle adaptativo para o SPD foi desenvolvido sem maiores modificações, conforme a teoria apresentada na seção 2.6.2. De forma análoga à usada no controle ótimo de duas variáveis, utilizou-se a parte do modelo de baixa frequência que é

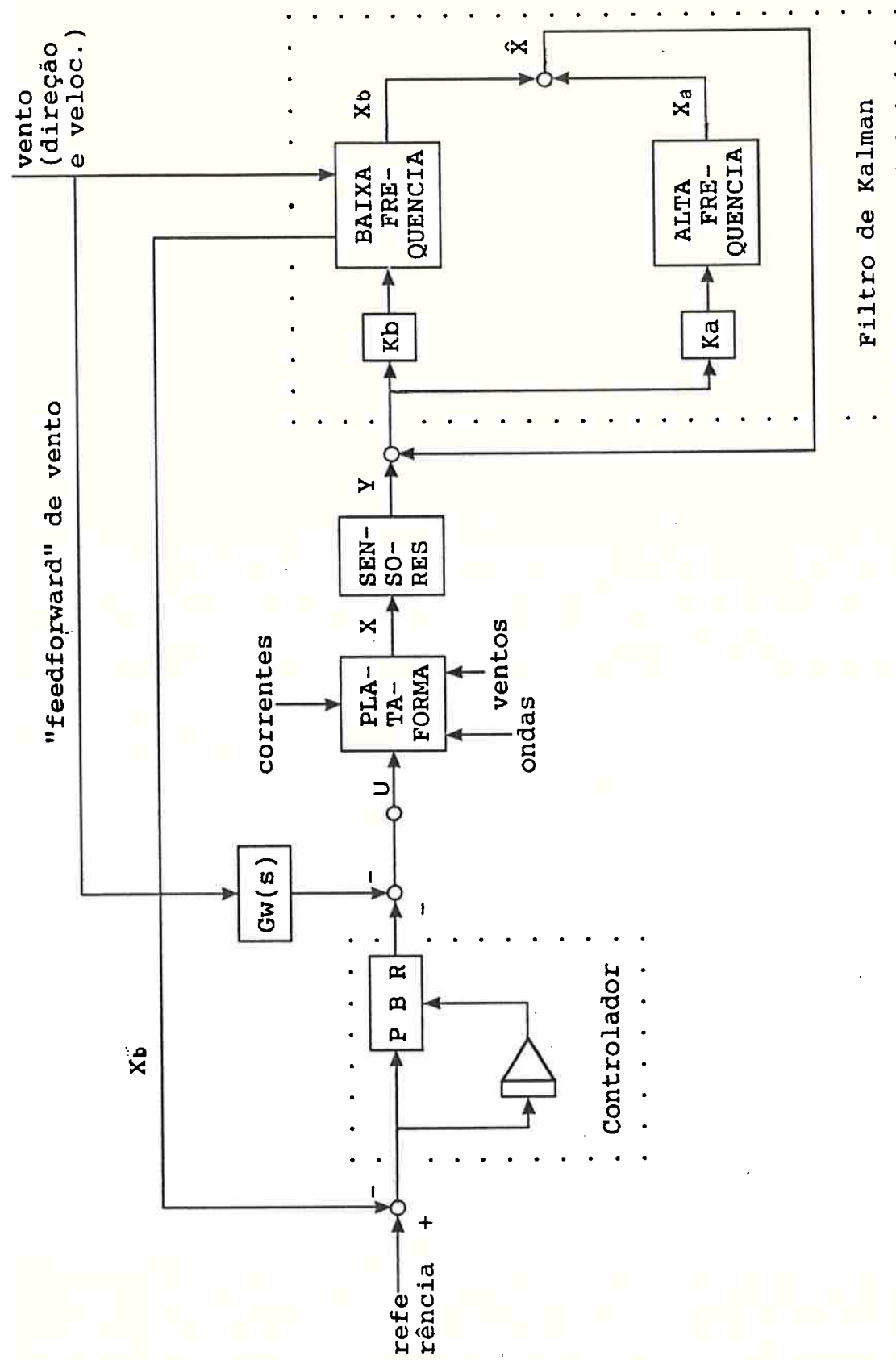


Figura 4.3: Esquema de Implementação do Controlador Ótimo

é interessante controlar, qual seja, a referente à velocidade e ao deslocamento resultante da dinâmica lenta e expressos pela equação (IV.23).

Como o controlador adaptativo foi desenvolvido para o caso discreto, essa equação foi discretizada para o intervalo de controle, resultando na equação de estado de referência (II.62).

Como se deseja manter a plataforma o mais próximo possível da posição de perfuração, controlando apenas estados da dinâmica lenta, foi definida a seguinte função objetivo Φ para o estado a controlar $X_c(k+1)$ na equação (II.58):

$$\Phi_1(X_c(k+1)) = \dot{x}_b(k+1) \quad (IV.35)$$

$$\Phi_2(X_c(k+1)) = X_b(k+1)$$

onde

$X_c(.) \in R^2$ é o estado controlado referente à dinâmica lenta;

E portanto, a equação (II.71) é dada por:

$$\Phi_1^*(k+1) = \left. \frac{d\Phi_1}{dX} \right|_{X_R(k+1)} = 1 \quad (IV.36.1)$$

$$\Phi_2^*(k+1) = \left. \frac{d\Phi_2}{dX} \right|_{X_R(k+1)} = 1 \quad (IV.36.2)$$

A expressão para $O(k+1)$ definida em (II.74), usando-se (IV.35), torna-se:

$$O(k+1) = \Omega_c U(k) - \Phi(X_R(k+1)) \quad (IV.37)$$

A equação (II.75) após (IV.35) é dada por:

$$\Sigma(k+1) = \Omega_c \quad (\text{IV.38})$$

E o valor de controle dado pela expressão (II.79), usando (IV.38), é expresso agora por:

$$U(k) = [\Omega_c^T N^{-1}(k+1) \Omega_c]^{-1} \Omega_c^T N^{-1}(k+1) O(k+1) \quad (\text{IV.39})$$

Para o cálculo de $U(k)$ resta determinar a matriz de covariância $N(k+1)$. Considere-se o módulo da expressão (II.76) de $\mu(k+1)$ dada por:

$$|\mu(k+1)| \leq |\Phi^*(k+1)| |[\phi_c \delta X_c(k) + \Gamma_c w(k)]| + |\epsilon(k+1)| \quad (\text{IV.40})$$

Admita-se que o erro de linearização $\epsilon(k+1)$ em (II.76) seja da ordem de grandeza do termo linear, isto é:

$$\epsilon(k+1) \leq |\Phi^*(k+1) \delta X_c(k+1)| \quad (\text{IV.41})$$

Portanto (IV.40) se escreve:

$$|\mu(k+1)| \leq |\Phi^*(k+1)| |(\phi_c \delta X_c(k) + \delta X_c(k+1) + \Gamma_c w(k))| \quad (\text{IV.42})$$

Levando-se (II.66) e (IV.36) em (IV.42) e definindo-se $\mu_s(k+1)$ como o valor superior de $\mu(k+1)$, obtém-se:

$$\mu_s(k+1) = \{|\phi_c| |2\delta X_c(k)| + |2\Gamma_c w(k)| + |\Omega_c \delta U(k)|\} \quad (\text{IV.43})$$

A ordem de grandeza dos elementos da matriz $\mu_s(k+1)$ é determinada com o auxílio do filtro de Kalman, conforme sugestão apresentada em (37). Sendo assim, usou-se:

$$|2\delta X_c(k)| = \{\text{diag}(P(k))^{1/2}\} \quad (\text{IV.44})$$

$$|2\Gamma_c w(k)| = \{\text{diag}(\Gamma_c Q(k-1) \Gamma_c^T)^{1/2}\} \quad (\text{IV.45})$$

onde

$P(k)$ é a matriz de covariância do erro na estimativa do estado.

$Q(k)$ é a matriz de covariância do ruído dinâmico, determinada adaptativamente conforme a seção 2.5.6.3 .

O termo $\delta U(k)$ em (IV.43) é admitido da ordem de magnitude das acelerações não modeladas para os movimentos de baixa frequência, no intervalo considerado. De fato, é de se esperar que a magnitude do controle utilizado num intervalo seja da ordem de grandeza das perturbações que estão agindo sobre o veículo. Conhecido o valor máximo de $\mu(k+1)$ dado por $\mu_s(k+1)$, determina-se $N(k+1)$ como:

$$N(k+1) = \text{diag}(\alpha_i \mu_s^2(k+1)) \quad , \quad 0 \leq \alpha_i \leq 1 \quad (\text{IV.46})$$

onde

i define a componente do vetor $\mu_s(k+1)$;

α_i são parâmetros de ajuste do nível de ruído, determinados por um procedimento de busca exaustiva, e que expressam o peso dado a cada componente na relação (II.57). Um valor pequeno para α_i determina uma maior prioridade na satisfação do objetivo de controle para o componente em questão.

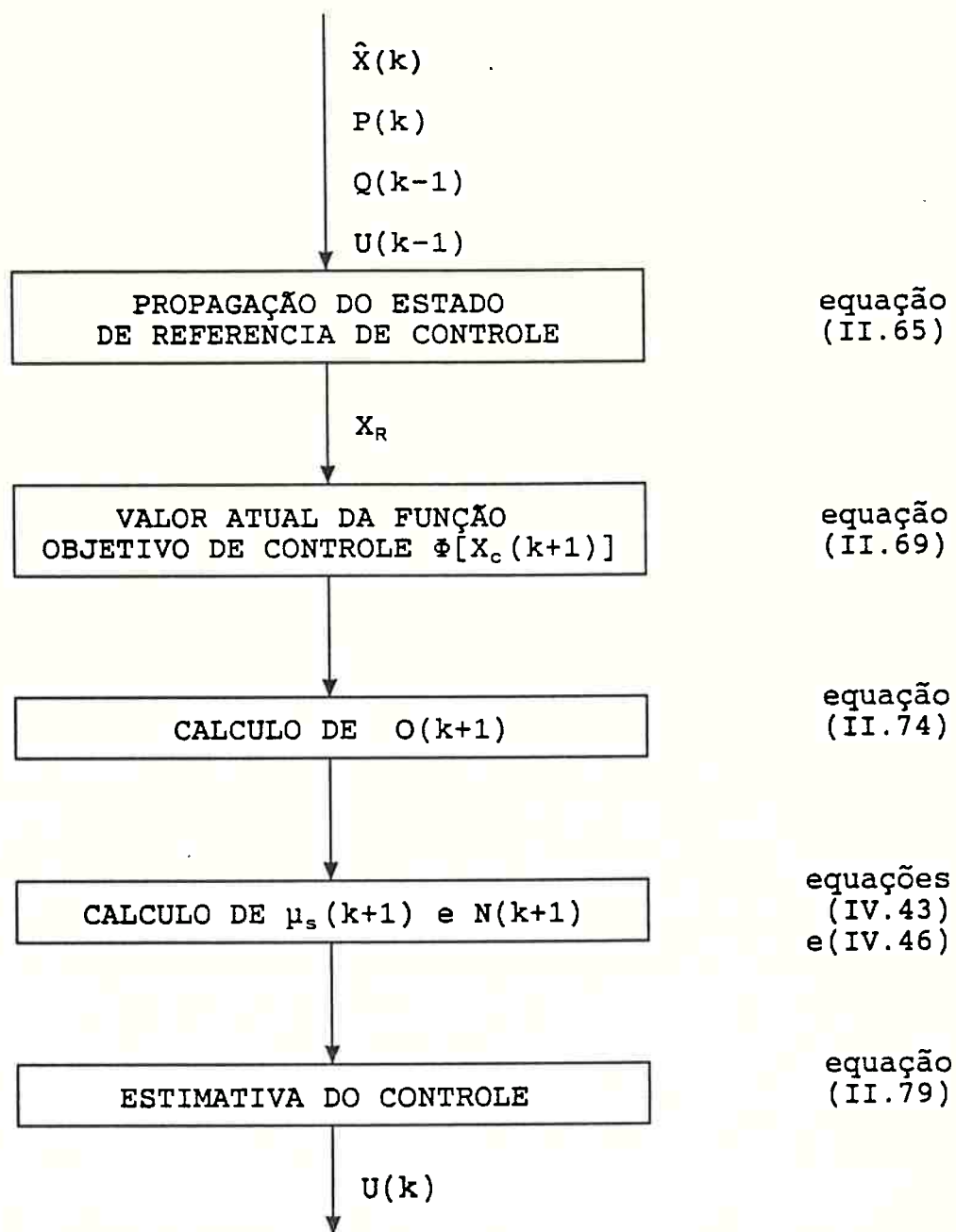


Figura 4.4: Esquema de Implementação do Controlador Adaptativo

5. SIMULAÇÃO DIGITAL

5.1 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES E OBJETIVOS

Nos capítulos anteriores apresentou-se os fundamentos teóricos e a implementação para o desenvolvimento de um SPD para plataformas semi-submersíveis. Para avaliar o sistema de controle ali proposto, realizou-se um estudo de caso, desenvolvendo um sistema de controle para o SPD da plataforma RS-35, cujas características são descritas no decorrer deste capítulo.

A avaliação se processou em duas etapas. Na primeira, apresentada neste capítulo, o sistema de controle é testado para a dinâmica simulada da plataforma RS-35. Isto é, através de uma simulação digital obtém-se a representação do comportamento da plataforma no mar. Desta representação dinâmica, dita "real", obtém-se as observações, ainda digitalmente, que são enviadas ao sistema de controle. Para uma avaliação mais próxima da realidade, as observações digitais são corrompidas por um ruído branco gaussiano, de natureza semelhante a dos distúrbios a que estão sujeitos os equipamentos de medida utilizados como sensores nos trabalhos de campo. As ordens de controle são enviadas às subrotinas que simulam o sistema propulsor, desenvolvidas com dados do sistema propulsor da plataforma RS-35.

A segunda avaliação é feita no tanque de provas, e será apresentada no próximo capítulo. Ali a simulação digital foi substituída por uma simulação física. O sistema de controle utilizado foi o mesmo em ambos os casos, introduzindo-se apenas algumas mudanças no modelo do filtro, devido à redução de escala.

O objetivo da simulação é desenvolver e avaliar o sistema de controle do SPD da plataforma escolhida e permitir uma análise prévia do seu comportamento, antes da realização dos experimentos no tanque de prova.

Dois casos são de particular interesse. O primeiro, é o movimento livre de plataforma, isto é, o comportamento da plataforma flutuando livremente no mar, sujeita à ação ambiental. O segundo, é o movimento controlado da plataforma, ou o comportamento desta quando sujeita não só à ação ambiental, mas também a uma força externa de controle, através da qual procura-se mantê-la o mais próximo possível de uma posição desejada. Da comparação e da análise destes comportamentos é possível verificar a eficiência do sistema de controle projetado e balizar os experimentos no tanque.

Para a realização de uma simulação é preciso modelar-se matematicamente cada parte do sistema, ou seja, cada subsistema, cada distúrbio, cada força, etc, ilustrados na figura 4.1 do capítulo anterior, deverão ser representados matematicamente. Utilizando esta representação matemática é possível simular-se o comportamento de cada unidade no decorrer do tempo através de um procedimento numérico. Aqui, como em qualquer simulação, o grau de perfeição da modelagem determinará a maior ou menor capacidade de representação do fenômeno real. O grau de perfeição dos modelos utilizados é basicamente condicionado pelo grau de conhecimento do fenômeno tratado, e pelas simplificações utilizadas. Via de regra estas simplificações são necessárias para obter-se uma simulação suficientemente rápida e pouco dispendiosa.

Nas próximas seções descreve-se a plataforma RS-35 e os modelos matemáticos utilizados na simulação digital. São apresentados e avaliados alguns resultados das simulações realizadas para condições de excitação diversas e para as duas leis de controle implementadas. A comparação com os resultados obtidos nos ensaios é realizada no próximo capítulo.

5.2 DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA RS-35

A plataforma RS-35 foi originalmente projetada por um consórcio encabeçado pela Erno-Raumfahrttechnik. Deveria se constituir no primeiro protótipo a ser construído inteiramente com "know-how" alemão. O desenvolvimento do projeto incluiu desde estudos analíticos até a construção de modelos para testes em tanque de prova. A configuração da plataforma resultante deste projeto é bastante incomum, o que lhe proporciona características de movimento e manutenção de posição ("sea-keeping") um tanto distintas de outras configurações. Esta configuração, ilustrada na figura 5.1, caracteriza-se por quatro colunas estabilizadoras, simetricamente dispostas sobre um elemento toroidal, que funciona como casco. Sobre as colunas encontram-se os convéses, onde estão instalados os alojamentos, a central de comando, o "helideck" e o sistema de perfuração. Toda a estrutura do toróide, bem como a das colunas foi projetada como casco duplo. O diâmetro externo da estrutura toroidal é de 99,5 m, sendo o diâmetro externo da seção transversal de 10,6 m e o interno de 7,0 m. As colunas apresentam diâmetro externo de 12,0 m e interno de 7,0 m, tendo um comprimento total de 45,6 m desde a base até o convés superior. Dada a rigidez estrutural, advinda da configuração fechada, não há necessidade de elementos estruturais diagonais ou transversais, comuns em outros projetos. O espaço entre o casco interno e externo é previsto para a instalação de tanques de armazenamento do petróleo advindo da perfuração, do combustível e do lastro. No espaço interno do toróide, constituído de 20 elementos de iguais dimensões, foram instalados 2 salas de máquinas, a central elétrica, bem como os paióis e a aparelhagem de transporte dos elementos da perfuratriz. Nas salas de máquinas foram instalados 6 motores com uma potência total de 35910 HP para o acionamento de 6 geradores síncronos com uma potência nominal total de 49770 KW.

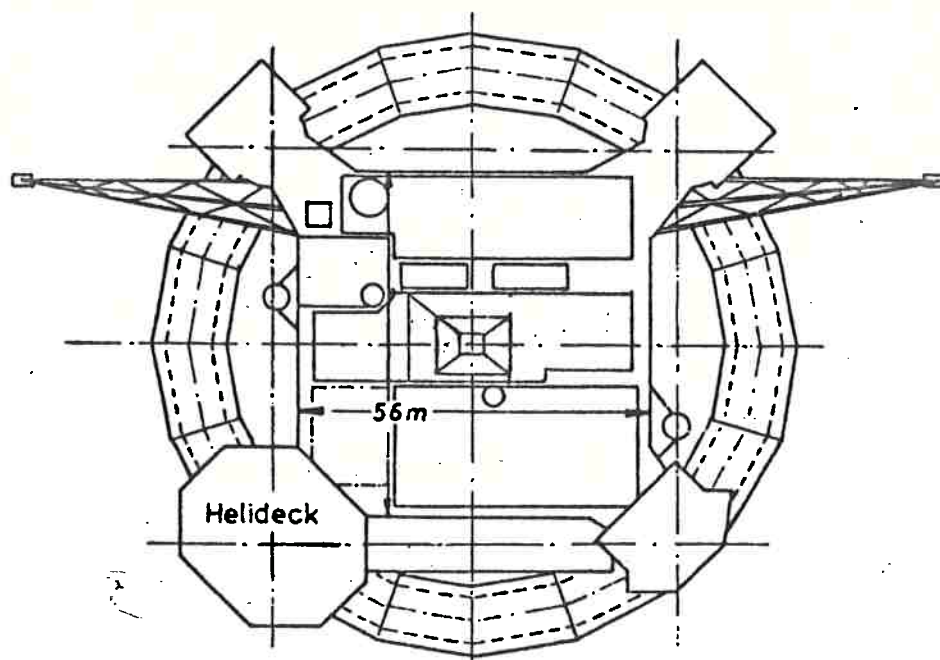
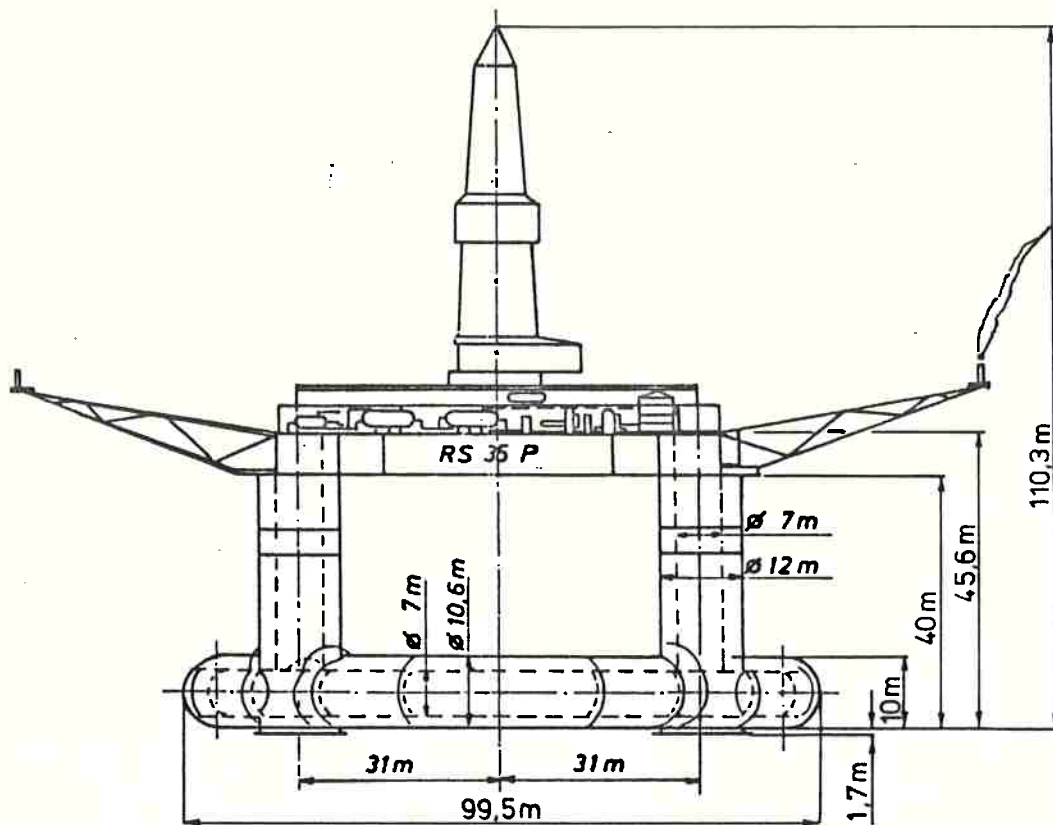


Figura 5.1: Plataforma RS-35

Para as operações de trânsito e posicionamento dinâmico, a RS-35 disporá de uma unidade propulsora instalada na base de cada coluna, que poderá ser inspecionada e reparada sem a necessidade de docagem. As unidades propulsoras são azimutais, isto é, podem produzir empuxo em todas as direções do plano horizontal, podendo absorver 6945 HP por unidade. Os propulsores são hélices de quatro pás com passo controlável, instalados em bocais. Além do sistema de posicionamento dinâmico, a plataforma poderá contar com um sistema de amarras, quando operar em profundidades inferiores a 500 m. Nos convéses da plataforma, com comprimento e largura de 56 m e altura de 5,6 m, encontram-se os equipamentos e máquinas para a perfuração, dispendo de 1000 HP para a sua operação. O sistema de perfuração deverá alcançar profundidades de até 7000 m com uma lâmina d'água de até 1000 m, em condições ambientais adversas. A torre de perfuração foi projetada como uma configuração fechada para garantir a operação sob condições de frio extremo. Ela tem uma base de 12x12 m e uma altura de 55,0m acima do convés de trabalho. Nesta torre estão instalados 8 tensionadores da perfuratriz ("Riser"), capazes de compensar movimentos de arfagem de até 12,0 m, sem que a perfuratriz sofra tensões adicionais devido ao movimento da plataforma. Os testes realizados em tanques de prova com modelos reduzidos em diversas escalas (1:27, 1:53, 1:50, 1:100) incluem aqueles para a determinação de características de movimento, estabilidade (91,94,94) e propulsão (92,93). Desta forma, informações imprescindíveis para o desenvolvimento deste estudo estão disponíveis. A tabela 5.1 apresenta um resumo das principais características da plataforma RS-35.

Diâmetro externo do toróide		99,50 m
Diâmetro externo da seção transversal do toróide		10,60 m
Diâmetro externo da coluna		12,72 m
Diâmetro interno dos elementos		7,00 m
Altura da base à parte inferior dos convéses		40,00 m
Altura da base à parte superior dos convéses		45,60 m
Comprimento x largura do convés principal	56,0 x 56,0 m	
Potência de propulsão	4 x 6945 HP	
Potência instalada	6 x 5985 HP	
Potência dos geradores	6 x 8295 HP	
Potência para equipamento de perfuração	1000 HP	
Velocidade aproximada		5,0 kn
8 Ancoras	cada	13,5 t
8 x 3" Correntes para âncoras - compr.ind.		1650 m
Heliporto - compr. x largura	30,0 m x 27,0 m	
Tripulação		98 homens
Capacidade da torre		454,0 t
8 guindastes com capacidade	cada	50,0 t
1 guindaste com capacidade		3,0 t
2 guindastes de ponte rolante	cada	25,0 t
2 guindastes de ponte rolante	cada	50,0 t
1 elevador com capacidade		6,5 t
Calado	veículo leve	7,00 m
	trânsito	9,60 m
	sobrevivência	variável
	operação	28,00 m
Deslocamento	veículo leve	19500 t
	trânsito	26100 t
	sobrevivência	variável
	operação	37000 t
Altura do centro de gravidade	trânsito	21,13 m
	sobrevivência	18,12 m
	operação	16,80 m
Raios de giração	jogo (R_{xx})	37,20 m
	caturro (R_{yy})	37,20 m
	guinada (R_{zz})	44,18 m
	"Airgap"	
Profundidade máxima de perfuração		7620,00 m
Carregamento total		9116,0 t

TABELA 5.1 - PLATAFORMA RS-35

5.3 MODELOS MATEMATICOS PARA A SIMULAÇÃO

5.3.1 CONDIÇÕES AMBIENTAIS

Para simular o comportamento da plataforma no mar é preciso, primeiramente, simular as condições ambientais a que ela estará sujeita. Ventos, ondas e correntes são os distúrbios ambientais que atuam sobre a plataforma, provocando seu afastamento da posição ideal de trabalho. Durante as simulações supôs-se que não haja mudança nas condições ambientais. Assim, escolhida a condição de mar para a qual a simulação será realizada, por exemplo Beaufort 8, ela não será modificada durante a simulação. A altura, os períodos e o ângulo de incidência de ondas são simulados usando-se o procedimento exposto na seção 3.4.1. Para se gerar o trem de ondas incidentes foi elaborada a subrotina ONDA apresentada no apêndice c.1. A partir da escolha da altura significativa de onda, essa subrotina gera a elevação da superfície do mar durante o tempo de simulação. A seguir utiliza-se a subrotina HUGEL, apresentada no apêndice c.2, para determinar os períodos e alturas de ondas do trem de ondas incidentes. Essas informações são armazenadas no arquivo WELLE, utilizado posteriormente no cálculo de forças atuantes sobre a plataforma. As forças de corrente são calculadas como parte da força de arrasto conforme exposto na seção 3.4.2.1. Como foi suposto que a condição de mar não varie durante o tempo simulado a força de corrente permanece constante durante este período. Conforme o exposto no capítulo introdutório, os sistemas de controle desenvolvidos não foram projetados para compensar o efeito provocado pelos ventos. Normalmente, estes distúrbios são contrabalançados por um controlador de pré-alimentação ("feed-forward"), cujo desenvolvimento foge ao escopo do trabalho. Sendo assim, a ação dos ventos sobre a plataforma não foi simulada.

5.3.2 COMPORTAMENTO DA PLATAFORMA NO MAR

Conhecido o estado do mar, pode-se determinar as forças ambientais atuantes na plataforma utilizando-se os procedimentos apresentados no capítulo 3. Conhecidas as forças atuantes, pode-se aplicar as equações (III.50) para a plataforma em estudo. Através de uma integração numérica destas equações são simulados as velocidades e deslocamento nos três graus de liberdade de interesse. A simulação do comportamento da plataforma no mar é feita através da subrotina SIMULA apresentada no apêndice c.3. A integração numérica nesta subrotina é feita através do procedimento de Runge-Kutta de 4ª ordem, com um passo de integração de 1,0 segundo, mantido fixo. A escolha deste passo é necessária para evitar-se uma instabilidade numérica a que a integração está sujeita, quando as forças e momentos atuantes variam muito rapidamente e/ou são de magnitude elevada e, principalmente, para gerar informações de posição na frequência com que se obtém dados no trabalho de campo, através dos sensores. As massas adicionadas ou seus momentos da equação (III.50) são obtidos de experimentos na T. U. Berlin (91,106) e no Germanische Loyd (88). A subrotina SIMULA lê no arquivo WELLE o período e a altura de ondas atuantes. No arquivo DATMAT estão armazenadas informações sobre ângulo de incidência de ondas e correntes e velocidade de corrente, as matrizes do filtro na forma discreta, os ganhos de controle ótimo e dados de controle da própria simulação, como tempo final e inicial, passo de integração etc... Com estas informações a subrotina SIMULA calcula em tempo real ("on line") as forças e momentos atuantes sobre a plataforma, sua aceleração, velocidade e deslocamento. Para avaliar a magnitude de forças e momentos de segunda ordem que atuam na plataforma utiliza-se a subrotina SIMULA 2, que é apenas uma modificação da subrotina SIMULA. A subrotina SIMULA 2 calcula os máximos e mínimos das forças e momentos de segunda ordem para cada período de onda de segunda ordem, conforme ex-

posto na seção 3.4.2. A obtenção dos valores intermediários é feita através de uma interpolação linear através da subrotina INTERPOL.

Para possibilitar maior velocidade computacional, a força de segunda ordem pode ser calculada a priori, arquivada e apenas lida no decorrer da simulação. Como foi exposto na seção que trata do cálculo das forças de ondas sobre a plataforma, é preciso subdividi-la em elementos geométricos de propriedades hidrodinâmicas conhecidas e onde a relação (III.8) seja satisfeita. Por questão de comodidade, subdividiu-se o toróide de maneira igual à subdivisão utilizada na construção do modelo em escala 1:53, isto é, ao invés de utilizar a subdivisão do toróide em 24 elementos como no protótipo, subdividiu-se o toróide para os fins da simulação em 12 elementos de dimensões iguais.

Além dos 12 elementos do toróide, considera-se ainda cada uma das quatro colunas como um elemento para o cálculo de forças e momentos. Como todos os elementos considerados são cilíndricos, utilizou-se para o coeficiente de inércia $C_m=2,0$, já que para tais elementos o coeficiente de massa adicional C_a é sempre igual a 1,0 (70). A definição do valor do coeficiente de arrasto C_d já não é tão simples, sendo ainda hoje alvo de constantes discussões teóricas (67). No entanto, quando se leva em conta outras imperfeições de modelagem, tal como a escolha do melhor espectro para a representação do mar ou a não inclusão do efeito de interferência entre os elementos, percebe-se que, pelo menos para o caso em que se deseja um modelo consistente do mas não perfeito dos movimentos da plataforma, esta discussão deixa de fazer sentido. Optou-se, assim, por admitir um valor constante para $C_d=1,0$, não considerando-se a influência dos números de Reynolds e Keulegan-Carpenter.

5.3.3 SENSORES DE POSIÇÃO

Para a realização da tarefa de controle, o sistema de controle precisa conhecer unicamente a posição instantânea da plataforma no sistema de referência com origem num ponto fixo sobre a superfície terrestre. O comportamento da plataforma é simulado através da sua rotina SIMULA, através da qual as informações sobre a posição, velocidade e a aceleração da plataforma num determinado instante t estão disponíveis. Em aplicações práticas, porém, devido aos altos custos e à complexidade da instalação e manutenção de equipamentos, dispõe-se de informações apenas a respeito da posição do veículo. A inclusão desta restrição na simulação é feita utilizando-se apenas os resultados relativos à posição da plataforma produzidos pela subrotina SIMULA. Informações sobre velocidades, na prática, são estimadas pelo filtro de Kalman a partir das medidas de posição do veículo. Os resultados de velocidade produzidos pela subrotina SIMULA são utilizados para a calibração do filtro. Através da comparação dos valores simulados com os valores estimados pelo filtro, pode-se avaliar o desempenho do filtro. No trabalho de campo, informações relativas à posição momentânea da plataforma são obtidas através de sensores de posição. Há diversos tipos de sensores empregados em sistemas de posicionamento dinâmico (1,2,43), sendo frequente o uso de sistemas de sensoriamento misto, composto por sensores baseados em princípios físicos diferentes. Esse cuidado visa evitar que o colapso de um tipo de sensor afete o SPD. Por medida de precaução costuma-se ainda duplicar ou até triplicar o sistema de sensoriamento considerado principal, que poderá ser monitorado ou até substituído por uma unidade sobressalente ou por outro tipo de sensor. Os sensores de posição mais frequentemente empregados em um SPD são baseados em princípios acústicos, eletromecânicos e eletromagnéticos. Dentre eles, devido a sua alta precisão e confiabilidade, os sensores acústicos são os mais

frequentemente utilizados como sensores principais. Sendo assim, optou-se por utilizar as características deste tipo de sensor para gerar uma simulação da atividade de sensoriamento. A modelagem matemática da atividade de sensoriamento é obtida pela introdução de um ruído branco e gaussiano na variável de posição simulada. Tomando como exemplo o avanço, o modelo de sensoriamento é expresso formalmente por:

$$X_s(t) = X(t) + v(t) \quad (V.1)$$

onde

$X_s(t)$ é a posição em avanço medida pelo sensor;

$X(t)$ é a posição em avanço relativamente ao sistema fixo na terra e gerada pela subrotina SIMULA;

$v(t)$ é um ruído branco gaussiano com as seguintes propriedades estatísticas:

$$v(t) = N [0;R] \quad (V.2)$$

onde

R é a variância do erro de medida.

Para os sistemas de referência acústica, o desvio padrão \sqrt{R} varia entre 0,32 e 0,70 m (15,16). O aproamento da plataforma é normalmente medido através de giroscópios, para os quais admite-se um desvio para o erro de medida, \sqrt{R} , igual à 0,2 graus.

5.3.4 UNIDADE LÓGICA

Na aplicação real as medidas de posição e aproamento realizadas pelos sensores, portanto medidas analógicas, são enviadas à unidade lógica, onde estão implantados os procedimentos de filtragem e controle. Para alcançar a unidade lógica, o si-

nal de medida na forma analógica é transformado num sinal digital através de uma placa de interface Analógica/Digital (A/D). No caso atual, onde a simulação é puramente digital, as medidas de posição e aproamento já estão na forma digital e portanto podem ser diretamente utilizadas pela unidade lógica.

Apresenta-se, a seguir, o modelo matemático do filtro para a plataforma RS-35, nas suas versões contínua e discretizada e depois são descritos os algoritmos utilizados para a determinação dos ganhos de controle de realimentação.

5.3.4.1 FILTRO DE KALMAN

Seguindo-se o procedimento teórico da seção 4.2, obteve-se o modelo do filtro para o modelo de avanço inicialmente na sua versão contínua e na forma de equação de estados:

$$\dot{X}(t) = FX(t) + LU(t) + Gw(t) \tag{V.3.1}$$

onde

F é a MATRIZ DA PLANTA DO SISTEMA dada por:

$$\begin{bmatrix} -0,096 & 0,000 & 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & -0,00005 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & -0,800 & -0,250 & 1,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,200 \end{bmatrix}$$

L é a MATRIZ DE CONTROLE dada por :

$$\begin{bmatrix} 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \end{bmatrix}^T$$

G é a MATRIZ DE MIXAGEM DE RUÍDO dada por :

$$\begin{bmatrix} 0,500 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,250 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,250 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,250 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,000 \end{bmatrix}$$

O vetor de estados para o movimento de avanço, neste caso, é dado por:

$$X = [\dot{x}_b \ X_b \ \epsilon_b \ x_{bi} \ \dot{x}_a \ X_a \ \epsilon_a]^T$$

onde

\dot{x}_b é a velocidade de baixa frequência da plataforma no sistema de coordenadas fixo ao seu CG;

X_b é o deslocamento de baixa frequência da plataforma no sistema inercial;

ϵ_b é a aceleração não modelada de baixa frequência;

x_{bi} é a integral do deslocamento de baixa frequência;

\dot{x}_a é a velocidade de alta frequência da plataforma no seu sistema de coordenadas;

X_a é o deslocamento de alta frequência da plataforma no sistema de coordenadas inerciais;

ϵ_a é a aceleração não modelada de alta frequência.

Para a equação de saídas:

$$Y(t) = HX(t) + v(t) \quad (V.3.2)$$

tem-se:

$$H = [0,0 \quad 1,0 \quad 0,0 \quad 1,0 \quad 0,0]$$

A discretização do modelo (V.3.1) também é feita computacionalmente através do programa DISCRET apresentado no apêndice c.4, uma versão em Fortran do programa em linguagem Pascal elaborado por Nunes (102). Esse programa utiliza a série de Taylor para fazer uma expansão linear de (V.3.1). O programa gera termos sucessivos da série de Taylor até atingir a precisão numérica máxima permitida pelo computador usado. Para um determinado intervalo de discretização, o programa DISCRET fornece as matrizes e vetores do modelo discretizado. Para um tempo de discretização de 1,0 segundo, que é o intervalo entre o recebimento de informações consecutivas utilizado em aplicações práticas, o programa DISCRET fornece o seguinte modelo discretizado para (V.3.1):

$$X(k+1) = \Phi X(k) + \Gamma w(k) + \Omega U(k) \quad (V.4.1)$$

onde

Φ é a MATRIZ DE TRANSIÇÃO dada por:

$$\begin{bmatrix} 0,908 & 0,000 & 0,953 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,953 & 1,000 & 0,484 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,999 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,484 & 1,000 & 0,162 & 10,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,376 & -0,165 & 1,395 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,660 & 0,904 & 0,612 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 3,320 \end{bmatrix}$$

Ω é a MATRIZ DE CONTROLE dada por :

$$\begin{bmatrix} 0,953 & 0,484 & 0,000 & 0,162 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \end{bmatrix}^T$$

Γ é a MATRIZ DE MIXAGEM DE RUÍDO dada por :

$$\begin{bmatrix} 0,476 & 0,000 & 0,484 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,242 & 0,250 & 0,162 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,999 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,081 & 0,125 & 0,040 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,165 & -0,023 & 0,612 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,095 & 0,241 & 0,192 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,933 \end{bmatrix}$$

Para a equação de saídas,

$$Y(k) = \theta X(k) + v(k) \quad (V.4.2)$$

tem-se:

$$\theta = [0,0 \quad 1,0 \quad 0,0 \quad 0,0 \quad 0,0 \quad 1,0 \quad 0,0]$$

Além disso, utilizou-se a seguinte matriz de valores iniciais para a matriz Q de covariância do ruído dinâmico:

$$\begin{bmatrix} 3,0 \times 10^{-6} & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 3,0 \times 10^{-6} & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 4,0 \times 10^{-4} & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,933 \end{bmatrix}$$

O vetor de condições iniciais das variáveis de estado é dado por:

$$X(.) = [0,0 \quad 0,0 \quad 0,0016 \quad 0,0 \quad 0,0 \quad 0,0 \quad 0,0]^T$$

A estimação do estado através do filtro de Kalman é feita pela subrotina ESTMA, apresentada no apêndice c.5.

5.3.4.2 CONTROLADORES

Usando os procedimentos de controle alternativos foram implementados dois controladores para o SPD. Os ganhos de controle para o controlador ótimo são determinados a priori, enquanto que os ganhos de controle para o controlador adaptativo são determinados em tempo real. Devido ao problema de fadiga, o empuxo produzido pelos propulsores não pode ser variado continuamente (11). É recomendável que a frequência de modulação do empuxo seja igual ou superior a 0,30 rad/s (16). Esse é o valor utilizado na modulação do empuxo durante a simulação digital. Isto quer dizer que embora a cada segundo uma nova estimativa de posição e velocidade da plataforma esteja disponível, só é possível reajustar o nível de empuxo a cada 21 segundos aproximadamente, o aqui chamado intervalo de modulação ou controle δT_c .

A seguir são apresentados os dados utilizados na implementação dos controladores.

5.3.4.2.1 CONTROLADOR OTIMO

A definição dos ganhos de controle é feita a priori ("off line") através do programa PONTRY, apresentado no apêndice c.6. A partir da escolha das matrizes V_E e T do índice de desempenho (IV.31.4) pelo método de busca exaustiva, os ganhos são determinados por uma integração regressiva no tempo da equação matricial diferencial de Riccati (II.3.3), a partir de condições finais conhecidas. A convergência do procedimento numérico no cálculo da matriz de Riccati, a estabilização do sistema e a obtenção de empuxos razoáveis são as figuras de mérito na escolha de V_E e T . Para o problema em questão, o vetor de estados a controlar é constituído pela velocidade e deslocamento de baixa frequência e a variável fictícia de inte-

gração da posição de baixa frequência, como expresso abaixo:

$$X_c = [\dot{x}_b \ x_b \ x_{b1}]^T \quad (V.5)$$

No caso do controle ótimo, utilizou-se as seguintes matrizes de dinâmica contínua na determinação dos ganhos de controle:

$$A_c = \begin{bmatrix} -0,096 & 0 & 0 \\ 1,0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,0 & 0 \end{bmatrix} \quad L_c = \begin{bmatrix} 1,0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.6)$$

5.3.4.2.2 CONTROLE ADAPTATIVO

Como a determinação dos ganhos de controle adaptativo é feita em tempo real, a implementação deste controlador é feita através de uma modificação da subrotina SIMULA. A subrotina SIMULA, que trabalha com o controlador ótimo, utiliza a subrotina de controle chamada REGEL. No caso do controlador adaptativo, a subrotina REGEL foi substituída pela subrotina BERZEL, apresentada no apêndice c.7.

O modelo matemático utilizado no controlador adaptativo advém de uma discretização do modelo matemático em tempo contínuo da dinâmica de baixa frequência. O intervalo de discretização é o mesmo do intervalo de controle δT_c determinado pela frequência máxima de modulação dos propulsores, admitido igual a 0,3 Hz. Neste caso, o vetor de estados a controlar é dado por:

$$X_c = [\dot{x}_b \ x_b]^T \quad (V.7)$$

Portanto, não se usou neste procedimento o artifício de introduzir um sinal fictício correspondente à integral de posição de baixa frequência. O objetivo é verificar se é possível encontrar um controlador que prescindia do uso do efeito integral para retornar à posição desejada.

Conforme apresentado na seção 2.6.2, para estimar-se o controle a aplicar no intervalo δT_c , é preciso gerar-se um estado de referência $X_R(\cdot)$, dado por:

$$X_R(k+1) = \phi_c X_R(k) + \Omega_c U_R(k) \quad (V.7.1)$$

onde

ϕ_c é a matriz (2x2) de transição do estado controlado;

Ω_c é o vetor de entradas discretizado;

$U_R(\cdot)$ é o controle aplicado no instante anterior, portanto, igual a $U(k-1)$.

A matriz ϕ_c e o vetor Γ_c são obtidos da discretização no intervalo de controle de suas representações contínuas. São considerados constantes e dados por:

$$\phi_c = \begin{bmatrix} 0,28461 & 0,0 \\ 11,92317 & 1,0 \end{bmatrix} \quad e \quad \Gamma_c = \begin{bmatrix} 11,92317 \\ 150,34630 \end{bmatrix} \quad (V.7.2)$$

O controle a aplicar num intervalo é estimado pela expressão (II.79) utilizando o exposto na seção 4.3.2.

Os valores dos parâmetros a_i na equação (IV.46) são determinados através de uma busca orientada.

5.3.5 SISTEMA PROPULSOR

Para a realização da tarefa de controle de posição, o controlador envia uma ordem ao sistema propulsor, determinando o empuxo (T_i) e a direção de atuação de cada propulsor. A variação do nível de empuxo (T_i) nos propulsores pode ser obtida pela variação da relação passo sobre diâmetro do propulsor e/ou pela variação da rotação (n_i) (2). Para o estudo em questão admite-se que a variação do empuxo seja obtida apenas pela variação da rotação. Além disso, admitiu-se que os hélices sejam fixos, não azimutais. Os momentos de empuxo necessários para o controle do aproamento são produzidos determinando-se velocidades de rotações distintas para cada propulsor. O modelo matemático do sistema propulsor é derivado das curvas $K_T \times J$, obtidas em ensaios em água aberta com modelos reduzidos do propulsor a ser utilizado na plataforma. Para fins computacionais, a curva de $K_T \times J$ do propulsor é aproximada pela seguinte reta na região de interesse:

$$K_T = a + bJ \quad (V.10)$$

onde

a e b são os parâmetros da reta, obtidos das curvas de água aberta;

J é o coeficiente de avanço dado por:

$$J = \frac{V}{nD} \quad (V.11)$$

onde

V é a velocidade de avanço do propulsor, isto é, a velocidade do propulsor relativamente à água;

n é a velocidade de rotação do propulsor;

D é o diâmetro do propulsor.

Os parâmetros da reta (V.10), que aproxima a curva $K_T \times J$

dos propulsores Pleuger que equipam a plataforma tem os seguintes valores na região de interesse são:

$$a = 0,2403$$

$$b = -0,4343$$

Por outro lado o coeficiente de empuxo é definido por:

$$K_T = \frac{T}{\rho n^2 D^4} \quad (V.12)$$

onde

ρ é a densidade do fluido;

T é o empuxo produzido pelo propulsor.

De (V.9) obtém-se:

$$T = \rho n^2 D^4 K_T \quad (V.13)$$

Substituindo a expressão (V.10) de K_T em (V.13), vem:

$$T = \rho n^2 D^4 (a + bJ) \quad (V.14)$$

Levando (V.11) em (V.14), tem-se:

$$\rho D^4 a n^2 + \rho D^3 b V n - T = 0 \quad (V.15)$$

A expressão (V.15) é uma equação de segundo grau em n , cujas raízes definem a rotação (n) do propulsor para a produção do empuxo T , como segue:

$$n = \frac{-\rho D V b \pm [(\rho D V b)^2 + 4 \rho a T]^{1/2}}{2 \rho D^2 a} \quad (V.16)$$

Para fins práticos, a expressão (V.16), que define o modelo matemático de atuação dos propulsores é modificada como a seguir:

$$n = \frac{-\rho D V b + [(\rho D V b)^2 + |4\rho a T|]^{1/2}}{2\rho D^2 a} \quad (V.17)$$

$$n = \begin{cases} n & , \text{ se } T \geq 0 \\ -n & , \text{ se } T \leq 0 \end{cases}$$

As características dos propulsores Pleuger de interesse para o posicionamento dinâmico são:

nº de pás = 4

Diâmetro (D) = 5100mm

Empuxo em "bollard-pull" = 930KN

Potência máxima absorvida em ondas = 6460HP

Tempo de atraso (rotação nula até máxima) = 5s

Introduzindo-se os dados acima, obtém-se a equação que modela a rotação do propulsor (n_i) em função do empuxo desejado T_i , na unidade i:

$$n_i = \frac{+2259,23V_i + [|5104113,8V_i^2 + 980,4T_i|]^{1/2}}{12750,4}$$

$$n_i = \begin{cases} n_i & , \text{ se } T_i \geq 0 \\ -n_i & , \text{ se } T_i \leq 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, 3, 4$$

onde

V_i é a velocidade de avanço do propulsor i.

5.4 RESULTADOS

5.4.1 MAR REGULAR

Para avaliar-se a qualidade do modelo matemático desenvolvido para a simulação apresenta-se, primeiramente, os resultados de simulações realizadas para a condição de mar regular. Como o objetivo é apenas avaliar o modelo matemático desenvolvido e não os controladores propriamente, os resultados para mar regular são realizados com o sistema propulsor inativo.

5.4.1.1 MODELO CATIVO

Inicialmente, simula-se o movimento cativo da plataforma sob a ação de diversos trens de ondas regulares. Cada trem de onda possui frequência e altura constantes. A duração de cada trem de onda é determinada pelo tempo que o sistema necessita para alcançar o regime permanente. Desta forma evita-se que instabilidades numéricas afetem os resultados obtidos. O objetivo aqui é obter a curva do Operador Amplitude de Resposta OAR ("Response Amplitude Operator" - RAO). Para conseguir-se o efeito de modelo cativo na simulação introduziu-se uma força no modelo matemático proporcional à força produzida pelas molas, que mantém os modelos físicos cativos durante ensaios em tanque de provas (91).

Destas simulações é possível obter-se ainda as forças de ondas regulares em cada frequência. Os resultados obtidos estão ilustrados nas figuras 5.2 e 5.3 a seguir. Os resultados de estudos e experimentos realizados por outros autores (88,91,106) estão ilustrados nestas figuras, facilitando a comparação dos resultados. Os resultados aqui obtidos são muito bons, tanto no que se refere à amplitude dos movimentos, quanto no referente à magnitude das forças atuantes.

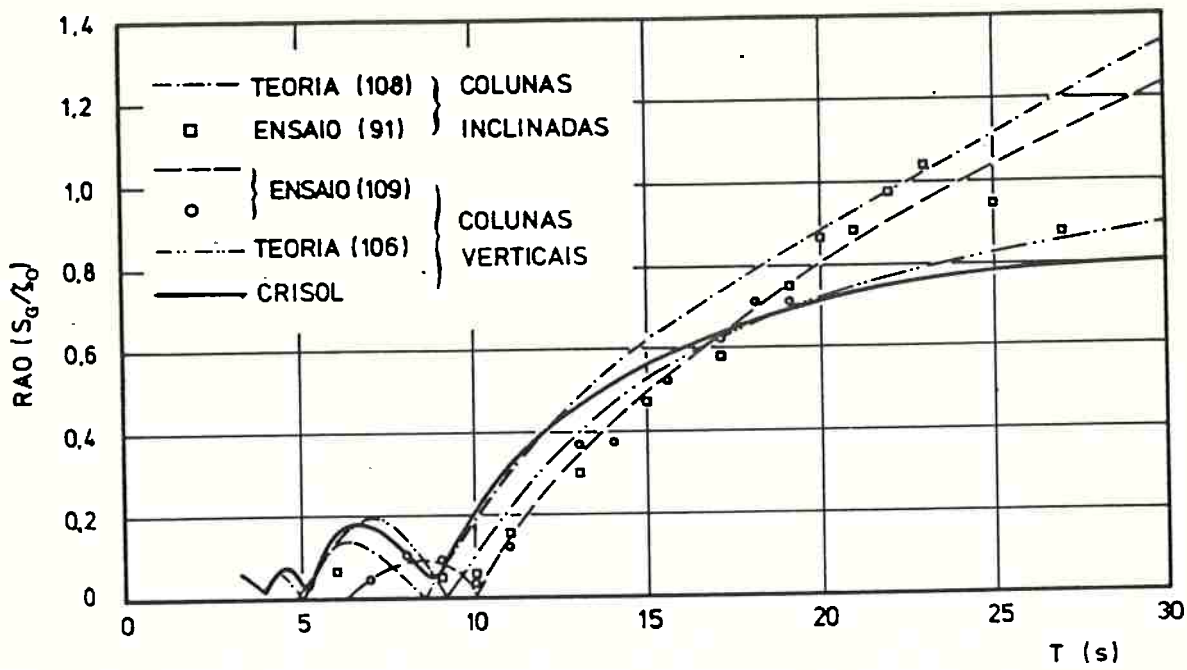


Figura 5.2: Curvas do Operador Amplitude de Resposta (RAO)

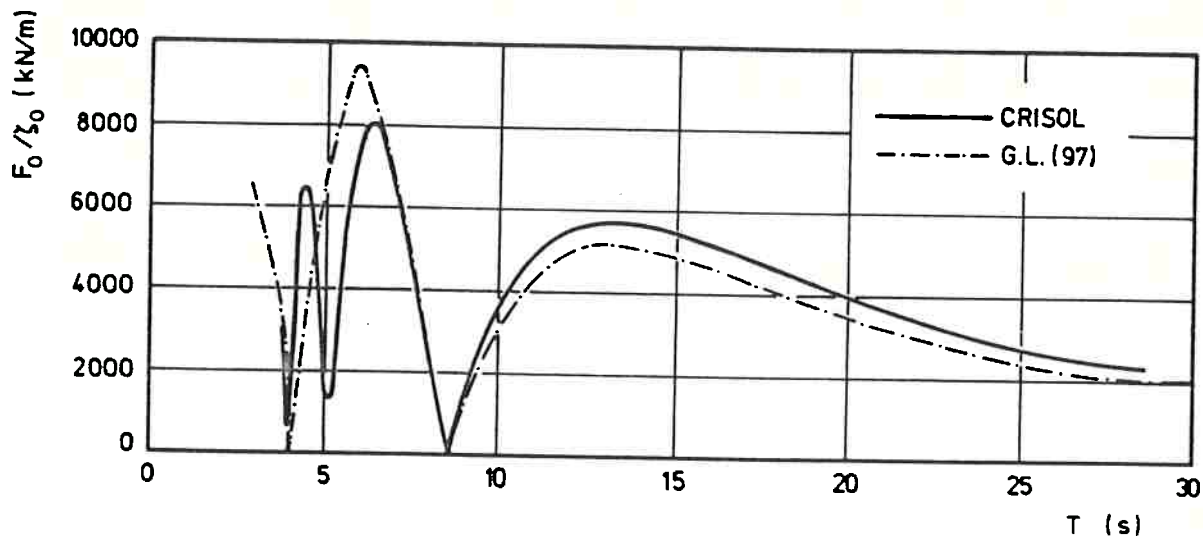


Figura 5.3: Forças de Ondas Regulares

5.4.1.2 MODELO LIVRE

Os resultados ilustrados nas figuras 5.4, 5.5 e 5.6, referem-se à simulação dos movimentos livres da plataforma num mar de ondas regulares. Apresenta-se os resultados dos três casos considerados mais ilustrativos. Outros casos foram simulados. A comparação dos resultados simulados com os obtidos em testes no tanque de provas é apresentada no próximo capítulo. As figuras 5.4a-g referem-se à simulação para um mar regular de ondas com 4,22 m de altura e 12,0 s de período. As figuras 5.5a-b resultam da simulação para um mar regular de altura 5,0 m e período de 7,0 s. As figuras 5.6a-b referem-se à simulação do mar regular com altura de onda de 5,30 m e período de 9,0 s.

O filtro estima o movimento "real" (simulado sem erro de medida) com bastante precisão, como atestam as figuras 5.4a, 5.5a e 5.6a. No caso da filtragem das velocidades, como mostrado na figura 5.4b, percebe-se que apesar do alto nível de ruído, o filtro acompanha o estado simulado. A menor precisão do filtro na estimativa de velocidades, já era esperada, já que não há observação disponível para esta variável. Mesmo assim, o filtro elimina relativamente bem o componente de alta frequência deste sinal, como mostram as figuras 5.4c, 5.5b e 5.6b, embora não tenha sido especialmente calibrado para a condição de mar regular.

Na figura 5.4d ilustrou-se o deslocamento "real" (simulado) e o deslocamento lento estimado pelo filtro, onde percebe-se que o filtro não separa satisfatoriamente o componente de alta frequência. Na verdade o filtro foi calibrado para operar em condições de mar irregular, que são as mais próximas da realidade. Na figura 5.4e ilustrou-se o deslocamento e a aceleração não modelada de alta frequência e na figura 5.4f, a aceleração não modelada de baixa frequência. Apesar de não eliminar satisfatoriamente o componente de alta frequência no deslocamento lento, figura 5.4d, o que seria um problema para o con-

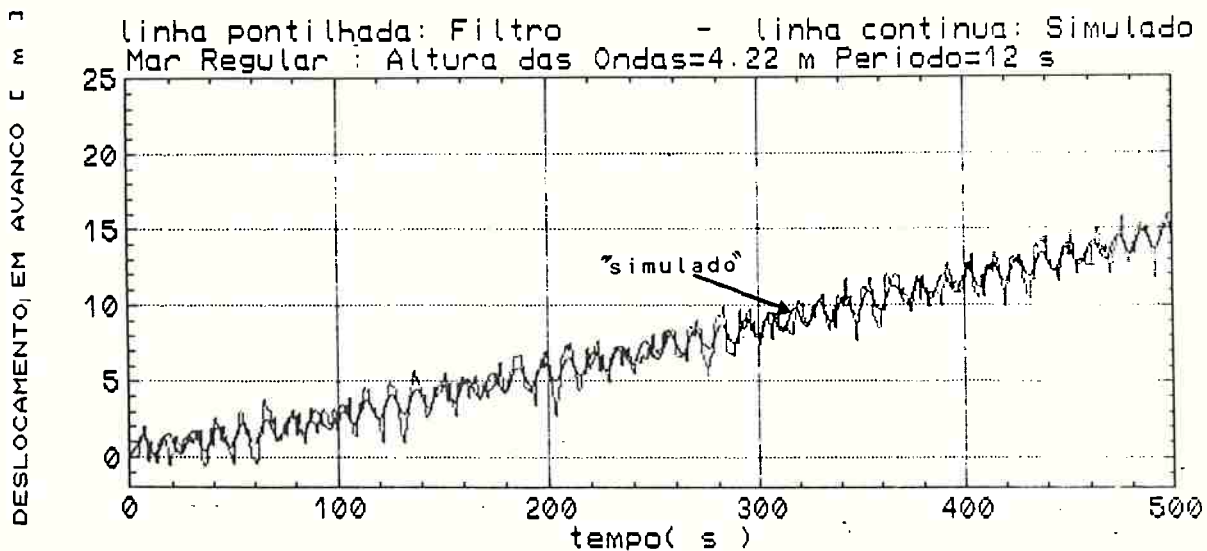


Figura 5.4a: Deslocamento em Ondas Regulares - Caso 1

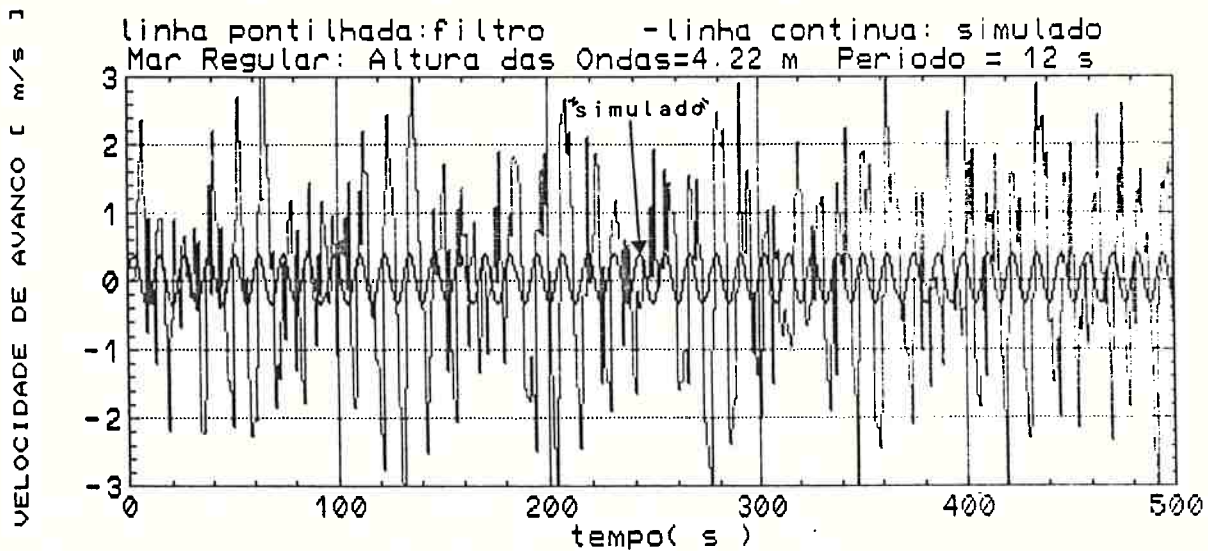


Figura 5.4b: Velocidade em Ondas Regulares - Caso 1

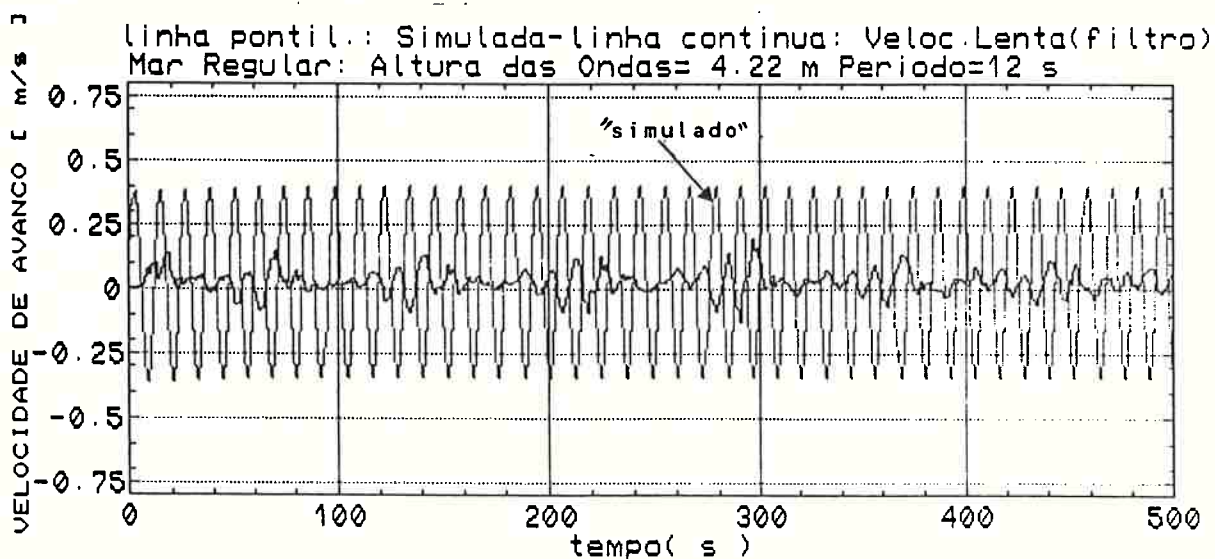


Figura 5.4c: Velocidade "Real" e Estimada Lenta - Caso 1

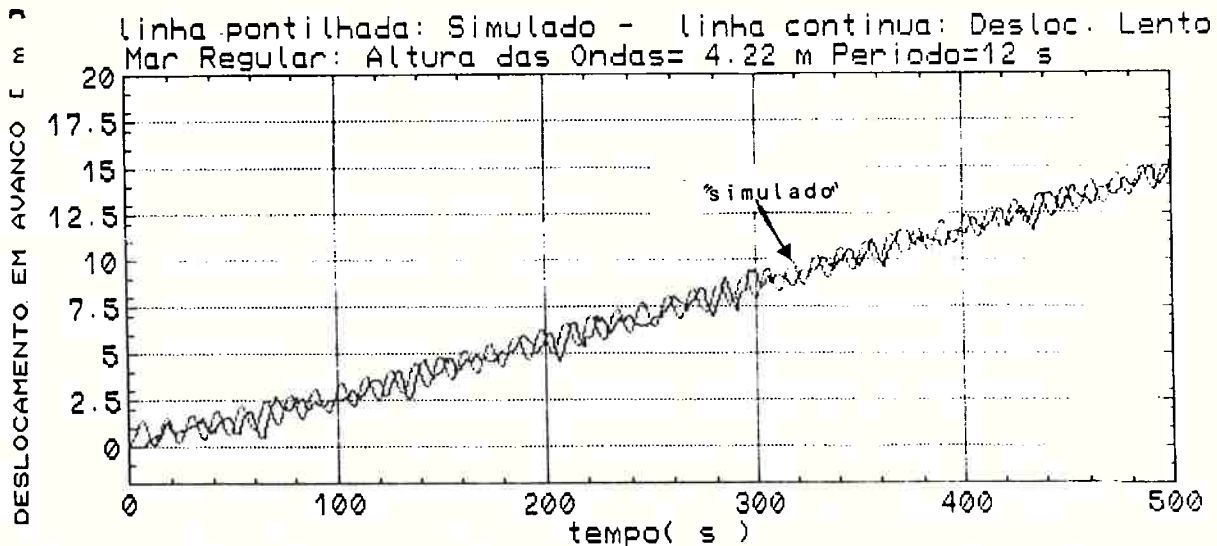


Figura 5.4d: Deslocamento "Real" e Estimado Lento - Caso 1

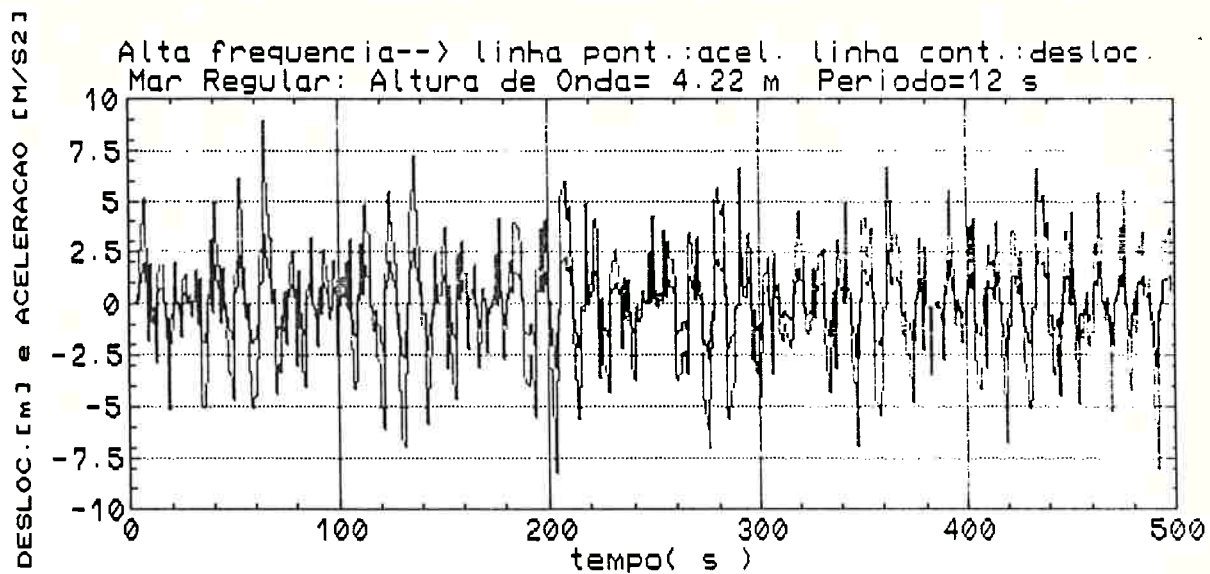


Figura 5.4e: Deslocamento e Aceleração Não Modelada Alta Frequência - Caso 1

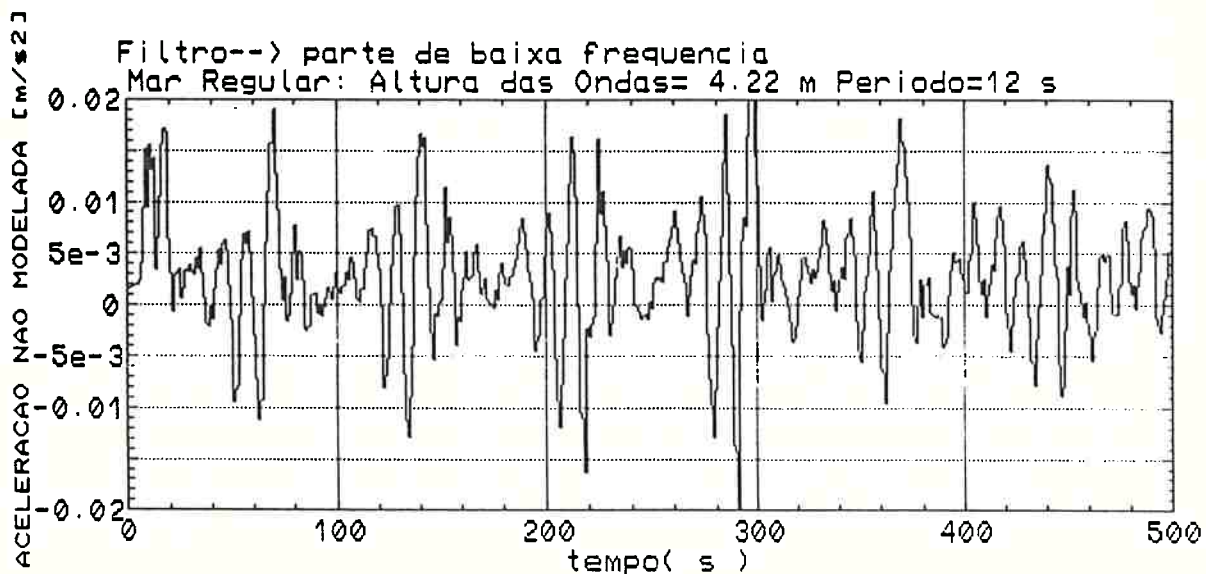


Figura 5.4f : Aceleração Não Modelada Lenta - Caso 1

trolador, no que se refere à filtragem propriamente, os resultados obtidos são razoáveis, como atesta a figura 5.4g. Nesta figura estão ilustrados os resíduos de medida ($X_s(t) - \hat{X}_s(t)$) do deslocamento em avanço (linha contínua) e o desvio padrão do erro ($[P_s^{1/2}]$), ou raiz quadrática média - rqm ("root mean square" - rms) do erro de posicionamento (linha pontilhada), onde P_s é a variância do erro na estimativa da posição em avanço, portanto $P_s = P(2,2)$. Pode-se afirmar que o filtro está bem calibrado, se for constatado que pelo menos 67% dos valores dos resíduos (linha contínua) estão entre as curvas de rqm (linhas pontilhadas) quando o filtro for aplicado diversas vezes para diferentes amostras do mar, regulares ou não (62). A figura 5.4g mostra que os resíduos de estimação, de fato, possuem as propriedades estatísticas teóricas prescritas, quais sejam, os resíduos não são viesados e geralmente não têm magnitude maior que o valor da sua rqm. Comparando-se os valores estimados para o posicionamento em avanço (linha pontilhada na figura 5.4a) com os resíduos de medida (linha contínua na figura 5.4g), verifica-se que os resíduos são bem menores que os valores estimados, o que prova o bom desempenho do filtro, conforme a teoria apresentada na seção 2.5.4.

5.4.2 MAR IRREGULAR

5.4.2.1 MOVIMENTO LIVRE

As figuras 5.7a-j ilustram os resultados da simulação do movimento livre da plataforma sob a ação de um mar irregular. As ondas incidentes são geradas a partir do espectro de Pierson-Moskowitz para uma altura significativa de onda de 6,5 m. Não há ventos nem correntes atuando. Verifica-se que o filtro estima muito bem o deslocamento, figura 5.7a. Nesta figura a linha tracejada corresponde ao resultado "real" (simulado), a

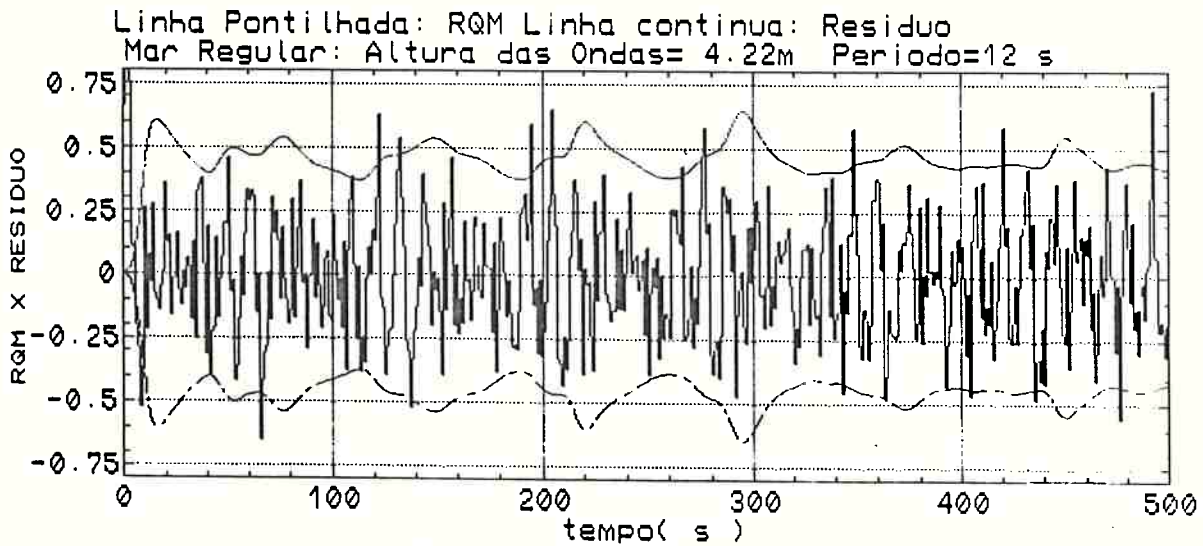


Figura 5.4g: Curvas da Raiz Quadrática Média e dos Resíduos
 Caso 1

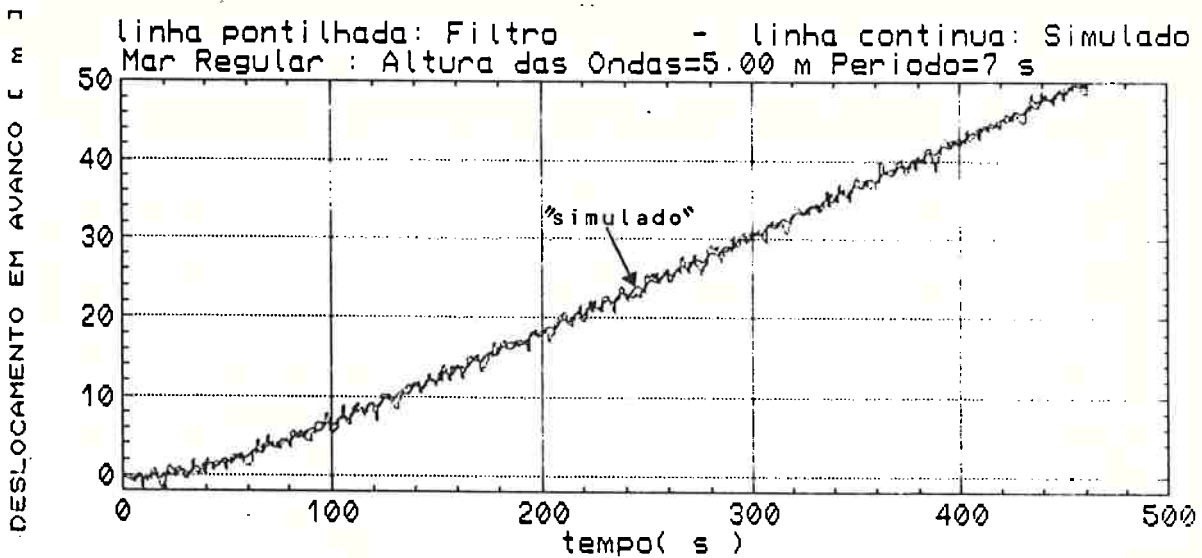


Figura 5.5a: Deslocamento em Ondas Regulares - Caso 2

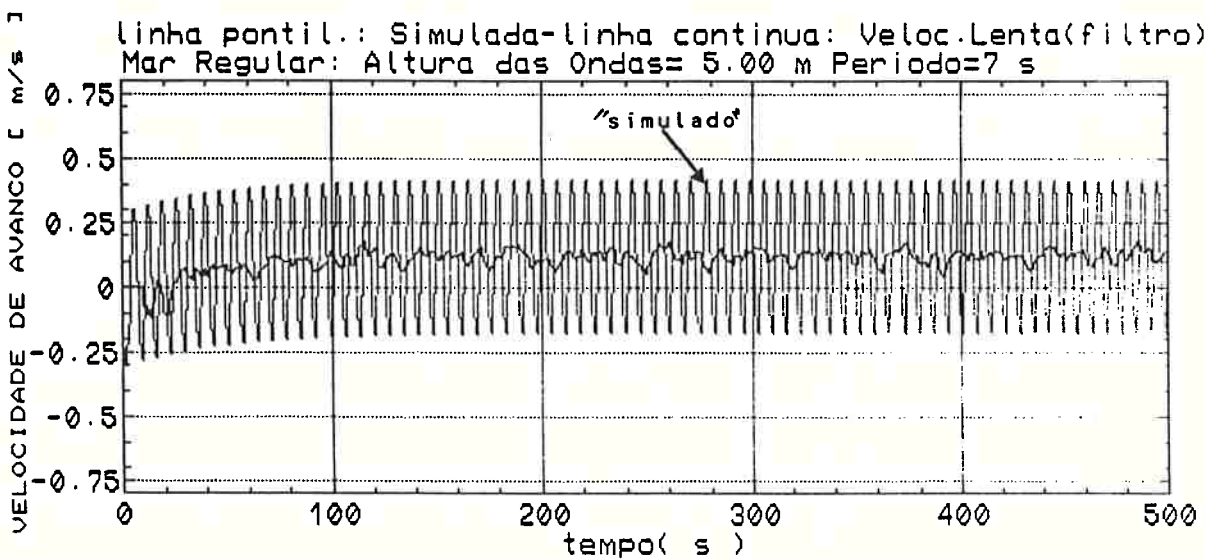


Figura 5.5b: Velocidade em Ondas Regulares - Caso 2

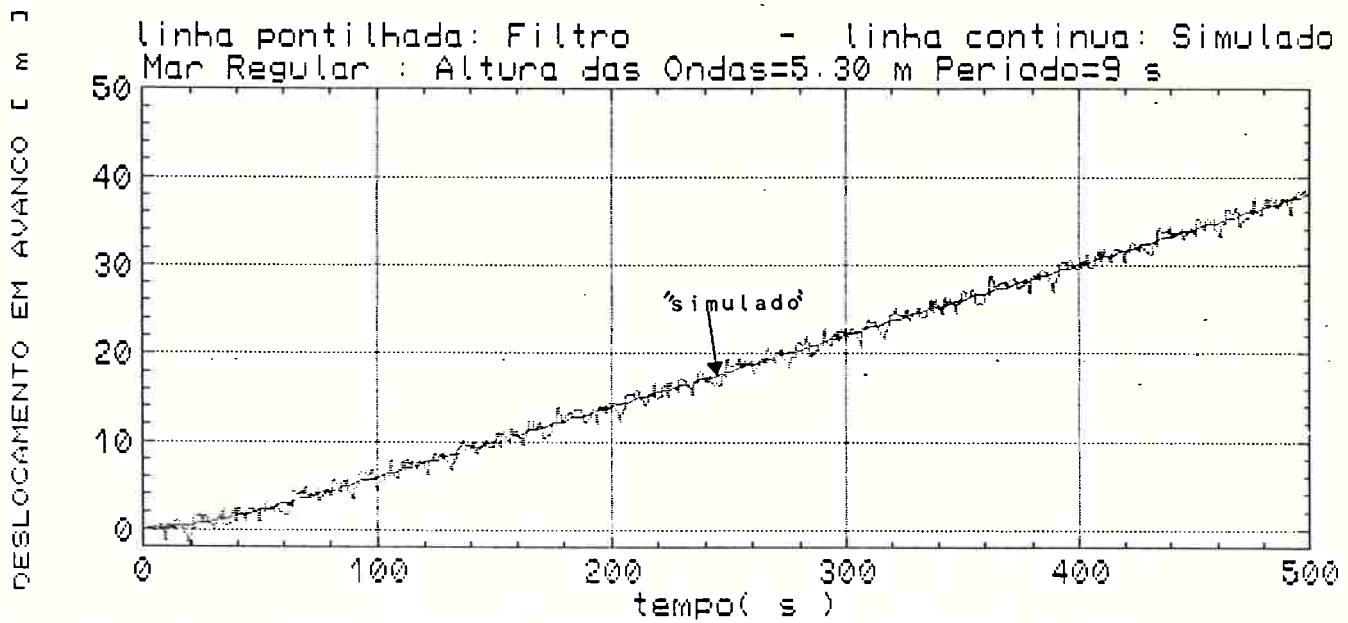


Figura 5.6a: Deslocamento em Ondas Regulares - Caso 3

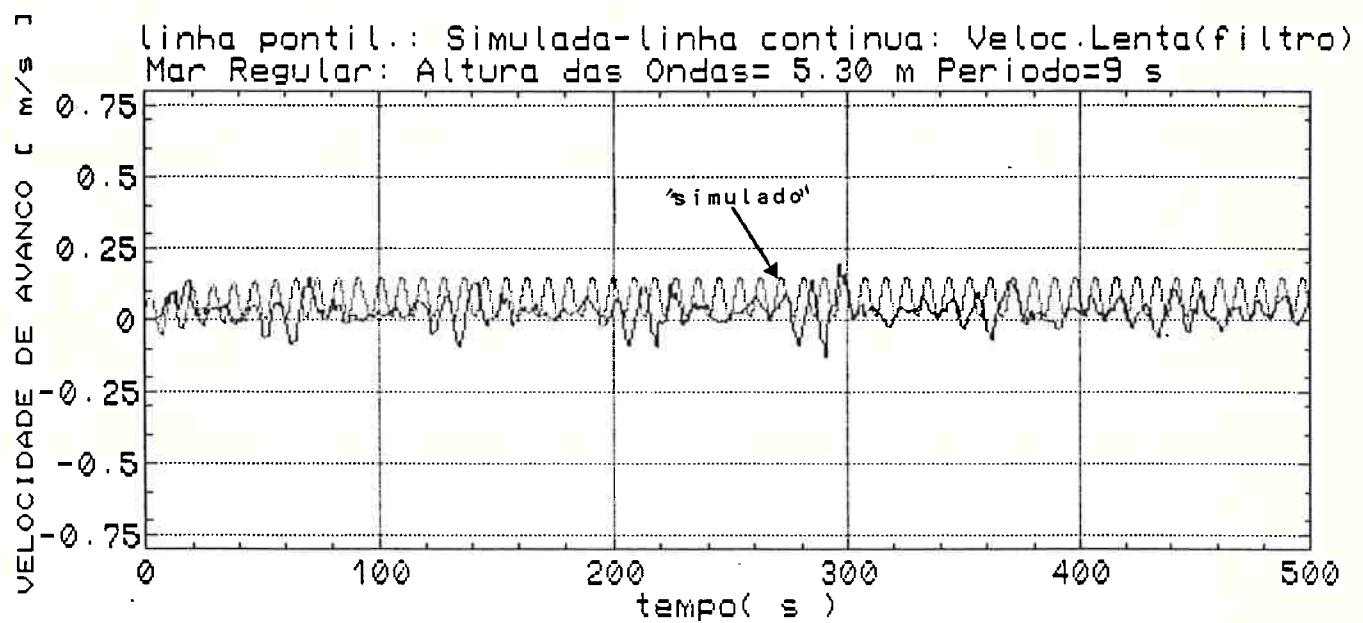


Figura 5.6b: Velocidade em Ondas Regulares - Caso 3

linha pontilhada ao resultado medido (simulado mais erro de medida) e a linha contínua à estimativa de baixa frequência do filtro. Verifica-se que apesar de se ter uma observação (medida) bastante ruidosa, o filtro consegue eliminar satisfatoriamente a parte de alta frequência, produzindo uma estimativa de baixa frequência bastante lisa (veja o quadro em destaque na figura 5.7a) e, portanto, qualificada para a aplicação do controle.

Os resultados para a velocidade são apresentados nas figuras 5.7b e 5.7c. Verifica-se na figura 5.7b que a velocidade de baixa frequência (lenta) gerada pelo filtro é um sinal suficientemente liso quando comparado com a velocidade simulada, permitindo que se use este sinal na tarefa de controle. Na figura 5.7c, onde está ilustrada a velocidade de alta frequência, percebe-se que o filtro separa o sinal de alta frequência razoavelmente bem.

A figura 5.7d ilustra os resíduos de medida e as curvas de r_{qm} para o avanço, mostrando o ótimo desempenho do filtro.

Na figura 5.7e, como exemplo, apresentam-se os ganhos do filtro para a velocidade lenta e para a aceleração não modelada lenta. Nota-se aí que os ganhos do filtro não se estabilizam, o que atesta a adaptatividade do filtro. O deslocamento e a aceleração de alta frequência induzida pelas forças de onda de primeira ordem filtrados estão ilustrados na figura 5.7f. Verifica-se aí a proporcionalidade entre a amplitude do movimento e a força atuante. Aqui verifica-se que o movimento é oscilatório com média nula.

Na figura 5.7g está ilustrada a aceleração induzida pelas forças de segunda ordem, cujas magnitudes são compatíveis com os esforços produzidos por este fenômeno.

A título de ilustração, apresenta-se a elevação da superfície do mar para o trem de ondas gerada na simulação, figura 5.7.h. A figura 5.7i ilustra a força de segunda ordem provocada pelas ondas incidentes, calculada pelo programa SIMULA 2.

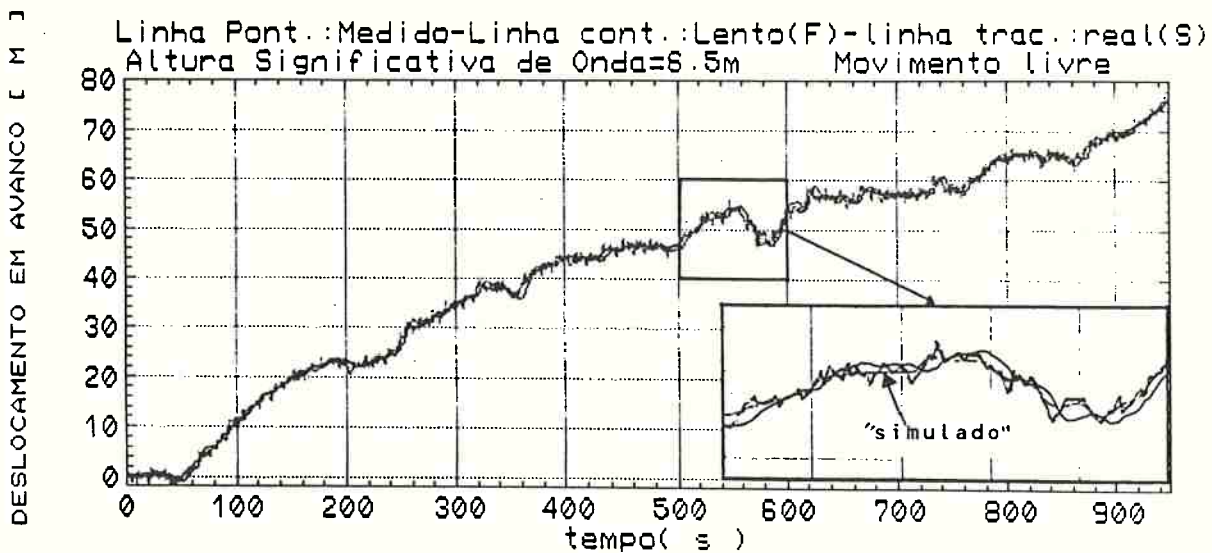


Figura 5.7a: Deslocamento "Real", Medido e Estimado Lento Ondas Irregulares

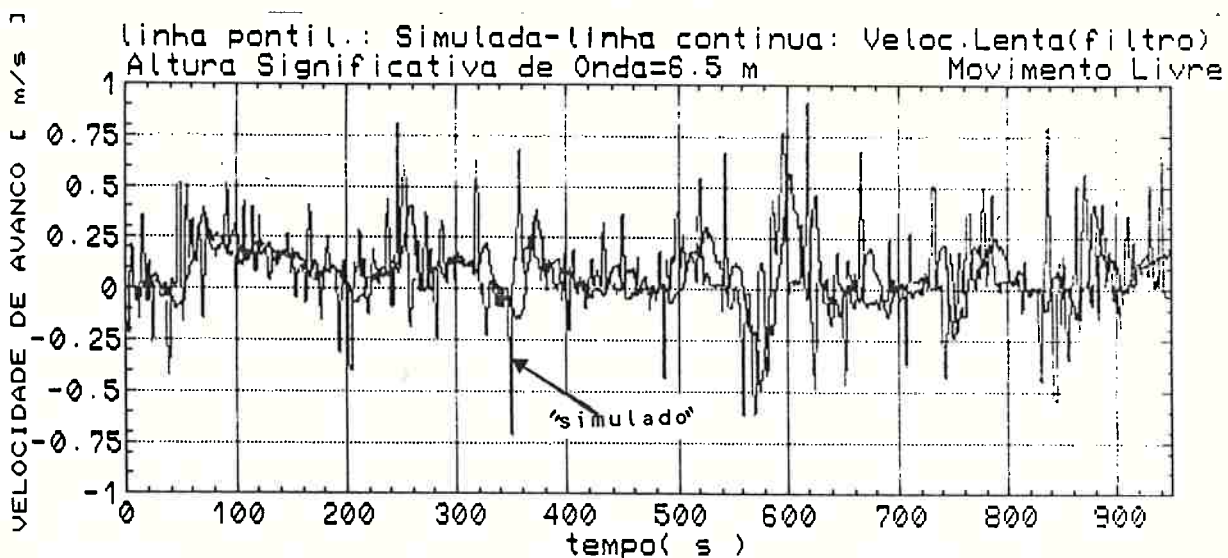


Figura 5.7b: Velocidade "Real" e Estimada Lenta Ondas Irregulares

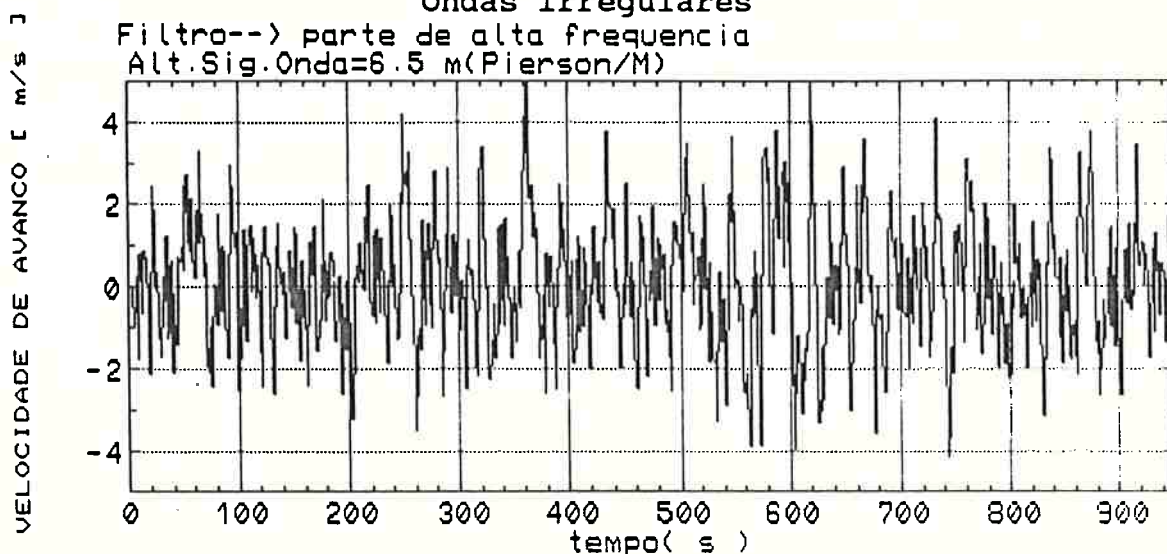


Figura 5.7c: Velocidade de Alta Frequência-Ondas Irregulares

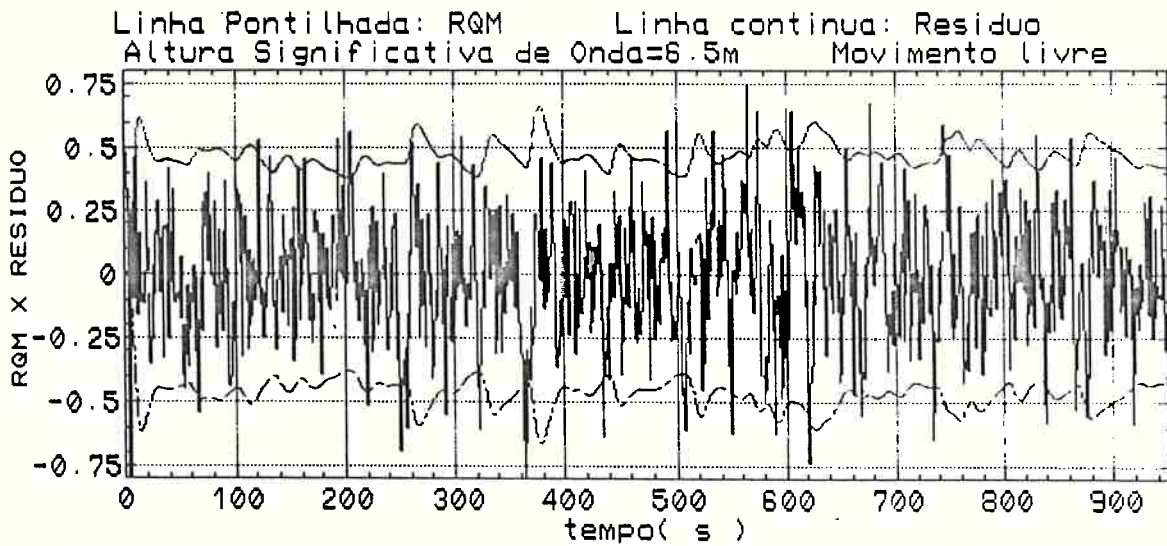


Figura 5.7d: Curvas da Raiz Quadrática Média e Resíduos Ondas Irregulares

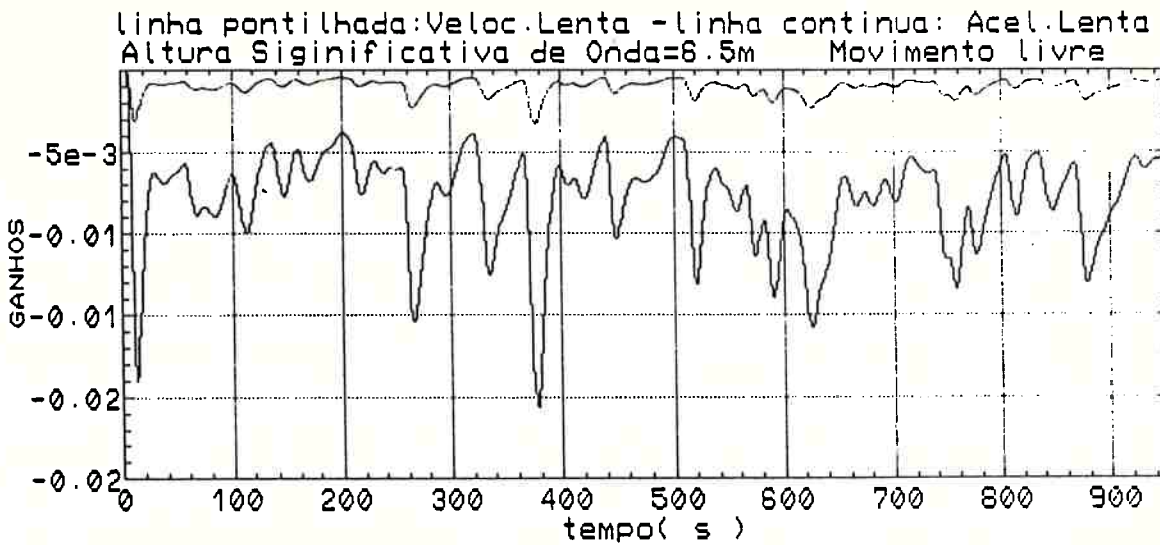


Figura 5.7e: Exemplos de Ganhos do Filtro

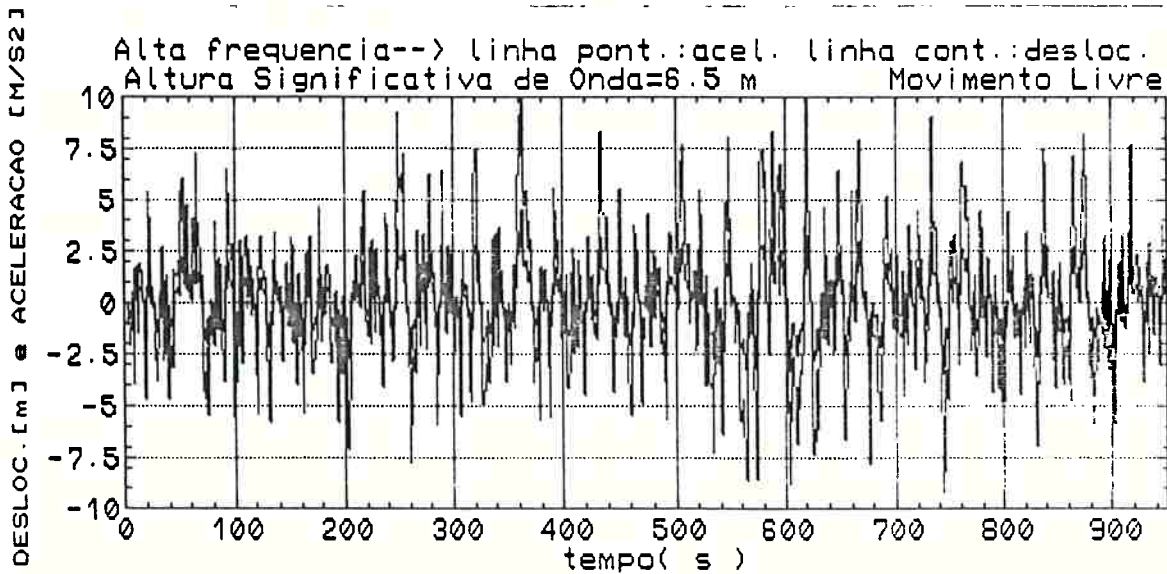


Figura 5.7f: Deslocamento e Aceleração Não Modelada Alta Frequência-Ondas Irregulares

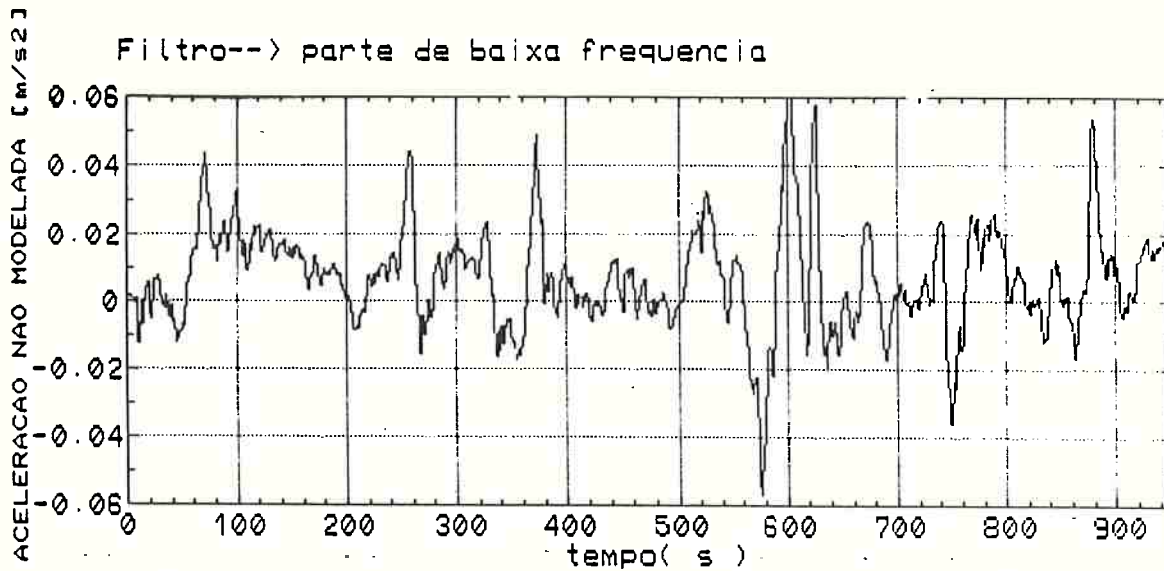


Figura 5.7g: Aceleração Não Modelada Lenta-Ondas Irregulares

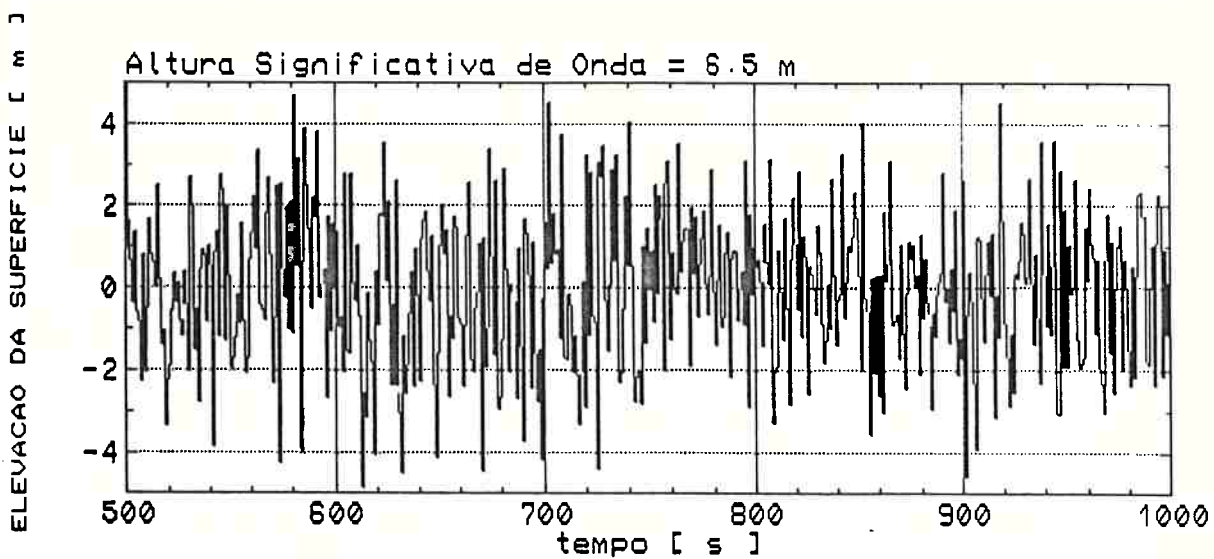


Figura 5.7h: Elevação da Superfície do Mar ("Real")

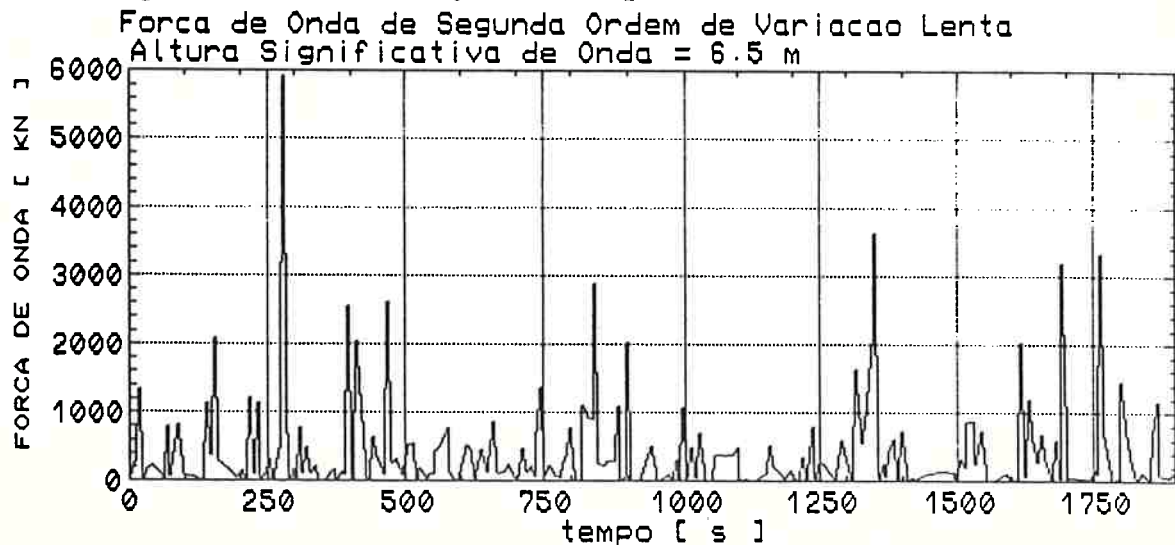


Figura 5.7i: Força de Segunda Ordem "Real"-Ondas Irregulares

5.4.2.2 MOVIMENTO CONTROLADO

Conforme elucidado no decorrer do trabalho, utilizou-se técnicas diversas no tratamento do problema de controle. Recordando, utilizou-se técnicas do controle moderno, mais propriamente o controle ótimo (LQG), técnicas de controle adaptativo para um sistema digitalizado e auxiliariamente técnicas do controle clássico.

Na seção 2.6.3, que trata do controle clássico, mostra-se que o comportamento de um sistema qualquer pode ser previsto pelo estudo da alocação de seus pólos. Usando-se os ganhos de controle ótimo, calculados usando o índice (IV.22), calculou-se os pólos do sistema. Variando-se V e T em (IV.22), obtém-se soluções numéricas diversas para os ganhos de controle, através da regressão da matriz de Riccati no tempo (2). A convergência do procedimento numérico no cálculo da matriz de Riccati, a estabilização do sistema e a obtenção de magnitudes de empuxo dentro de uma faixa razoável foram as figuras de mérito para balizar a escolha dos ganhos. Os pólos calculados, via de regra, possuíam parte imaginária pequena ou eram reais puros. Isto é, apesar de estabilizarem o sistema, os ganhos de controle determinam constantes de amortecimento ζ próximos a 1,0 (amortecimento crítico). Conforme a seção 2.6.3.1, este parâmetro deve situar-se entre 0,5 e 0,8. Realizaram-se sem êxito inúmeras tentativas de obter ganhos de controle ótimos, que determinassem uma alocação de pólos mais satisfatória.

Uma explicação para o desempenho aquém do esperado do controle ótimo se deve ao fato de a reavaliação dos valores de controle ocorrer a intervalos de tempo determinados pela modulação dos propulsores, no caso, inferior a 0,3 Hz. Em outras palavras, para que o controle fôsse ótimo seria necessário variar-se os valores de controle $U(t)$ continuamente. No entanto, esta variação ocorre apenas a intervalos iguais ou superiores ao intervalo de modulação δt_c , devido a problemas de fadiga do

sistema propulsor. Verificou-se que os pólos dominantes do sistema, usando-se o controle ótimo, ficam bastante próximos do eixo imaginário para a faixa de potência requerida dos propulsores. Sendo assim, se o sistema for subamortecido ($0 < \zeta < 1$) ele apresentará respostas muito rápidas e se a quantidade de controle não pode ser reavaliada continuamente o sistema poderá se instabilizar ou demandar energia excessiva para manter a estabilidade. Portanto, os ganhos de controle ótimo aparentemente representam a melhor solução para o problema de controle tal como colocado, pois determinam um sistema com amortecimento crítico ($\zeta = 1,0$), propiciando uma resposta mais lenta do que no caso de um sistema subamortecido, veja figura 2.6.

Para avaliar o desempenho dos controladores projetados realizou-se uma simulação onde os ganhos de controle são alocados de modo a satisfazer as condições do item 2.6.3.2 e admitindo-se que o empuxo a ser aplicado possa ser modulado continuamente. Os resultados desta simulação serviram como figura de mérito na avaliação de outros resultados, porque os pólos do sistema controlado, usando as hipóteses acima, são alocados em posições recomendadas pela teoria e a aplicação do controle é feita de maneira ideal.

Nos resultados apresentados nas próximas seções, admitiu-se que o estado de mar seja sempre o mesmo, a não ser quando explicitado. As ondas incidentes são geradas a partir de um espectro de Pierson-Moskowitz com altura significativa de 6,5 m. Supõe-se adicionalmente que não haja ventos nem correntes atuando sobre a plataforma.

5.4.2.2.1 ALOCAÇÃO DE POLOS

Os ganhos de controle usando a técnica de alocação de pólos foram obtidos para um sistema semelhante ao sistema (IV.23) onde:

$$A_c = \begin{bmatrix} -0,096 & 0,0 \\ 1,0 & 0,0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.18.1})$$

$$L_c = \begin{bmatrix} 1,0 \\ 0,0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.18.2})$$

Para fins de controle a equação (IV.24) pode ser escrita como:

$$\dot{X}_c(t) = (A_c - L_c C)X(t) \quad (\text{V.19})$$

onde

$$-CX(t) = U(t)$$

O vetor C em (V.19) tem o seguinte aspecto:

$$C = [G_v \quad G_x]$$

onde

G_v é o ganho de velocidade , e

G_x é o ganho de deslocamento.

Portanto a equação (V.19) é dada por:

$$\dot{X}_c(t) = \begin{bmatrix} -0,096 - G_v & -G_x \\ 1,0 & 0,0 \end{bmatrix} X(t) \quad (\text{V.20})$$

Balizados pela magnitude dos ganhos de controle ótimo, pelo nível de empuxo demandado e pelo desempenho do sistema controlado, escolheu-se os seguintes pólos para o sistema:

$$\sigma_1 = -0,05 - 0,05j$$

$$\sigma_2 = -0,05 + 0,05j$$

Para estes pólos tem-se:

- constante de amortecimento $\zeta = 0,707$

- frequência natural do sistema controlado $w_n = 0,0707$.

A frequência natural do sistema controlado encontra-se suficientemente afastada das frequências de excitação de forma que não ocorrerá ressonância. Para os pólos acima obtém-se os seguintes ganhos de controle:

$$G_v = 0,004$$

$$G_x = 0,005$$

As figuras 5.8a-c ilustram os resultados da simulação do movimento controlado usando os ganhos de controle acima e admitindo-se que o empuxo possa ser modulado continuamente. Na figura 5.8a verifica-se que o afastamento máximo é de aproximadamente 8,0 m, o que foi considerado bom para as condições simuladas. Infelizmente não se encontrou resultados publicados que utilizassem as mesmas condições de excitação utilizadas aqui. O desempenho do controlador para a velocidade de avanço é ilustrado na figura 5.8b. Percebe-se aí que o controlador leva a velocidade de baixa frequência a oscilar ao redor da velocidade nula.

O gasto de energia utilizando este controlador pode ser avaliado pela análise da figura 5.8c, onde se ilustra o empuxo produzido pelos propulsores. Nota-se que o empuxo produzido tem características oscilatórias, o que pode ser uma indicação de perda de energia no processo de controle. Como a única preocupação aqui é criar figuras de mérito para o controlador, não se faz a análise dos resultados do filtro. O desempenho do filtro para o sistema controlado é avaliado no caso do controlador

ótimo, quando se trabalha em condições mais próximas da realidade.

A seguir, usando a mesma técnica anteriormente exposta, investiga-se o comportamento do sistema para um controlador que atue também sobre a integral do afastamento em avanço. A equação de controle é agora desenvolvida para o vetor de estados (V.5) e portanto para as matrizes (V.6). Neste caso, usando os mesmos critérios utilizados na escolha dos pólos para o sistema de segundo grau, impõe-se o seguinte conjunto de autovalores para o sistema controlado:

$$\sigma_1 = -0,025 - 0,025j$$

$$\sigma_2 = -0,025 + 0,025j$$

$$\sigma_3 = -0,05$$

Para um sistema com estes pólos tem-se:

$$\zeta = 0,707$$

$$w_{nc} = 0,0353 \text{ rad/s}$$

Portanto, a frequência natural do sistema controlado se encontra suficientemente afastada das frequências de excitação, garantido-se, assim, a não ocorrência de ressonância. Aplicando-se o procedimento do item 6.3.2 obtém-se os seguintes ganhos para o sistema:

$$G_v = 0,004$$

$$G_x = 0,00375$$

$$G_i = 0,0000625$$

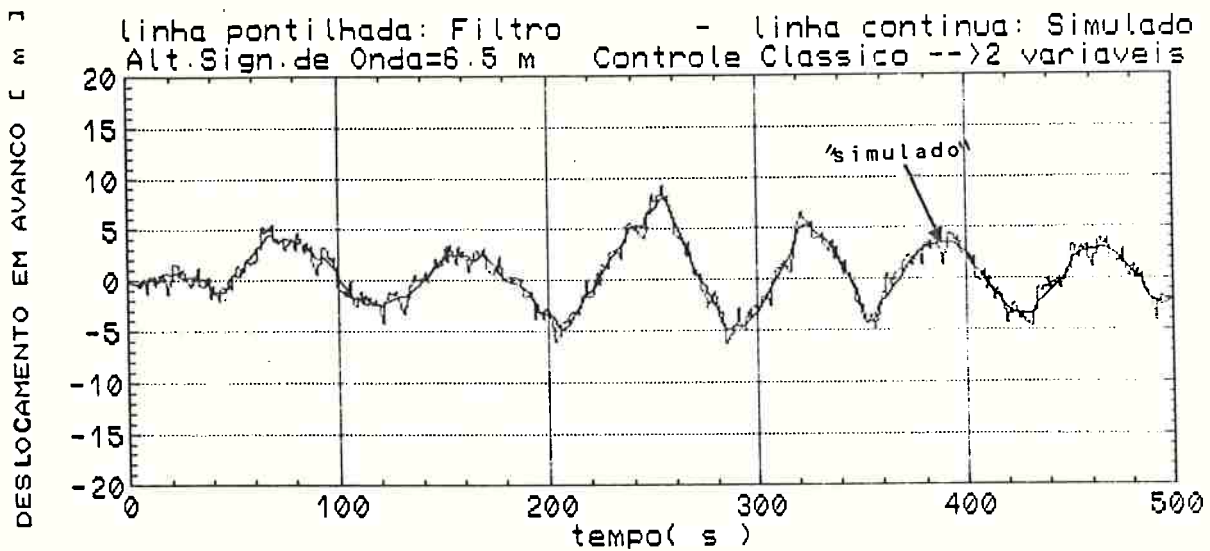


Figura 5.8a: Deslocamento Controlado por Alocação de pólos
 2 Variáveis de Estado

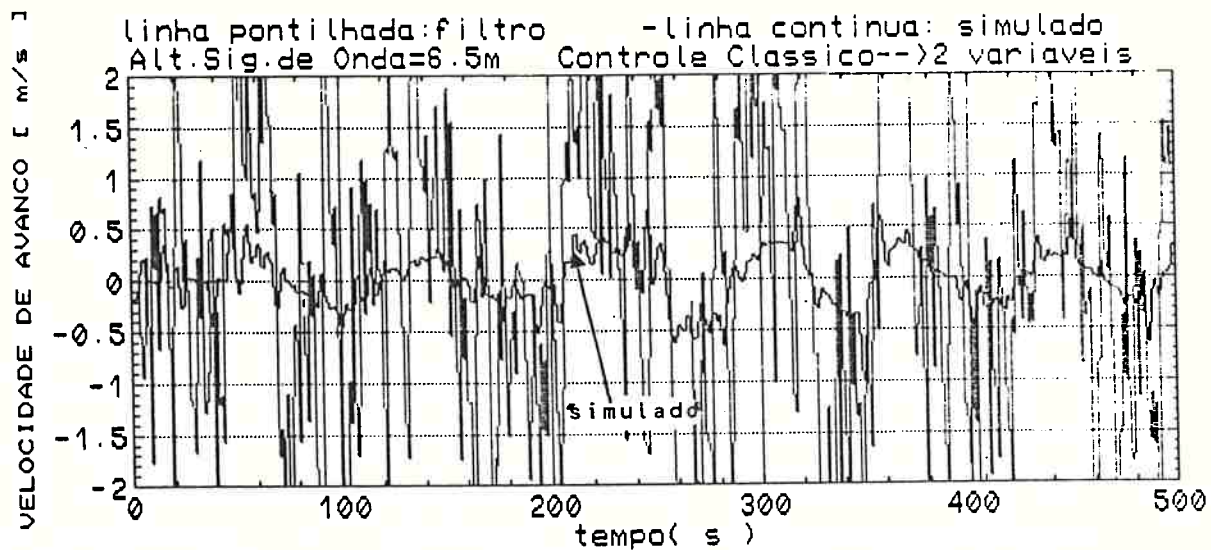


Figura 5.8b: Velocidade Controlada por Alocação de Pólos
 2 Variáveis de Estado

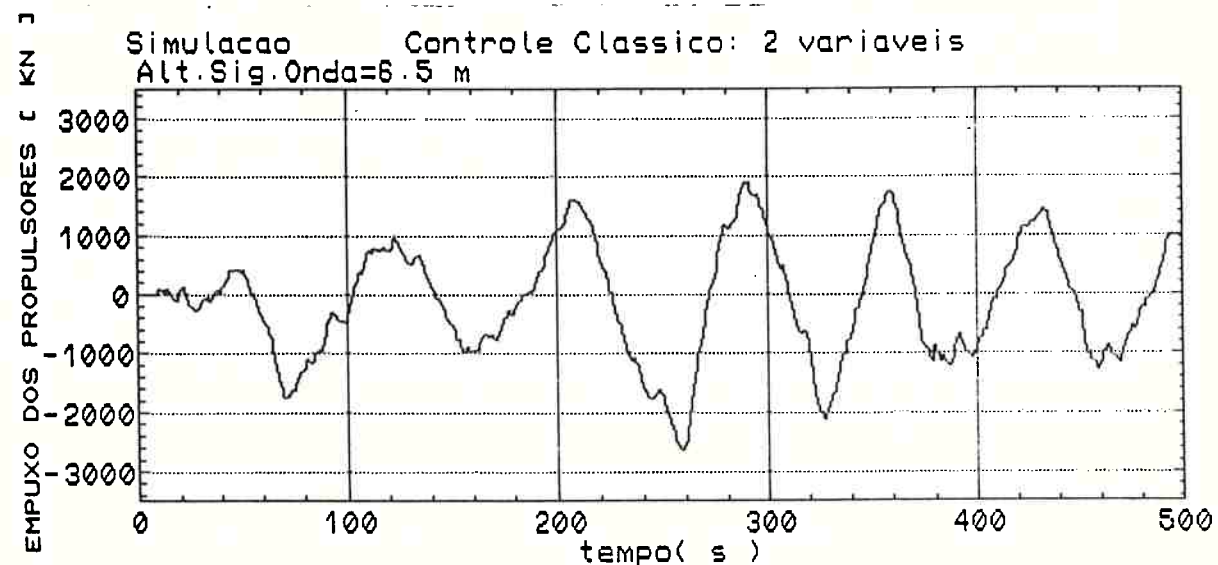


Figura 5.8c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
 Alocação de Pólos - 2 Variáveis de Estado

Os resultados da simulação usando os ganhos acima são apresentados nas figuras 5.9a-c, que servem como figura de mérito para os casos em que se usar um controlador para o vetor de estado (V.5). Nota-se que este controlador reduz significativamente as amplitudes do deslocamento, figura 5.9a, e da velocidade, figura 5.9.b. O empuxo utilizado, figura 5.9c, no entanto, é magnificado, chegando nos 370 s no empuxo disponível máximo.

5.4.2.2.2 CONTROLADOR OTIMO

O controlador ótimo é inicialmente desenvolvido para o sistema (IV.23), portanto, a matriz da planta a controlar e a matriz de entradas são as mesmas que em (V.18). As matrizes de peso para o índice de desempenho (IV.34), que produziram os melhores resultados para este caso foram:

$$V = \begin{bmatrix} 10^{-11} & 0,0 \\ 0,0 & 0,8 \times 10^{-3} \end{bmatrix} \quad S(t_f) = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 \end{bmatrix}$$

$$T = 1000,0$$

Usando-se estas matrizes no programa PONTRY, obteve-se a seguinte solução para a matriz de Riccati:

$$S(T_0) = \begin{bmatrix} 8,90 & 0,89 \\ 0,89 & 0,09 \end{bmatrix}$$

Usando-se esta matriz na expressão (II.3.2) obtém-se os ganhos de controle ótimo:

$$G_v = 0,0089040$$

$$G_x = 0,0008944$$

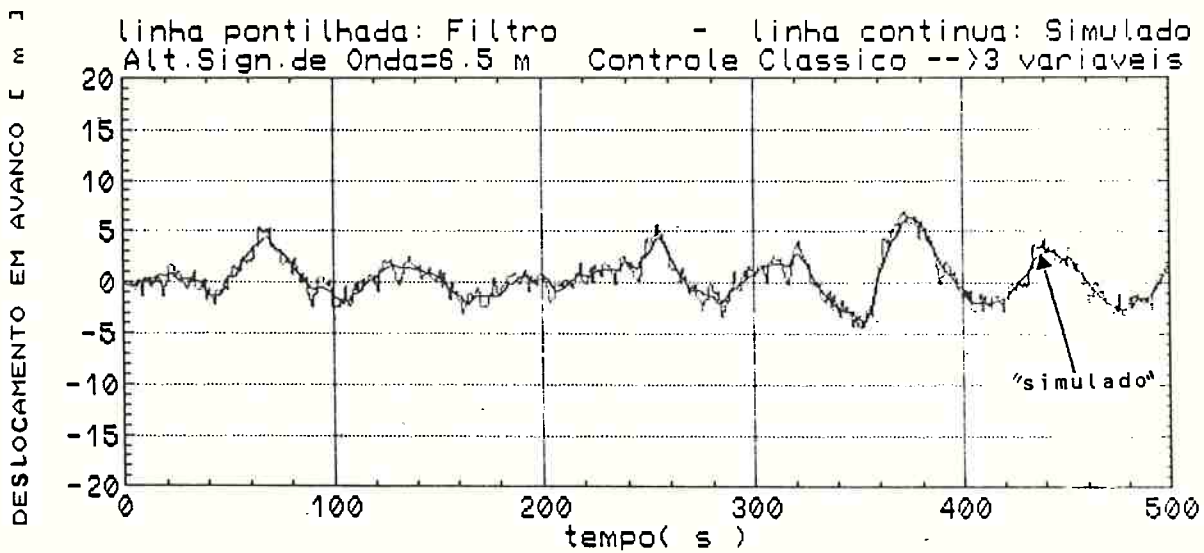


Figura 5.9a: Deslocamento Controlado por Alocação de Pólos
 3 Variáveis de Estado

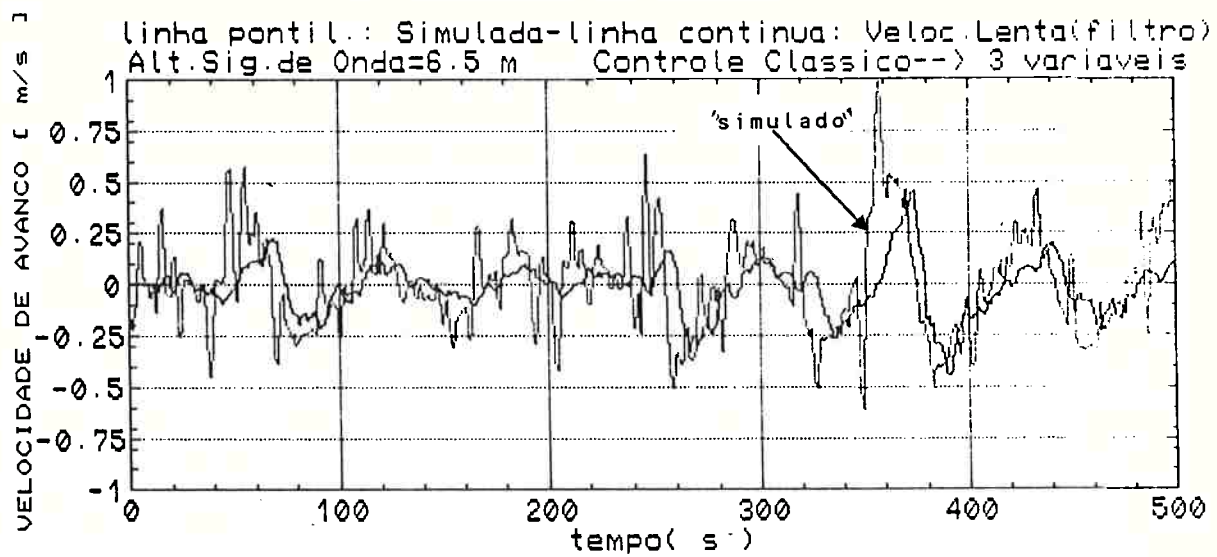


Figura 5.9b: Velocidade Controlada por Alocação de Pólos
 3 Variáveis de Estado

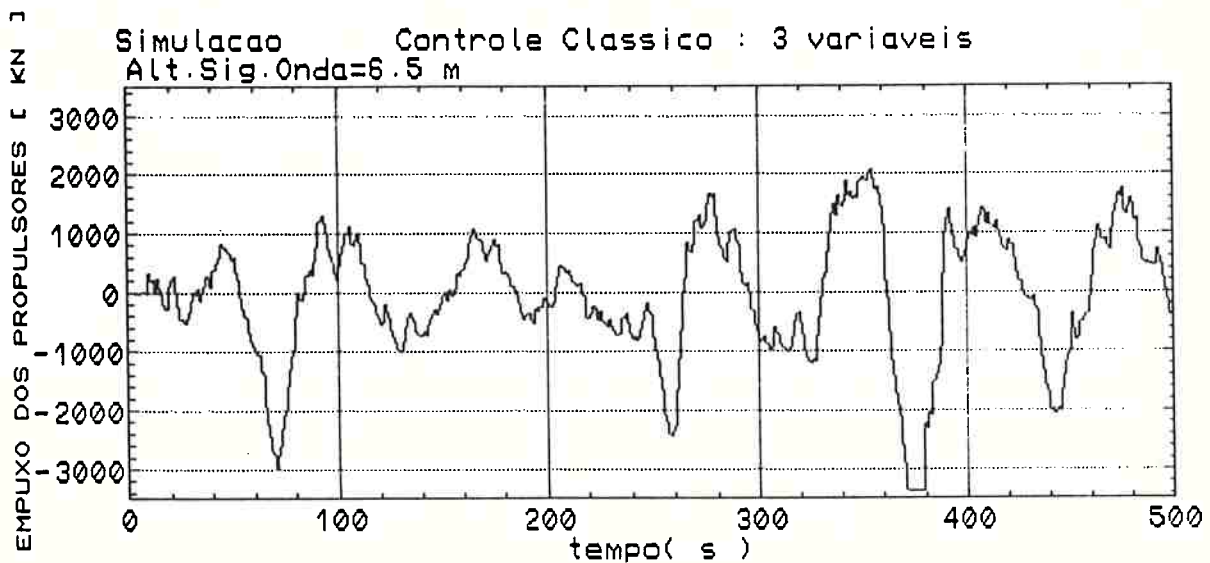


Figura 5.9c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
 Alocação de Pólos - 3 Variáveis de Estado

Os pólos do sistema controlado para os ganhos anteriores são:

$$\sigma_1 = - 0,095$$

$$\sigma_2 = - 0,0094$$

Como os pólos são reais puros, o sistema tem amortecimento crítico. As figuras 5.10a-c ilustram o comportamento do sistema controlado usando os ganhos de controle ótimo obtidos acima. Na figura 5.10a estão ilustrados o deslocamento medido e o filtrado. Como definido anteriormente, o deslocamento medido é o deslocamento simulado, onde se adicionou os ruídos de medida dos sensores. Devido à má resolução não é possível distinguir-se as curvas, que praticamente se sobrepõem, mostrando a boa capacidade de estimação do filtro. Neste caso, as amplitudes máximas atingem 10,0 m na pior condição. A velocidade de baixa frequência do sistema controlado, figura 5.10b, permanece oscilatória como nos casos anteriores, porém, atinge maiores magnitudes. Conforme ilustra a figura 5.10c, neste caso no entanto, a modulação se faz a cada 21 segundos no máximo e não continuamente como no caso ilustrado em 5.8.c. O gasto de energia usando ganhos ótimos nos primeiros 500 s é de aproximadamente 198000 KNxs, enquanto que para o controle usando a alocação de pólos é de 269850 KNxs, resultados obtidos respectivamente das figuras 5.8c e 5.10c. Este resultado aponta a solução que utiliza o controle ótimo como mais satisfatória, indicando que as vantagens obtidas em termos de economia de energia são obtidas à custa de uma menor capacidade de manter a posição desejada.

A seguir apresenta-se os resultados do sistema controlado utilizando a integral do afastamento como a terceira variável de controle. As matrizes de peso para o índice de desempenho são agora:

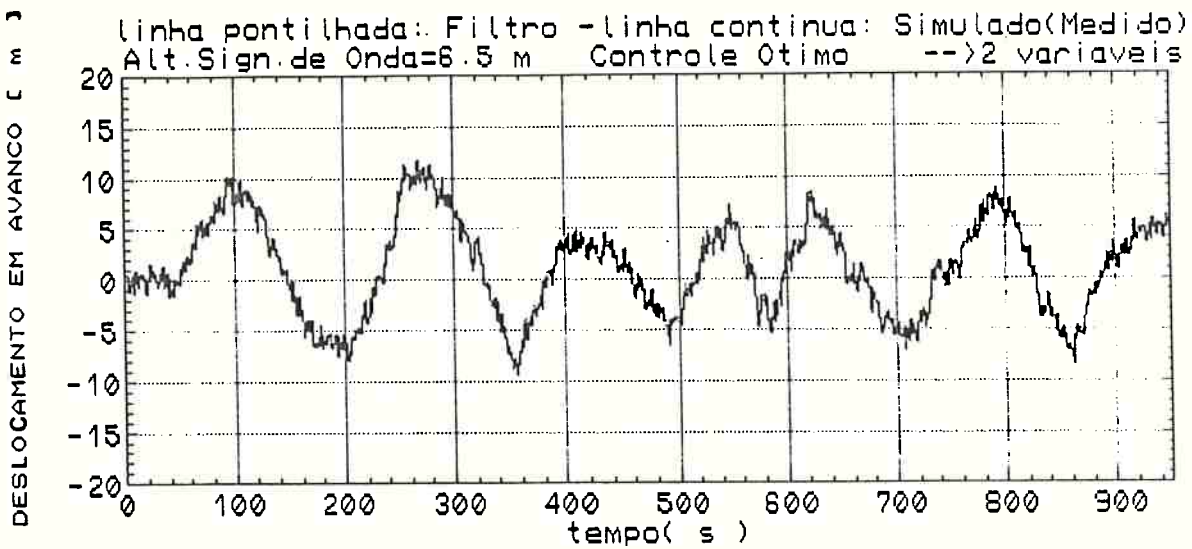


Figura 5.10a: Deslocamento Controlado - Controle LQG
 2 Variáveis de Estado

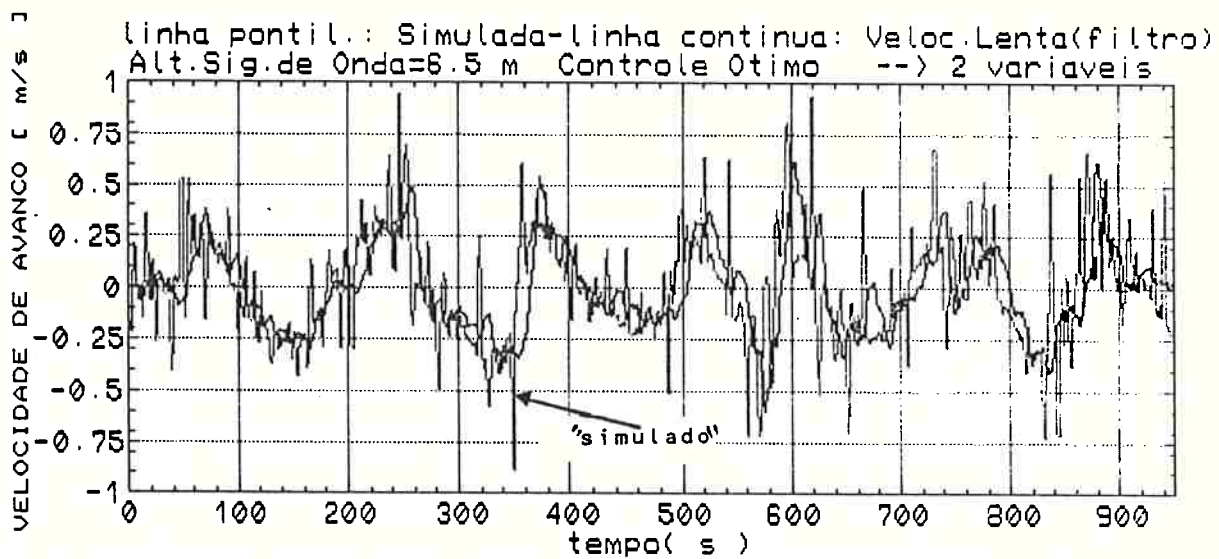


Figura 5.10b: Velocidade Controlada - Controle LQG
 2 Variáveis de Estado

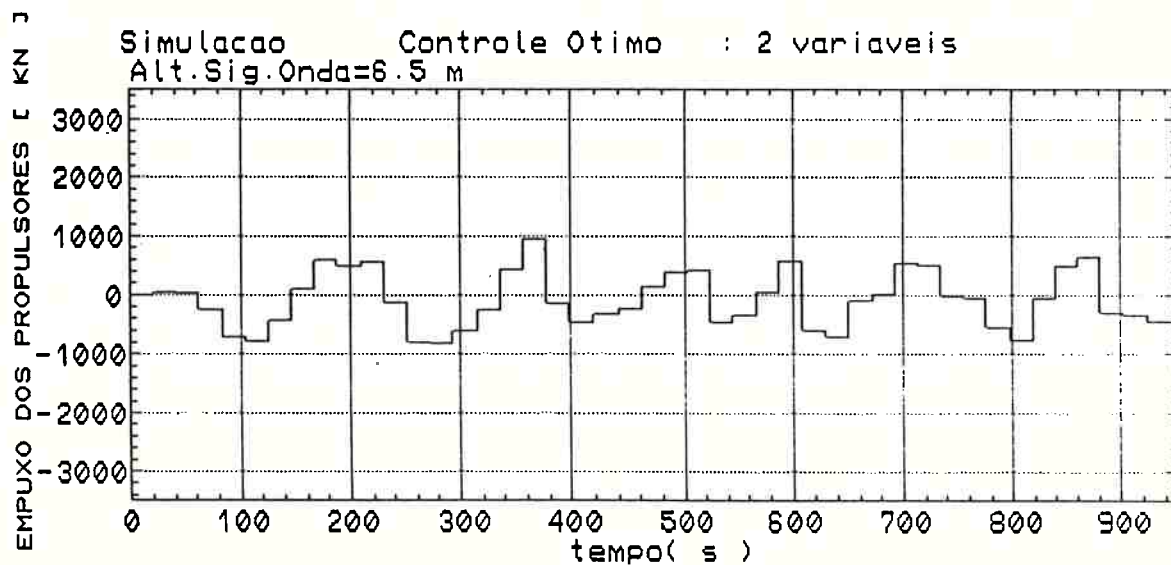


Figura 5.10c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
 Controle LQG - 2 Variáveis de Estado

$$V = \begin{bmatrix} 10^{-11} & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,8 \times 10^{-4} & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,15 \times 10^{-7} \end{bmatrix}$$

$$T = 1000,00$$

$$S(t_f) = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 \end{bmatrix}$$

Para estas matrizes resultou a seguinte solução da equação de Riccati:

$$S(t_0) = \begin{bmatrix} 9,40 & 0,95 & 0,38 \times 10^{-2} \\ 0,95 & 0,09 & 0,40 \times 10^{-3} \\ 0,38 \times 10^{-2} & 0,41 \times 10^{-3} & 0,37 \times 10^{-5} \end{bmatrix}$$

Com a matriz acima pode-se determinar os ganhos de controle de realimentação através de (II.4.2):

$$C = -T^{-1}L_c^T S$$

Conhecidos os ganhos de controle, a aceleração de empuxo de realimentação é calculada através de (IV.25):

$$U(t) = \begin{bmatrix} c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_b(t) \\ x_b(t) \\ x_{b_i}(t) \end{bmatrix} \quad (V.21)$$

Os ganhos de controle ótimo são dados por :

$$G_v = 0,0094021436$$

$$G_x = 0,0009468059 \quad (V.22)$$

$$G_{x_i} = 0,0000038729$$

Os pólos do sistema para os ganhos acima são:

$$\sigma_1 = - 0,0047 - 0,004223j$$

$$\sigma_2 = - 0,0047 + 0,004223j$$

$$\sigma_3 = - 0,09596$$

O fator de amortecimento para os pólos dominantes é $\zeta=0,745$. A frequência natural do sistema controlado é $w_n = 0,00618$ rad/s. Esta frequência se encontra bastante afastada das frequências de excitação, indicando que não ocorrerá ressonância. Os resultados obtidos estão ilustrados neste caso nas figuras 5.11a-k.

Comparando-se as figuras 5.10a e 5.11a, observa-se que, apesar das amplitudes de deslocamento máximo não terem sido reduzidas, o sistema controlado tem um comportamento mais satisfatório. Na figura 5.10a estão ilustrados o comportamento "real" simulado (linha tracejada), o comportamento medido (linha pontilhada), portanto incluindo o ruído de observação e o deslocamento lento de baixa frequência produzido pelo filtro (linha contínua). Observa-se que o filtro acompanha o estado "real" muito bem e que além disso elimina muito bem o componente de alta frequência produzido pelos sensores e pelas forças de onda de primeira ordem. A comparação das figuras 5.10b e 5.11b, não permite concluir se o controle da velocidade de deslocamen-

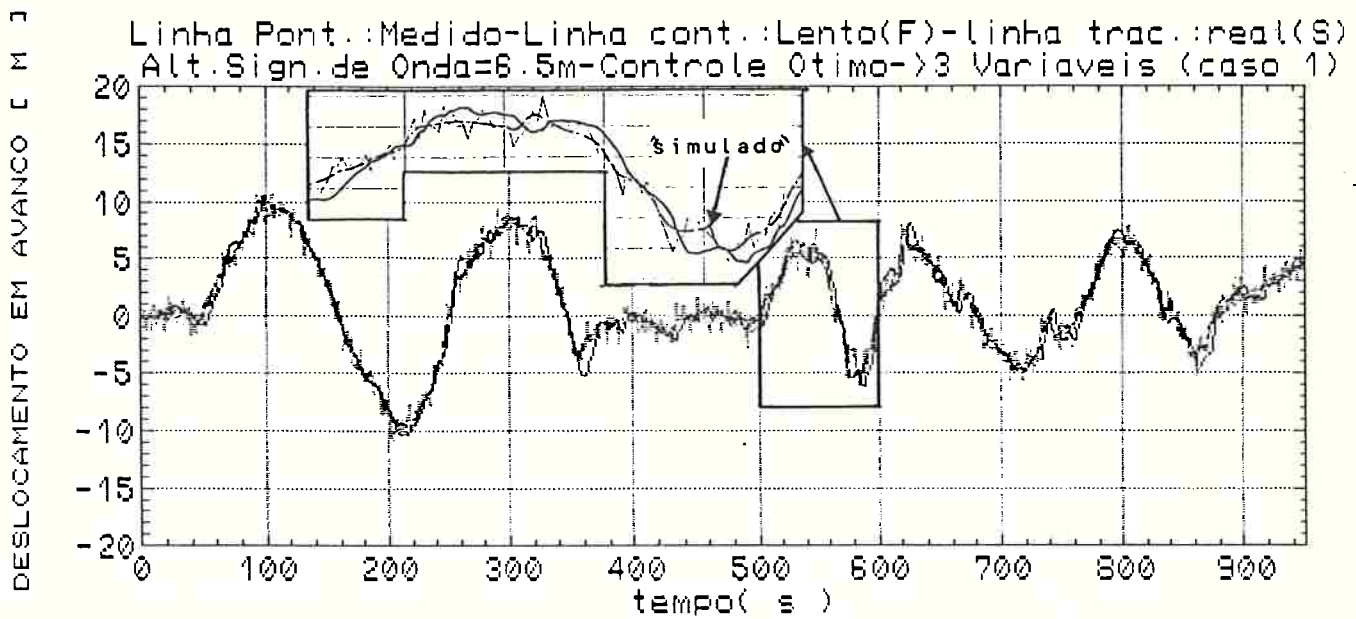


Figura 5.11a: Deslocamento "Real", Medido e Estimado Lento
 Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1

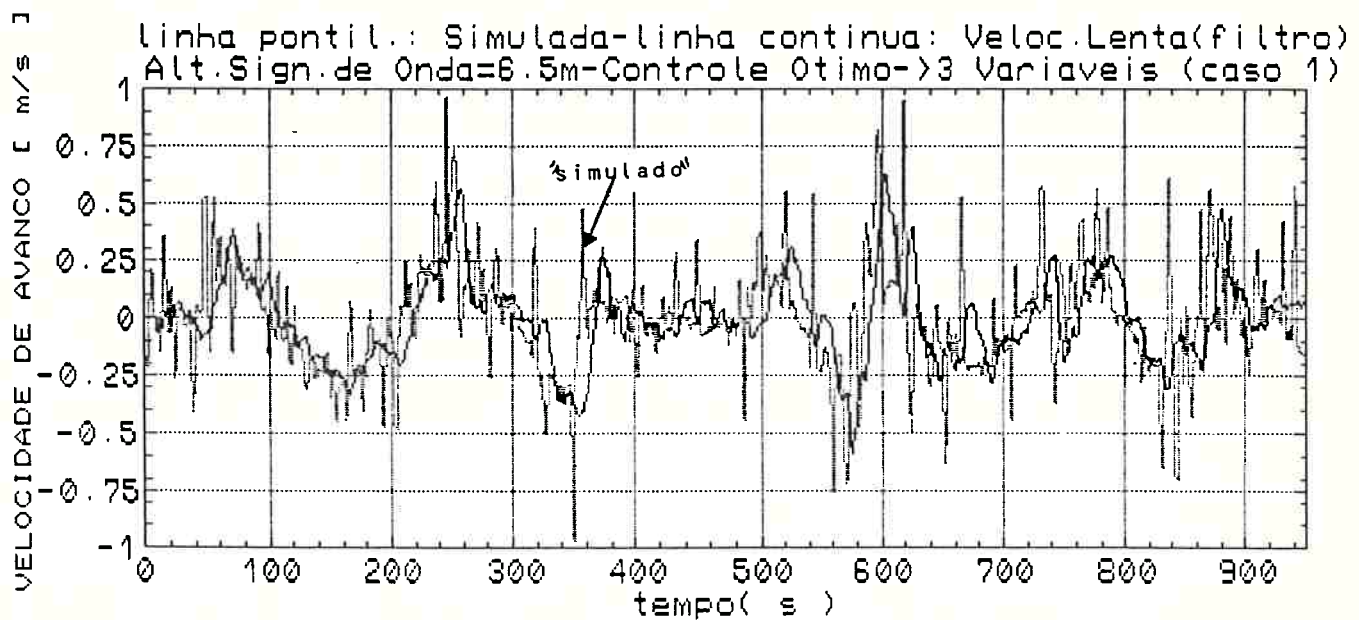


Figura 5.11b: Velocidade "Real" e Estimada Lenta
 3 Variáveis - Caso 1

to lento foi de alguma forma influenciado quando se inclui a integral do afastamento como a terceira variável de controle.

A figura 5.11c mostra que o filtro também elimina os componentes de alta frequência da velocidade.

Outra prova do ótimo desempenho do filtro é encontrada na figura 5.11d, que ilustra a curva do resíduo estimado e as curvas de rqm. Percebe-se que estas praticamente envolvem a curva do resíduo e que os resíduos, linha contínua na figura 5.11d, são bem menores que os valores que se procurou estimar, linha tracejada na figura 5.11a.

As figuras 5.11e-g ilustram alguns ganhos do filtro durante o período simulado. Em todos os casos percebe-se a adaptatividade do filtro.

Na figura 5.11h está ilustrada a aceleração de baixa frequência para este caso, que apresenta magnitudes compatíveis com as forças de segunda ordem, cuja magnitude máxima deve ser aproximadamente $0,1 \text{ m/s}^2$, sendo $0,0016 \text{ m/s}^2$ um valor médio típico.

A figura 5.11i ilustra os deslocamentos e acelerações não modeladas de alta frequência estimadas pelo filtro. Como desejado, os sinais tem médias nulas e amplitudes razoáveis. Além disso, são proporcionais entre si, indicando que a lei física, segundo a qual a força de onda de primeira ordem é proporcional à amplitude de onda, não foi desrespeitada.

O empuxo utilizado para manter a posição está ilustrado na figura 5.11j. Verifica-se um desempenho um pouco melhor, neste caso, já que o consumo de energia, área sob a curva, é menor neste caso do que caso anterior, veja figura 5.10c.

A seguir investiga-se o comportamento do sistema, quando o gasto de energia e o desgaste dos equipamentos forem considerados secundários na tarefa de controle. Para simular-se esta situação admite-se um peso pequeno para o gasto de energia no índice de desempenho (IV.34). Procedendo desta forma obtém-se, por exemplo, os seguintes ganhos de controle:

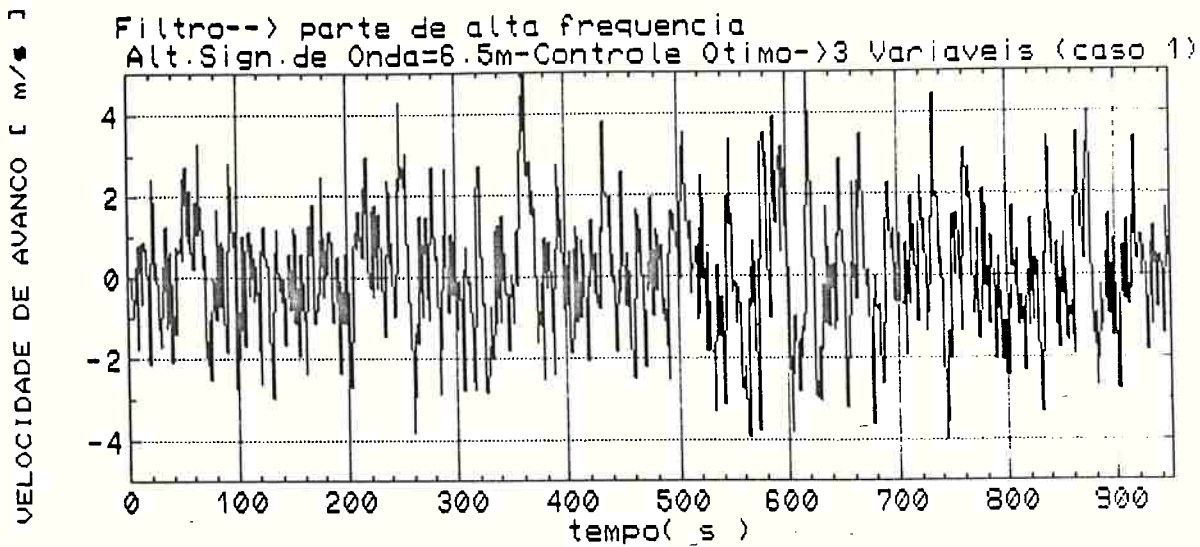


Figura 5.11c: Velocidade de Alta Frequência- Controle LQG
 3 Variáveis - Caso 1

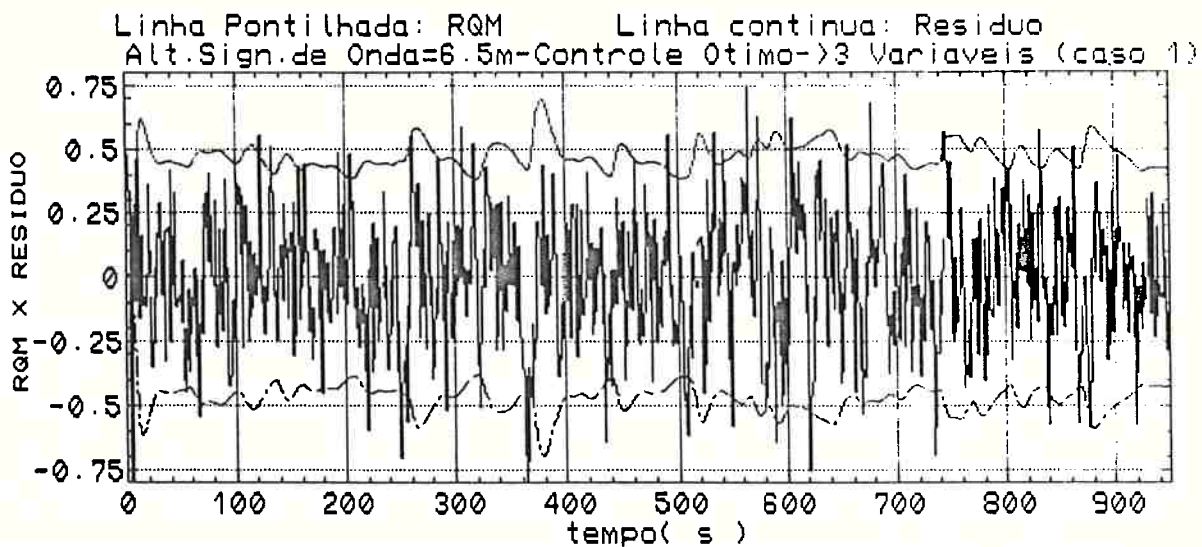


Figura 5.11d: Curvas da Raiz Quadrática Média e Resíduos
 Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1

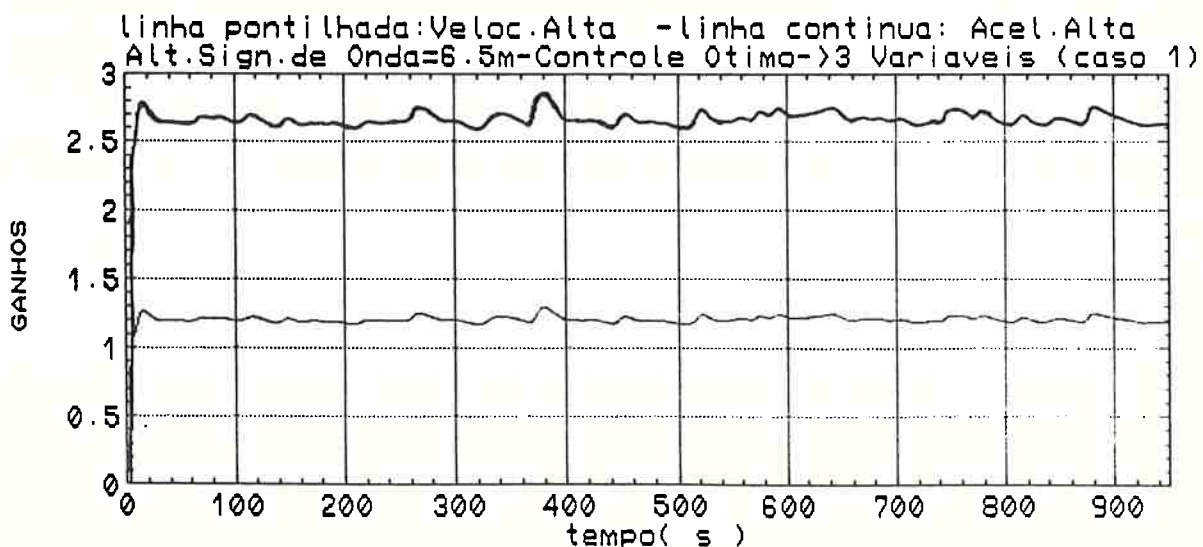


Figura 5.11e: Ganhos do Filtro para Velocidade e Aceleração
 Não Modelada-Alta Frequência-Controlé LQG-3 Variáveis

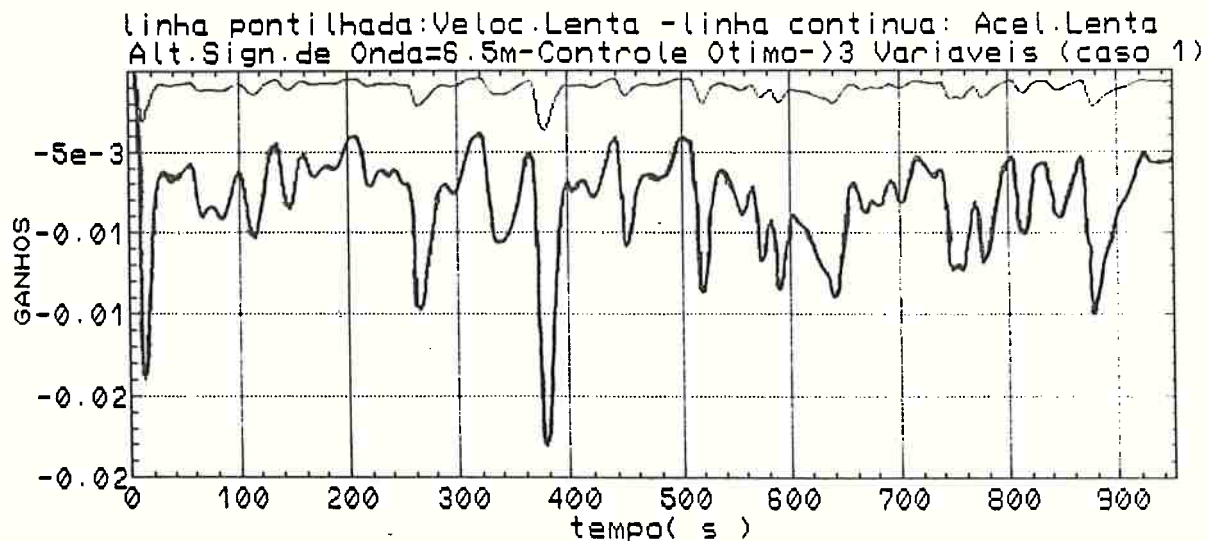


Figura 5.11f: Ganhos do Filtro para Velocidade e Aceleração Não Modelada Lentas - Controle LQG - 3 Variáveis

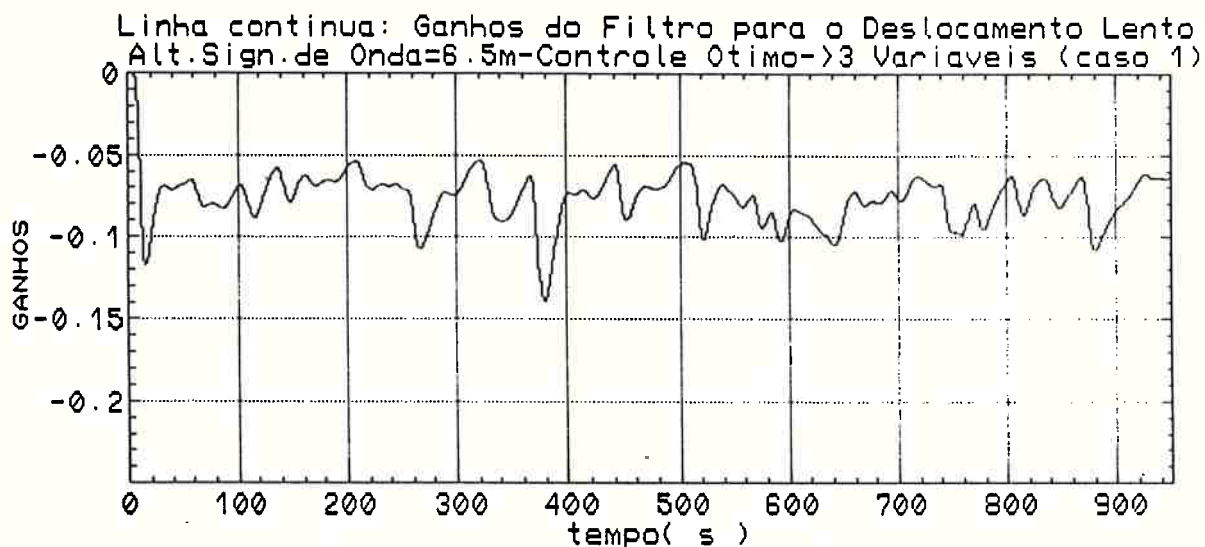


Figura 5.11g: Ganhos do Filtro para o Deslocamento Lento Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1

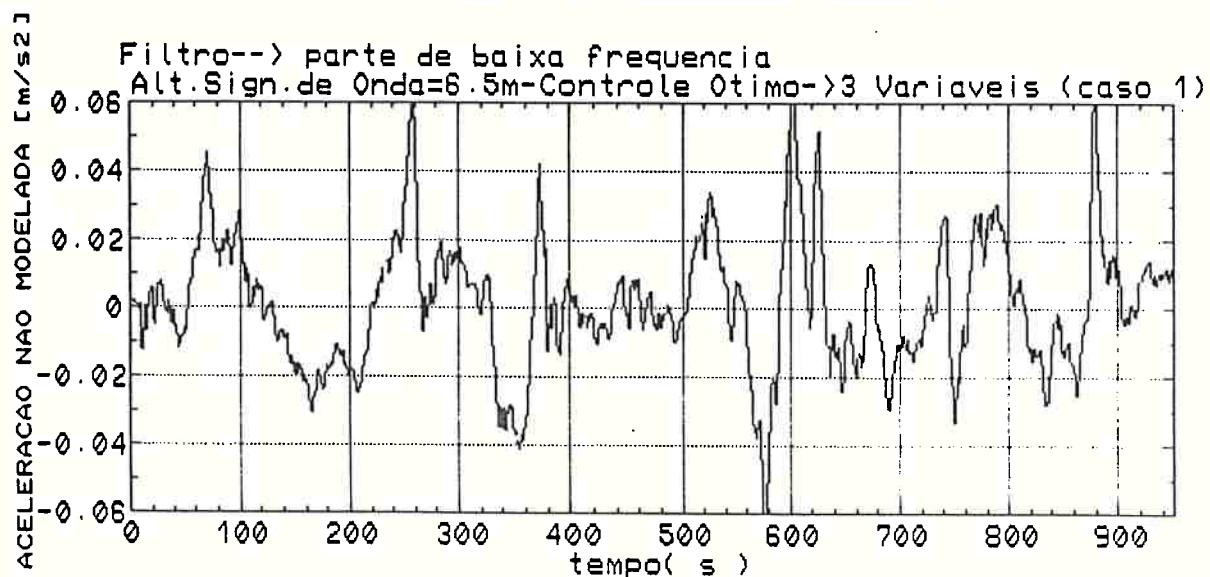


Figura 5.11h: Aceleração Não Modelada Lenta Controle LQG - 3 Variáveis - Caso 1

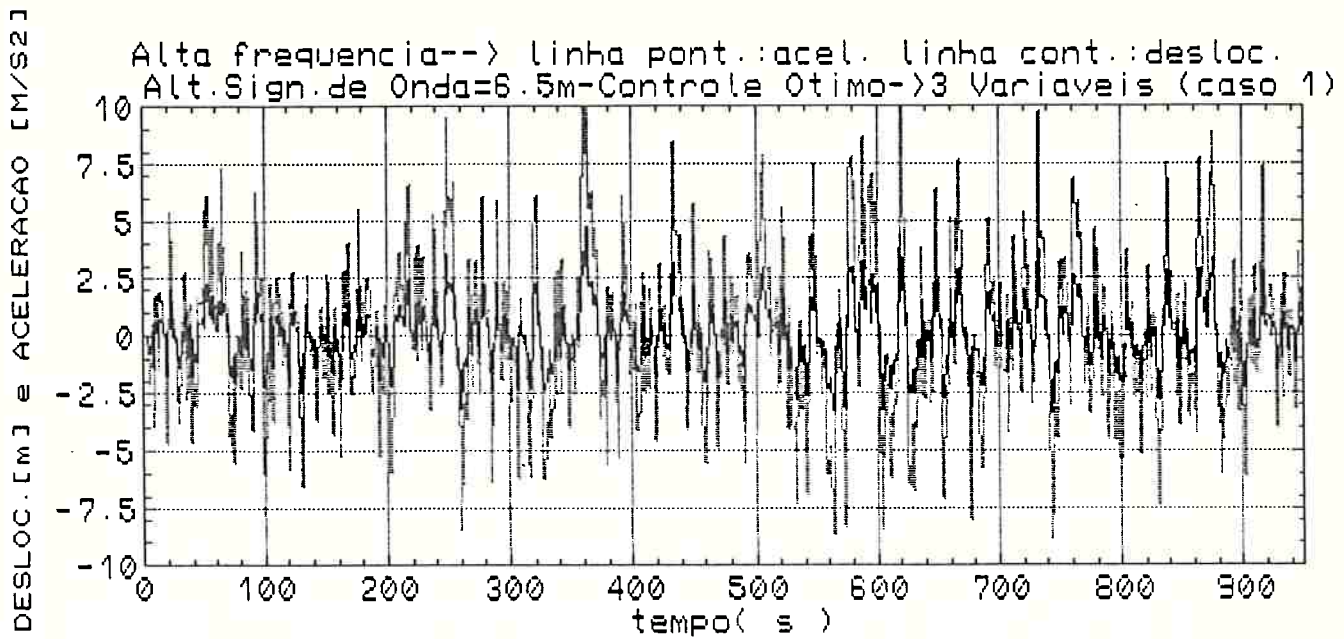


Figura 5.11i: Aceleração Não Modelada e Deslocamento
 Alta Frequência- Controle LQG - 3 Variáveis

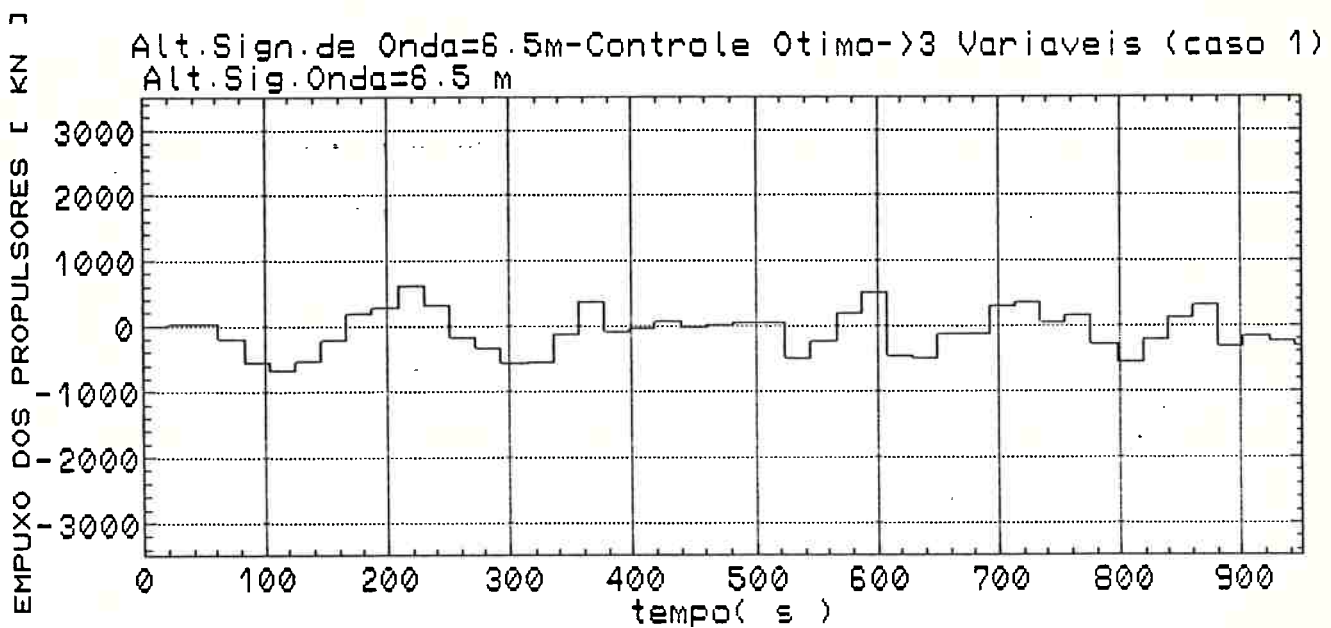


Figura 5.11j: Empuxo Demandado-Controle LQG-3 Variáveis-Caso 1

$$G_v = -0,28926883$$

$$G_x = -0,06954500$$

$$G_{x_1} = -0,00343$$

Estes ganhos determinam os pólos dominantes que definem as seguintes propriedades para o sistema controlado:

$$\zeta = 1,0$$

$$w = 0,47 \times 10^{-4}$$

O comportamento do sistema para estes ganhos é ilustrado nas figuras 5.12a-c. Verifica-se nestas figuras que pode-se determinar condições de comportamento bastante rigorosas para a plataforma. Naturalmente o gasto de energia, figura 5.12c, aumenta com a precisão do posicionamento e da velocidade da plataforma.

Para se verificar a robustez do controlador ótimo, utilizando-se os ganhos (V.22), simulou-se o comportamento da plataforma para condições de excitação diversas daquelas para as quais os ganhos foram escolhidos. Para esta simulação admitiu-se um mar irregular com altura significativa de ondas de 4,0 m, incidindo a 40 graus. Simultaneamente age uma corrente com velocidade de 0,5 m/s, num ângulo de incidência de 35 graus.

Os resultados obtidos estão ilustrados nas figuras 5.13 a-c. Percebe-se nesta figura que apesar de se obter um sistema estável as amplitudes de deslocamento são magnificadas. O sistema de controle é bastante robusto, mas não adaptativo, indicando que melhores resultados só poderão ser conseguidos com a escolha de outros ganhos de controle para condições de mar muito diversas.

Para o caso das velocidades, nota-se que o comportamento não se distingue significativamente dos casos anteriores, como

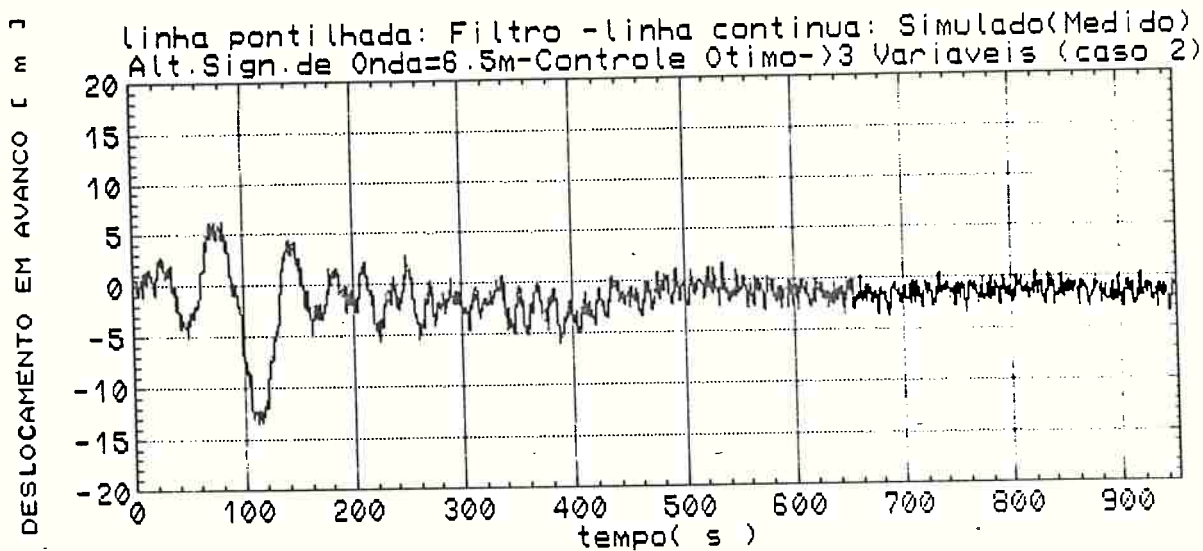


Figura 5.12a: Deslocamento Controlado- Controle LQG
 3 Variáveis de Estado - Caso 2

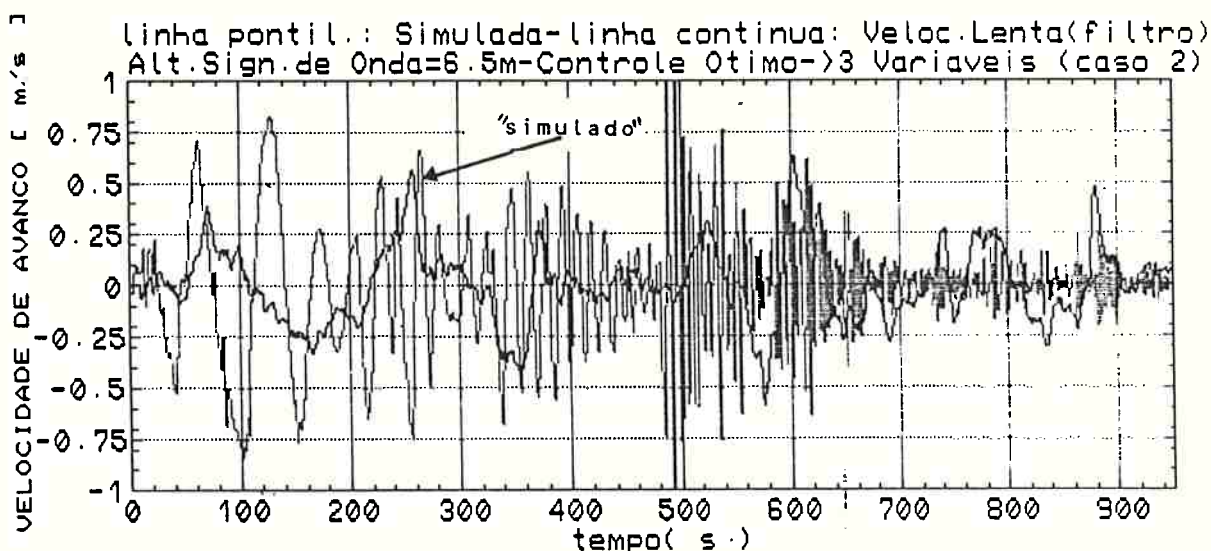


Figura 5.12b: Velocidade Controlada - Controle LQG
 3 Variáveis de Estado - Caso 2

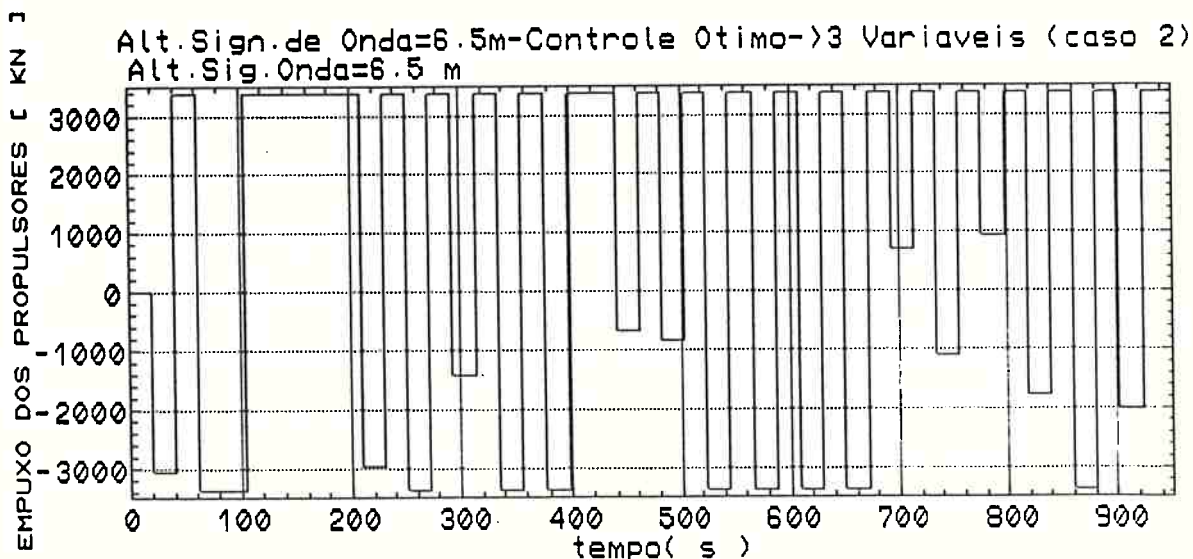


Figura 5.12c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
 Controle LQG - 3 Variáveis de Estado-Caso 2

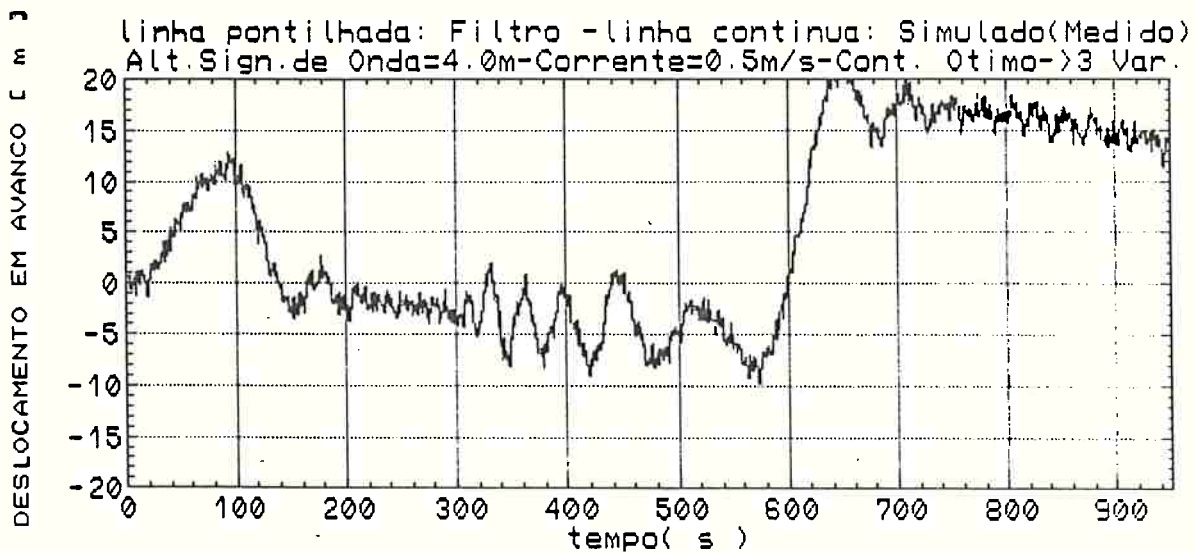


Figura 5.13a: Deslocamento Controlado - Controle LQG
 3 Variáveis de Estado - Caso 3

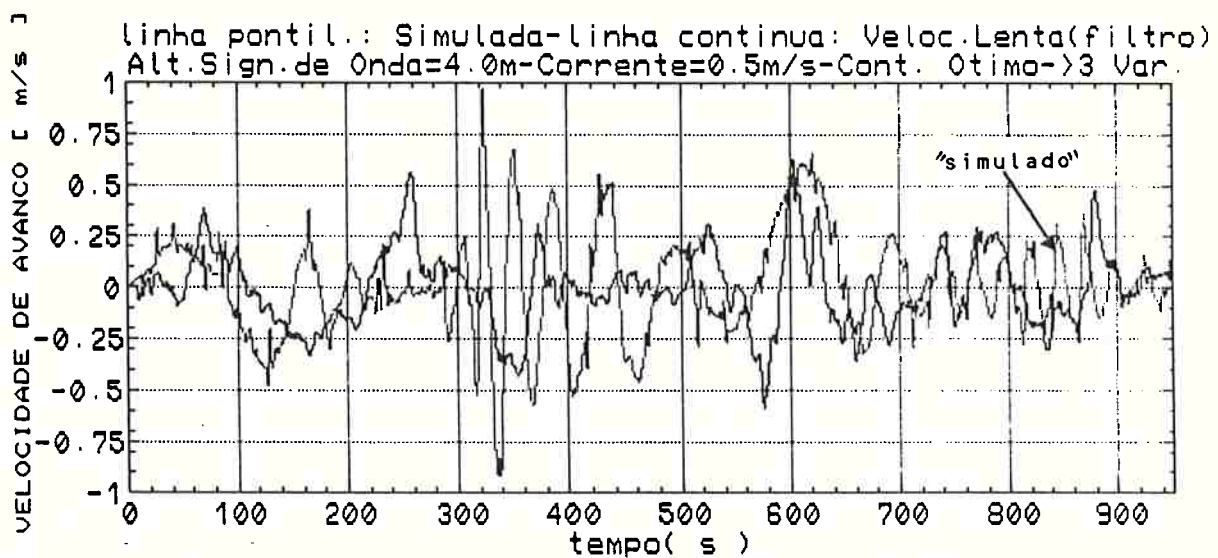


Figura 5.13b: Velocidade Controlada - Controle LQG
 3 Variáveis de Estado - Caso 3

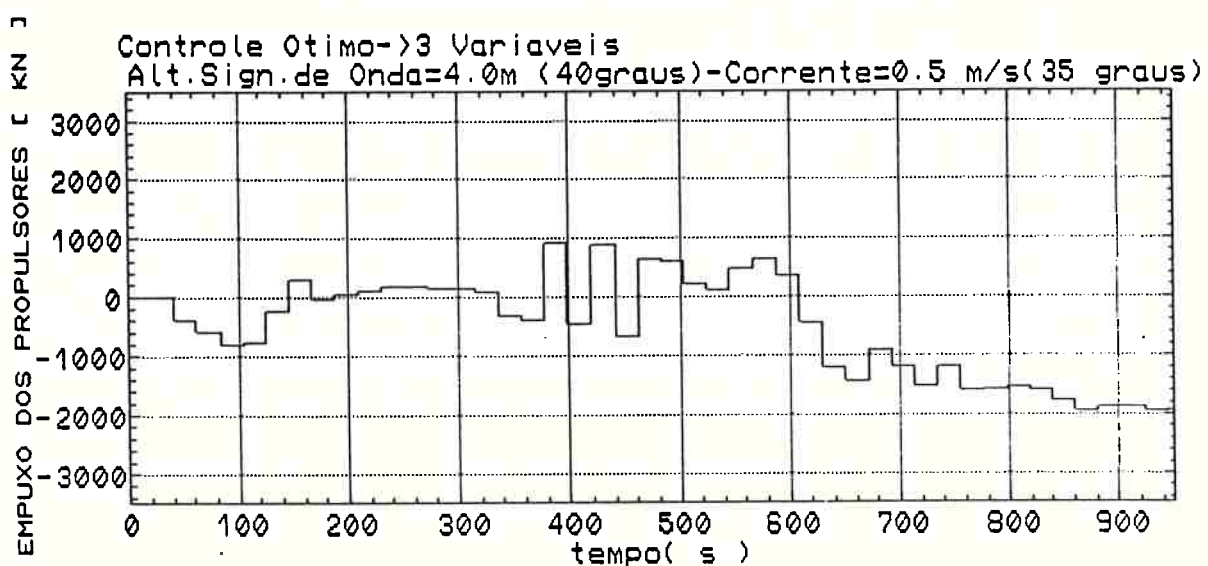


Figura 5.13c: Empuxo Demandado na Atividade de Controle
 Controle LQG - 3 Variáveis de Estado-Caso 3

permite concluir a comparação das figuras 5.11.b e 5.13b.

O gasto de energia para as condições de mar simuladas pode ser avaliado pela observação da figura 5.13c. Percebe-se aí, que a resposta do sistema de controle é um pouco lenta para o distúrbio atuante, o que leva a plataformas a deslocamentos maiores que anteriormente. De positivo verifica-se que o controlador não impõe modulações de alta magnitude ao sistema propulsor.

5.4.2.2.3 CONTROLADOR ADAPTATIVO

O controlador adaptativo é desenvolvido para o vetor de estados a controlar (V.7). A matriz da planta do sistema a controlar e do vetor de entradas são os descritos no item 5.3.4.2.2.

A quantidade de controle a aplicar é determinada pela expressão (II.79), que inclui a variância $N(k+1)$, dada por (II.78.2), na sua formulação. O procedimento para o cálculo desta variância é desenvolvido na seção 4.3.2. Ali, depois de admitir-se várias hipóteses, chega-se à seguinte expressão para esta variância:

$$N(k+1) = \text{diag}(\alpha_i \mu_s^2(k+1)) \quad , \quad 0 \leq \alpha_i \leq 1$$

onde

$\mu_s(.)$ é o valor máximo de um sinal $\mu(.)$ gerado adaptativamente durante a tarefa de controle;

α_i são parâmetros de ajuste determinados por busca exaustiva.

Conforme a seção 4.3.2, quanto menor o valor de α maior a prioridade dada à satisfação do objetivo de controle, estabelecido neste caso pela expressão (II.69).

Os valores de α_i que produziram os melhores resultados foram:

$$a_v = 0,1 \quad a_x = 0,5$$

Estes valores revelam que se deve dar maior prioridade à satisfação das especificações para a velocidade do que para o deslocamento. Este resultado coincide com aquele encontrado para o controle ótimo, onde o ganho para a correção da velocidade é da ordem de 10 vezes o ganho para a correção do deslocamento.

Os resultados obtidos neste caso estão ilustrados nas figuras 5.14a-g, sendo a figuras 5.14a' auxiliar de 5.14a. Esta simulação foi realizada para ondas irregulares com altura significativa de 6,5 m incidindo a zero grau, como no caso ilustrado no conjunto de figuras 5.10 e 5.11.

Para os parâmetros a_i escolhidos o desempenho do sistema é comparável ao desempenho usando o controle ótimo, por vezes melhor, já que as amplitudes de deslocamento geralmente são menores, como se conclui da comparação de 5.11.a e 5.14.a'.

O controlador adaptativo leva a plataforma a velocidades menores do que o controlador ótimo, como se conclui comparando as figuras 5.11b e 5.14b.

O gasto de energia na tarefa de controle usando o controle adaptativo pode ser avaliado na figura 5.14c. Comparando-se esta figura com o resultado obtido para o controlador ótimo, ilustrado na figura 5.11j, verifica-se que o controlador adaptativo leva o sistema a um melhor desempenho, uma vez que as magnitudes do deslocamento e velocidade são semelhantes nos dois casos, mas o consumo de energia é bem menor usando o controlador adaptativo.

O desempenho do filtro permanece muito bom como mostra a figura 5.14d, a curva dos resíduos permanece envolta pelas curvas de RQM, figura 5.14d, e os sinais de alta frequência têm média aproximadamente nula, mostrando que o filtro permanece separando razoavelmente bem os movimentos de alta e baixa frequência.

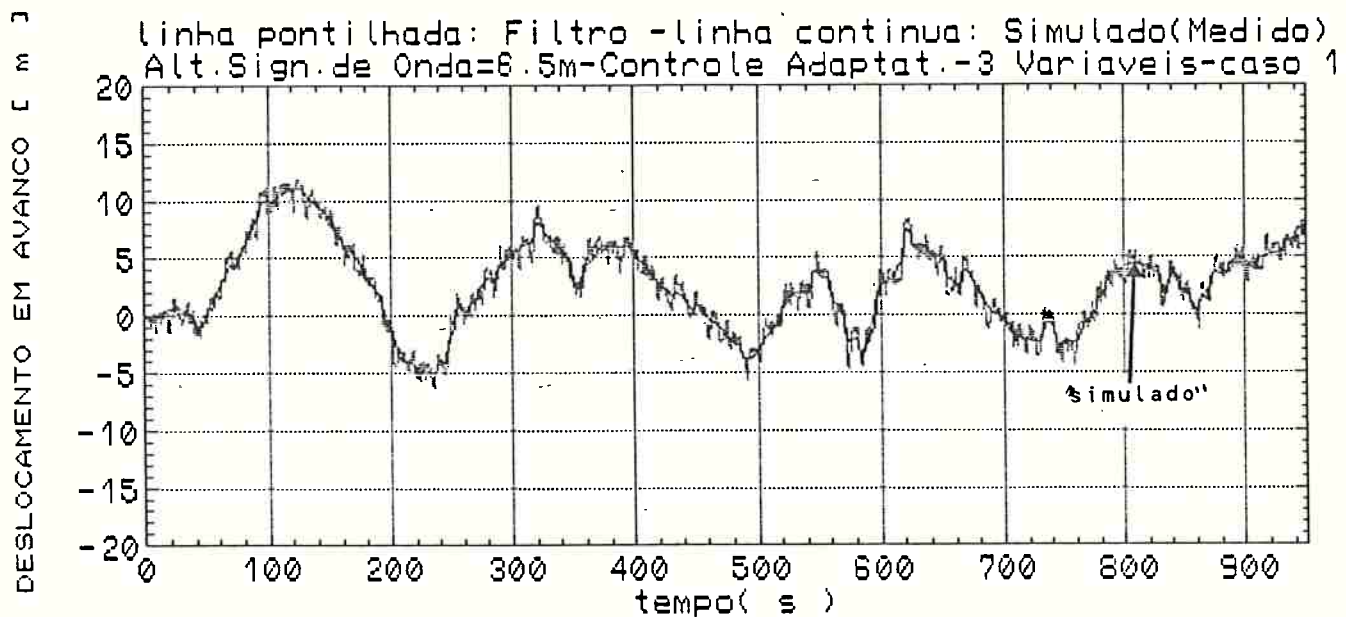


Figura 5.14a: Deslocamento Medido e Estimado
 Controle Adaptativo - Caso 1

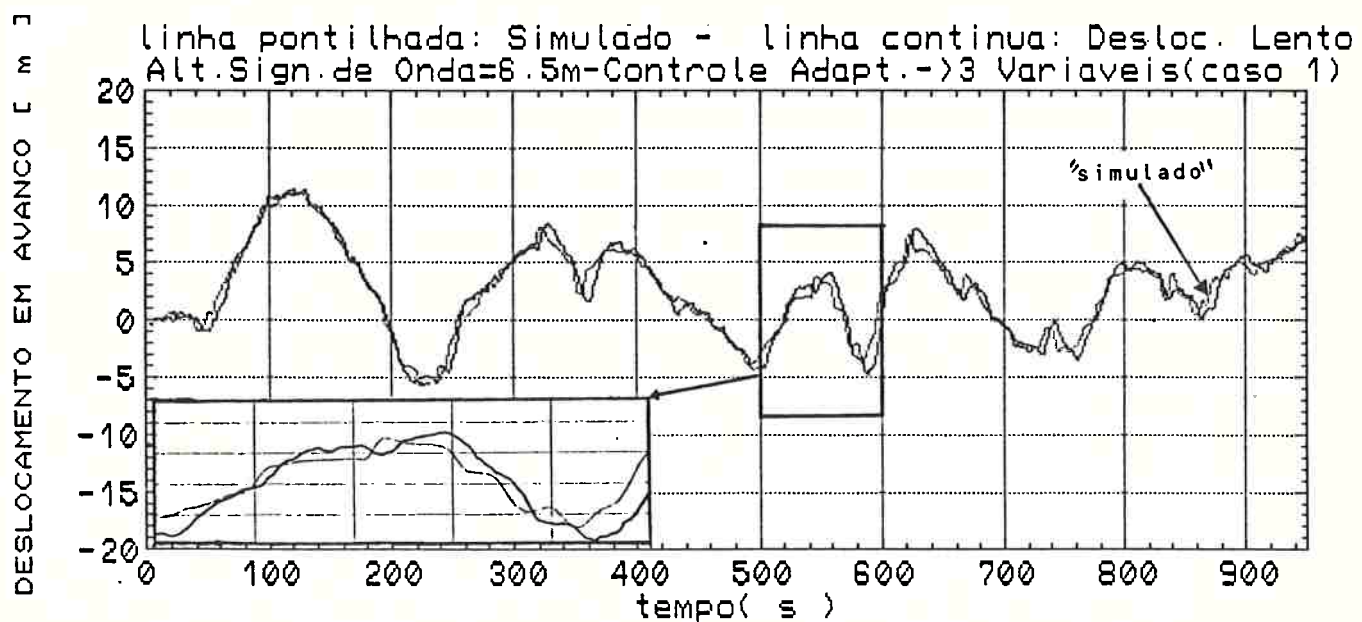


Figura 5.14a': Deslocamento "Real" e Estimado Lento
 Controle Adaptativo- Caso 1

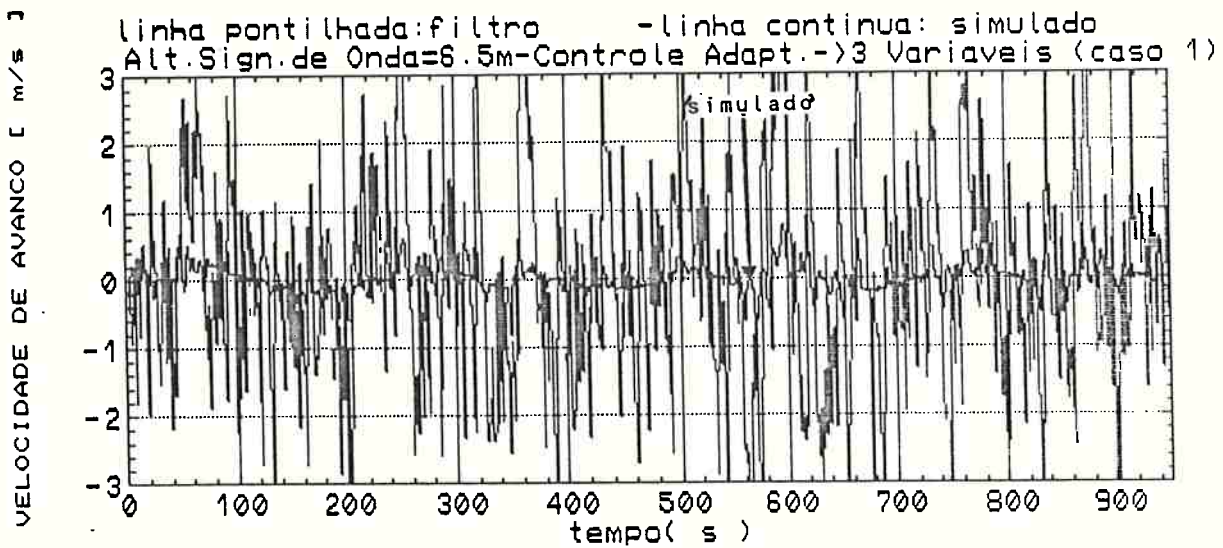


Figura 5.14b: Velocidade "Real" e Estimada
 Controle Adaptativo - Caso 1

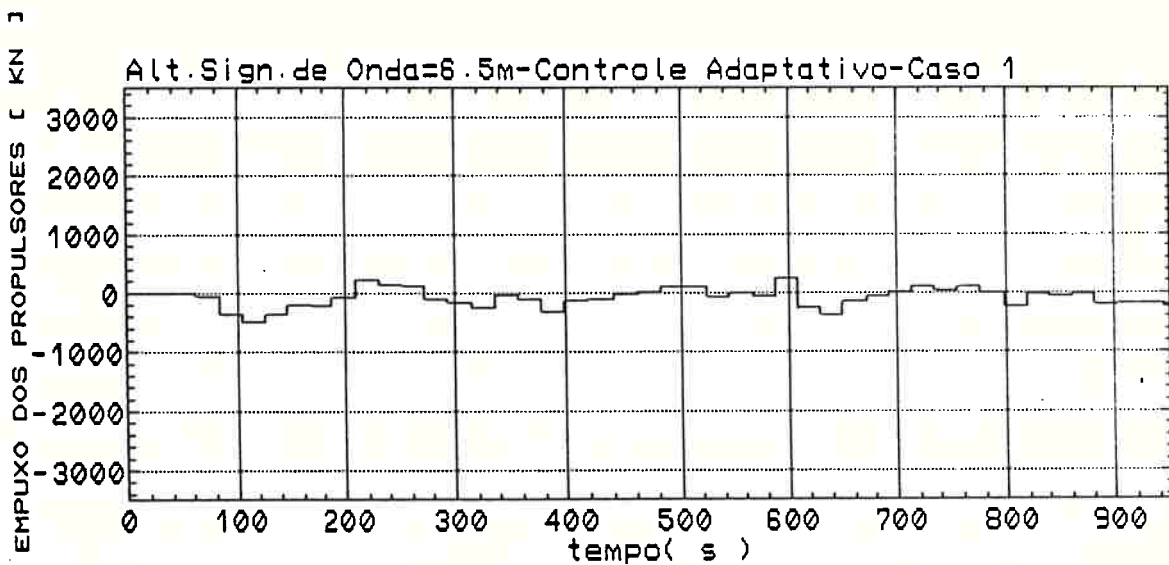


Figura 5.14c: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo - Caso 1

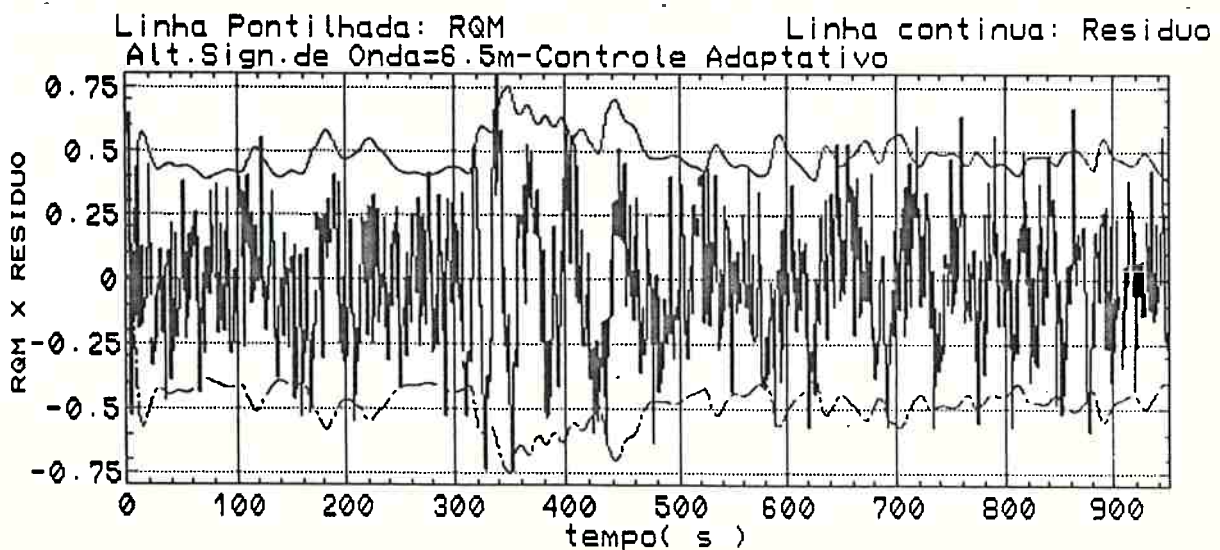


Figura 5.14d: Curvas da Raiz Quadrática Média e Resíduos
 Controle Adaptativo - Caso 1

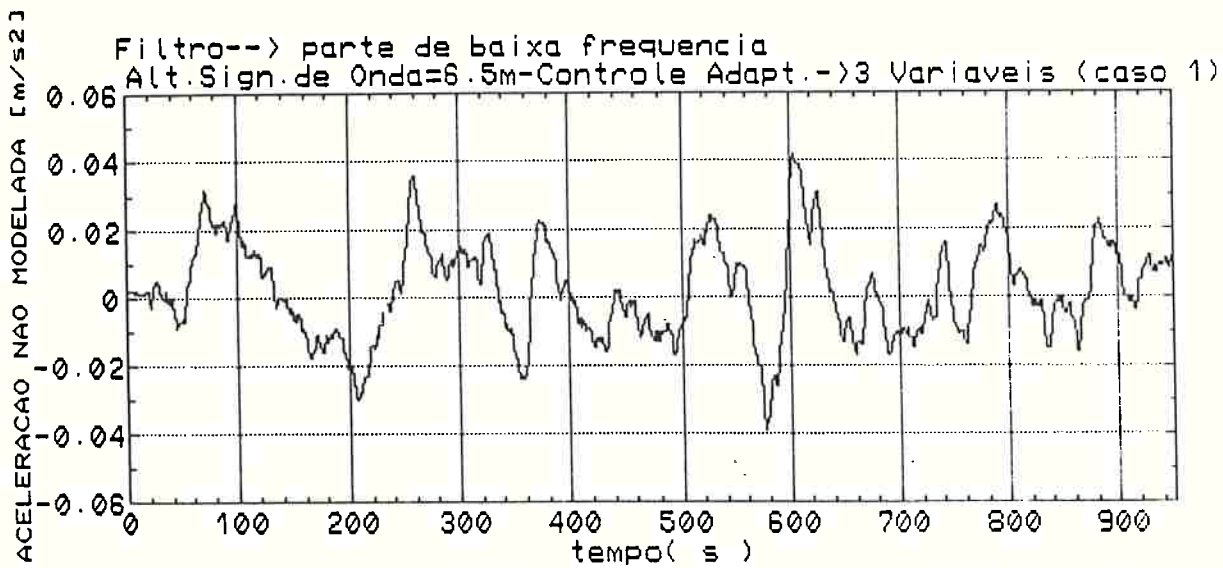


Figura 5.14e: Aceleração Não Modelada Lenta - Caso 1
 Controle Adaptativo

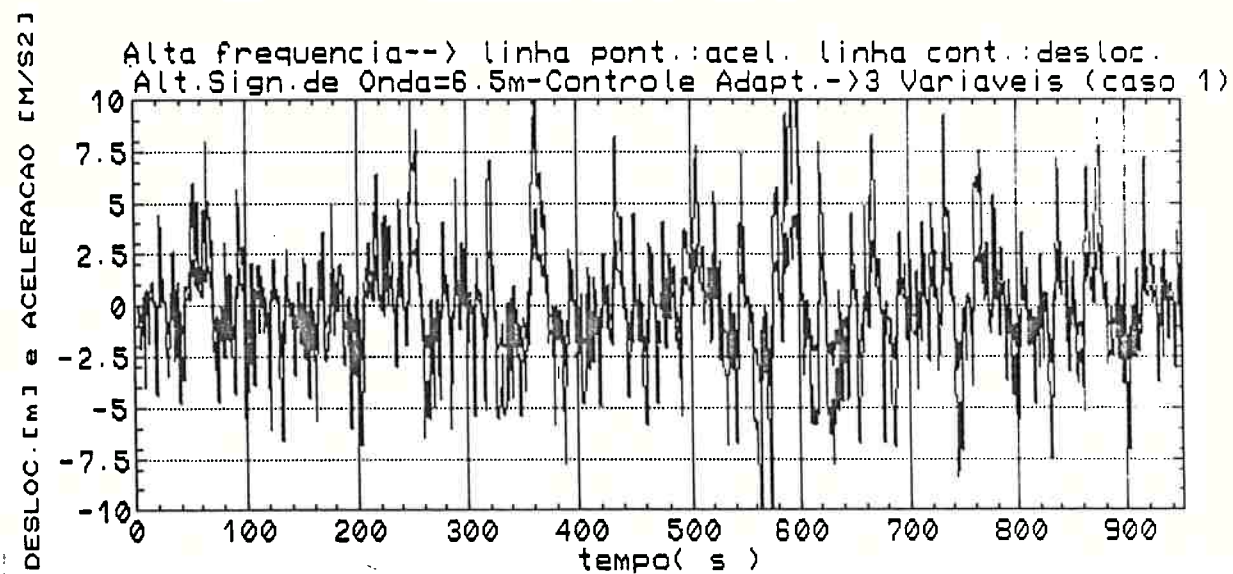


Figura 5.14f: Aceleração Não Modelada e Deslocamento
 Alta Frequência- Controle Adaptativo -Caso 1

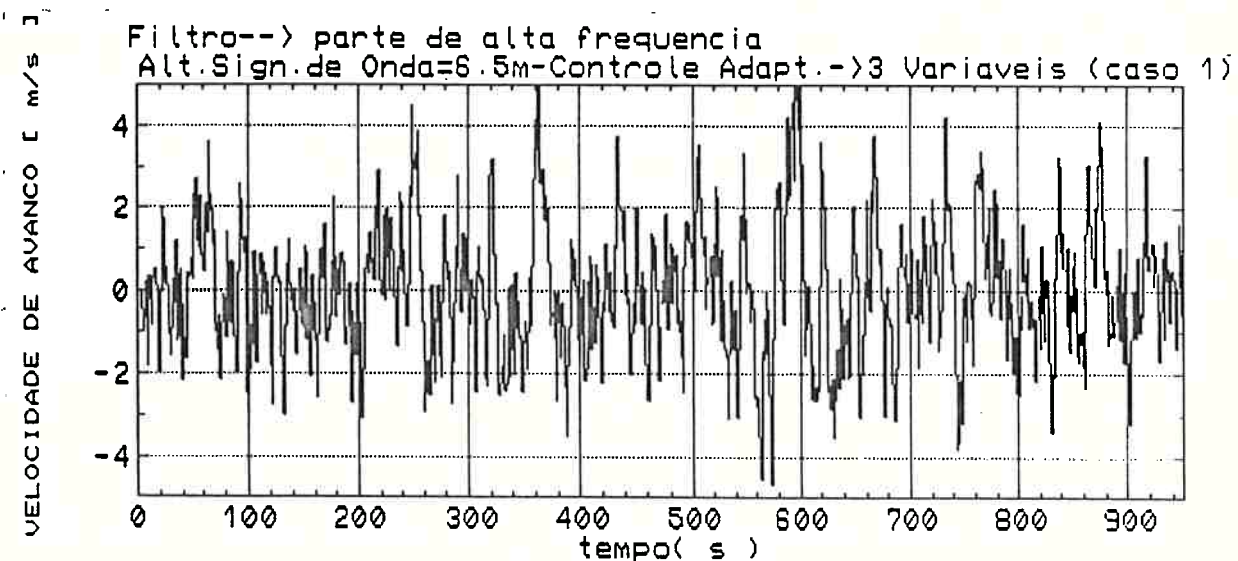


Figura 5.14g: Velocidade de Alta Frequência-Controle Adaptativo
 Caso 1

Para avaliar o grau de adaptatividade deste controlador realizou-se uma nova simulação usando os mesmos parâmetros α_1 anteriores, portanto, o mesmo controlador, para uma condição de mar menos severa. Os resultados seguintes foram obtidos para um mar irregular com altura significativa de onda de 4,0 m incidindo a zero grau.

O comportamento da plataforma sob a ação do controlador pode ser avaliado nas figuras 5.15a-c, sendo a figura 5.15a' auxiliar de 5.15a.

Nota-se nas figuras 5.15a e a' que a plataforma é mantida próxima à posição desejada, o que atesta a adaptatividade deste controlador, que embora ajustado para operar num estado de mar mais revoltoso, produz resultados bastante satisfatórios numa condição de mar diversa. A velocidade média é praticamente nula como mostra a figura 5.15b, o gasto de energia na tarefa de controle é bastante pequeno, como mostra a figura 5.15c, o que atesta a eficiência do controlador adaptativo, já que para um pequeno gasto de energia a plataforma permanece bem próxima à posição desejada.

DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

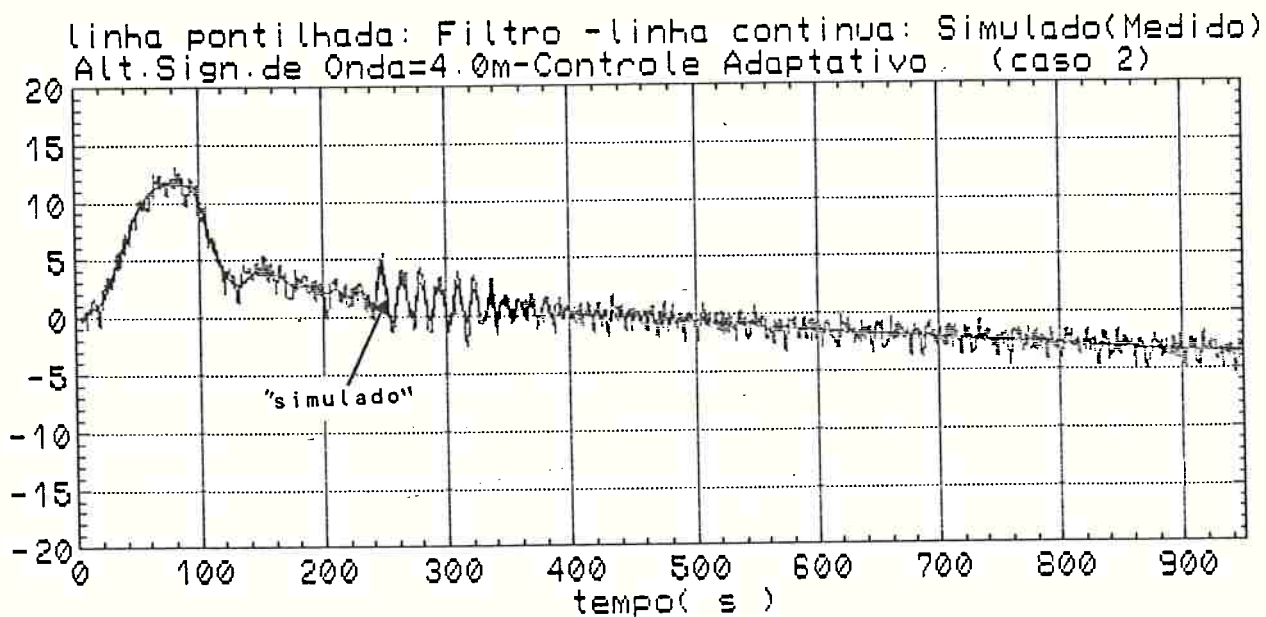


Figura 5.15a: Deslocamento Controlado Medido e Estimado
Controle Adaptativo - Caso 2

DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

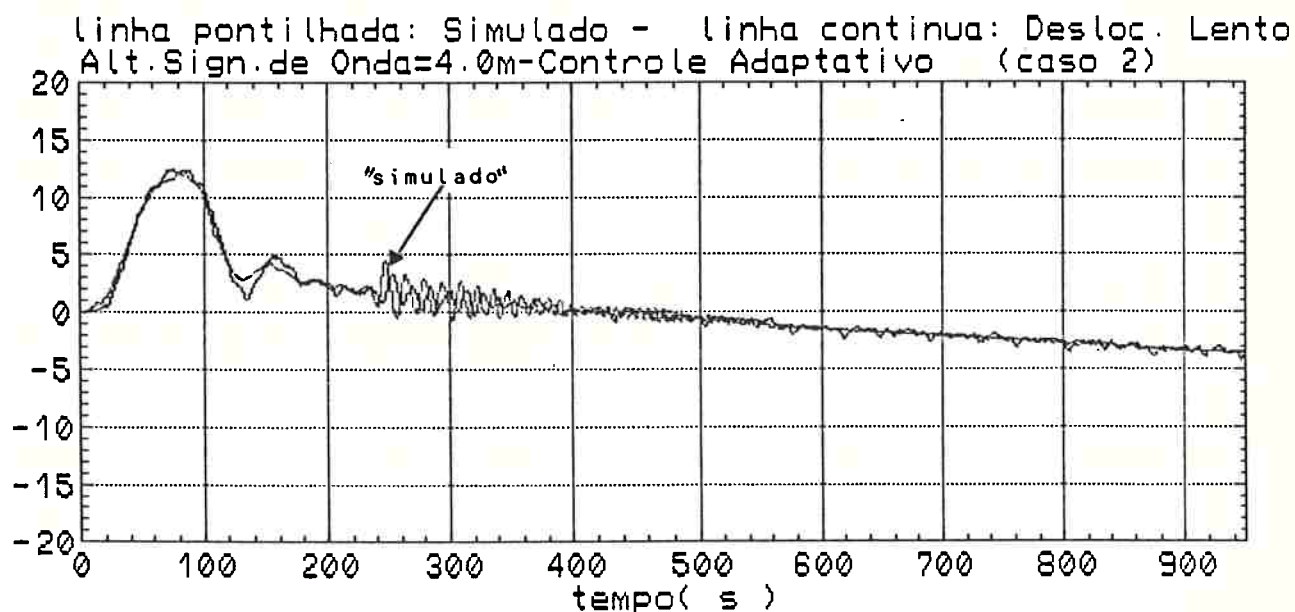


Figura 5.15a': Deslocamento "Real" e Estimado Lento
Controle Adaptativo - Caso 2

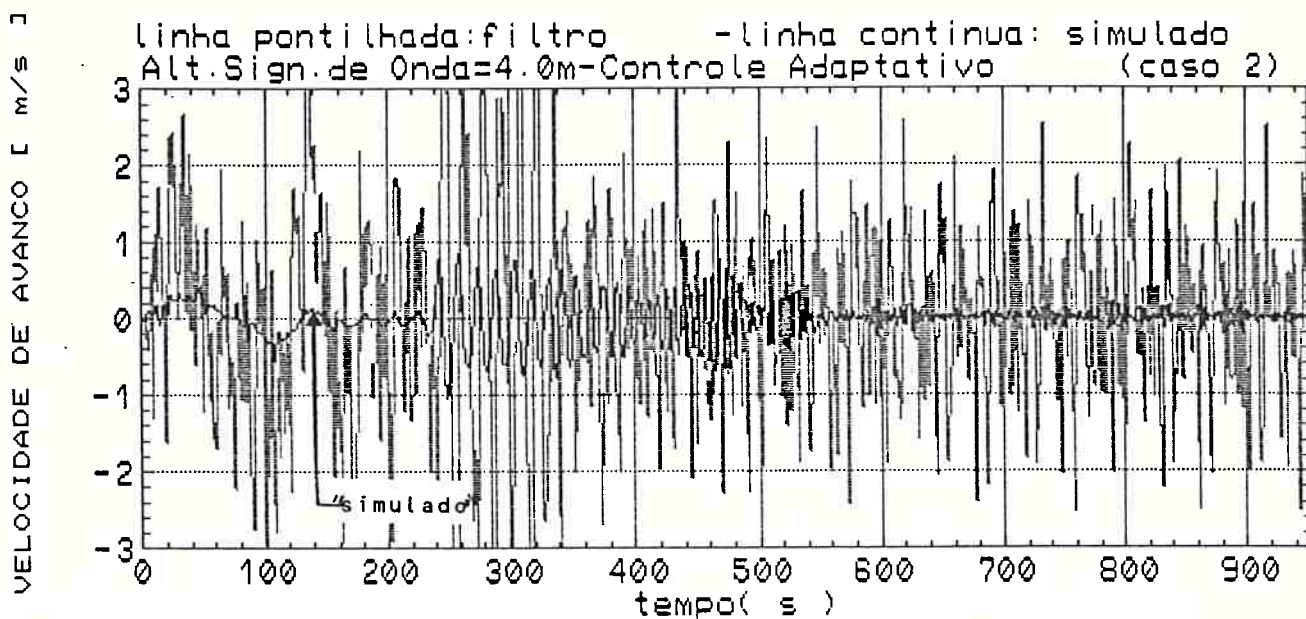


Figura 5.15b: Velocidade "Real" e Estimada
 Controle Adaptativo - Caso 2

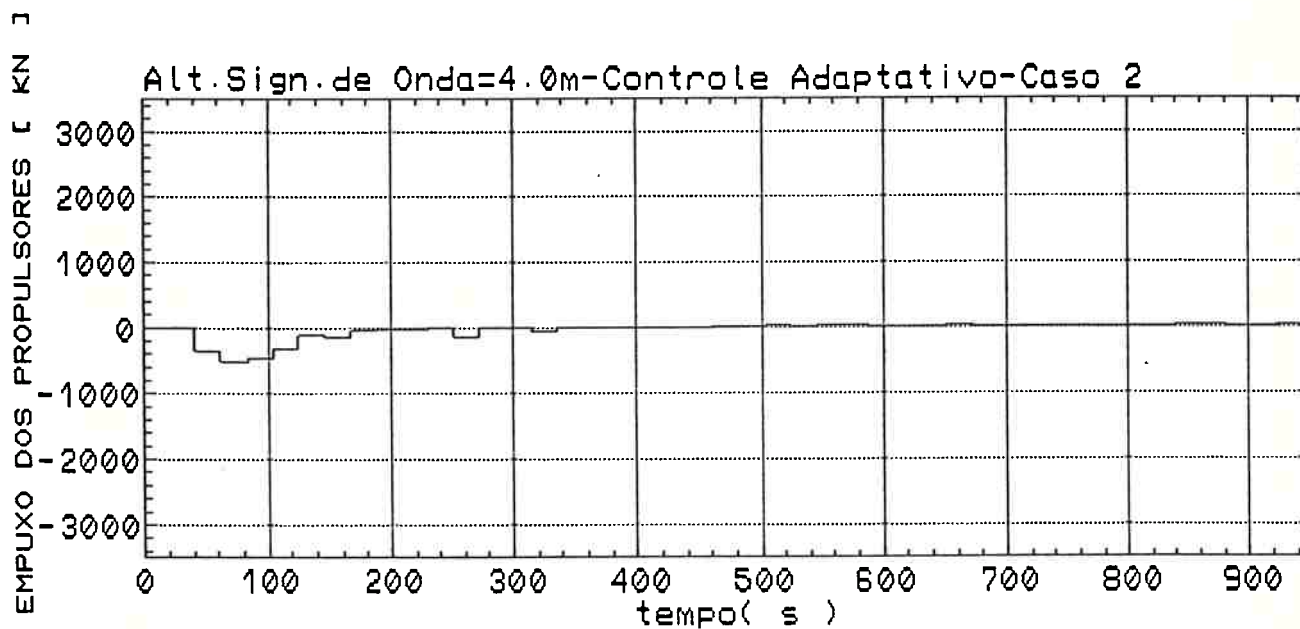


Figura 5.15c: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo
 Caso 2

6. ENSAIOS

6.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Nos capítulos anteriores desenvolveu-se um modelo matemático para descrever os movimentos no mar da plataforma RS-35, bem como algoritmos de controle para o seu SPD. Estes modelos e algoritmos foram implementados no capítulo 4, e realizou-se numerosas simulações computacionais, algumas das quais apresentadas no capítulo anterior, procurando-se avaliar o comportamento do sistema num amplo espectro de condições.

Neste capítulo descrevem-se os resultados dos testes em tanque de prova de um SPD projetado para o controle de posição de um modelo da plataforma RS-35. O objetivo aqui é obter dados para a avaliação do modelo matemático utilizado nas simulações e verificar o desempenho na condição de ensaio de um protótipo do controlador construído com base nos algoritmos de controle desenvolvidos nos capítulos anteriores. Paralelamente procura-se avaliar as vantagens e desvantagens de testes de SPD em tanque de provas.

Os ensaios são realizados para a condição livre e controlada, permitindo que se avalie o modelo matemático nestas condições. Entenda-se por condição livre aquela em que a plataforma flutua livremente sob a ação das forças ambientais e o sistema de posicionamento dinâmico não está ativo. Na condição controlada o SPD está ativo.

Neste capítulo são apresentados aspectos da realização dos ensaios e da obtenção e análise de resultados. Inicialmente descreve-se a preparação de um modelo da plataforma RS-35 escolhido para a realização dos ensaios. Como descrito nos capítulos 1 e 2, o SPD é constituído basicamente pelos subsistemas de sensoriamento, de controle e de atuação. Descreve-se, então, como estes subsistemas foram construídos para a rea-

lização dos ensaios.

No protótipo do controlador construído foram instalados os algoritmos de estimação e controle, que não são os mesmos utilizados nas simulações. Em virtude da disponibilidade do tanque de provas, cuja reserva é feita com bastante antecedência, foi necessário iniciar os ensaios quando ainda não se dispunha dos resultados finais da simulação. Desta forma, estes resultados foram obtidos paralela ou posteriormente à realização dos ensaios. Quando se obteve um melhor desempenho do controlador nas simulações não foi possível testar a solução obtida no tanque de provas, cujo cronograma estava totalmente preenchido por outras atividades.

Como não se dispunha de um software de controle totalmente ajustado para a realização dos ensaios, foi preciso desenvolver uma versão que pudesse operar satisfatoriamente nestas condições. A versão do software do sistema de controle utilizado nos ensaios é apresentada na seção "realização dos ensaios".

Na próxima seção descreve-se a preparação do modelo para a realização dos ensaios. Na seção seguinte faz-se um delineamento dos ensaios, descrevendo-se os equipamentos disponíveis como o tanque, o batedor de ondas, etc, a forma de instalação do modelo no tanque e a atuação do protótipo do controlador. Sequencialmente, descreve-se a realização dos ensaios, incluindo-se a calibração dos instrumentos, a aquisição de dados e a distribuição de empuxo entre os propulsores.

Finalmente os dados obtidos são analisados e comparados com resultados obtidos nas simulações. Sempre que possível faz-se a comparação com os resultados publicados por outros autores. Os resultados do filtro são analisados separadamente, para que se tenha uma idéia exata do seu desempenho.

6.2 PREPARAÇÃO DO MODELO

A figura 6.1 ilustra o modelo físico utilizado para a realização dos experimentos no tanque de provas. Este modelo em alumínio na escala 1:53 foi construído para testes de estabilidade e propulsão (93,94) e especificado para operar com 4 propulsores conforme ilustra a figura 6.2. Os propulsores, embora possam ser orientados em qualquer direção, não são azimutais, e escolhida uma configuração, esta não pode ser alterada durante a realização de um ensaio.

Os propulsores que equipam o modelo são do tipo hélice e estão instalados em bocais tipo "Kort-nozzle", conforme ilustra a figura 6.3. Por razões construtivas, os motores que acionam os hélices foram diretamente acoplados aos hélices. Estes motores são da marca Dunkler tipo GR 52,0, projetados para operar com corrente contínua, com tensão máxima de 15 V e amperagem de 0,6 A.

O sistema propulsor usado nos ensaios não corresponde ao modelo reduzido do sistema propulsor especificado para a plataforma RS-35. Sendo assim, as curvas $KTxJ$ dos hélices empregados na simulação digital não puderam ser utilizadas nos ensaios. Os hélices utilizados nos ensaios foram selecionados entre hélices disponíveis. Para determinar-se as características do sistema propulsor disponível, foram realizados ensaios com o modelo cativo, apresentados no início da seção "realização dos ensaios".

Para medir o empuxo produzido pelos propulsores, estes foram instalados sob balanças para medição de força, como ilustram as figura 6.4a e 6.4b. O princípio físico de funcionamento da balança baseia-se na "ponte de Wheatstone". A força de empuxo do propulsor provoca deformações nas placas metálicas flexíveis com que são construídas as balanças, medidas através de "strain-gauges" estrategicamente montados, como ilustra a figura 6.5.

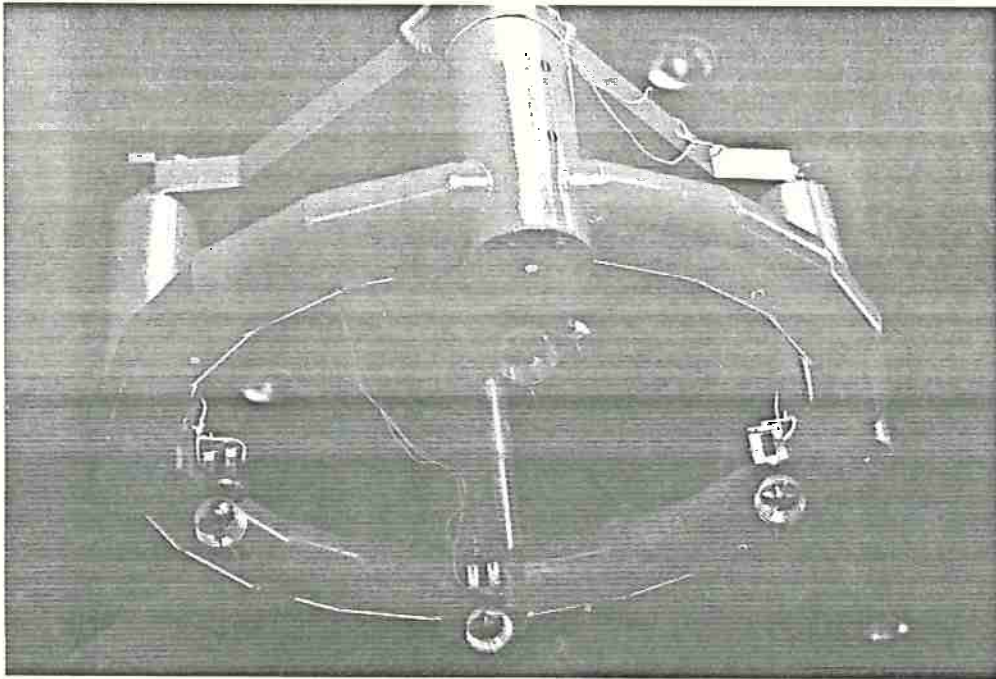


Figura 6.1: Modelo da Plataforma RS-35 utilizada nos Ensaio

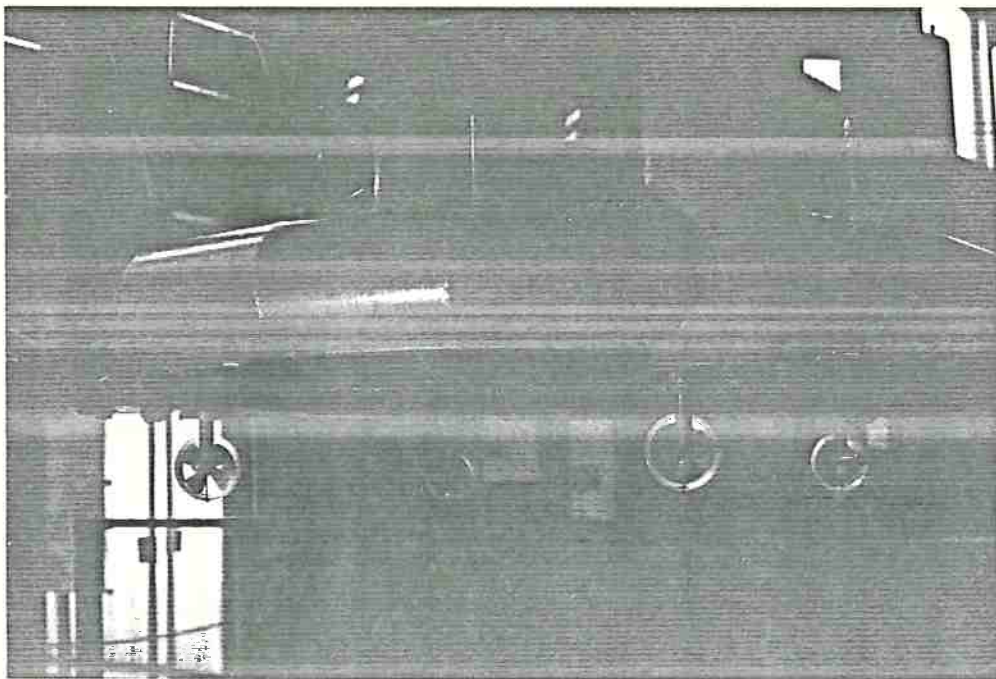


Figura 6.2: Arranjo Original dos Propulsores no Modelo

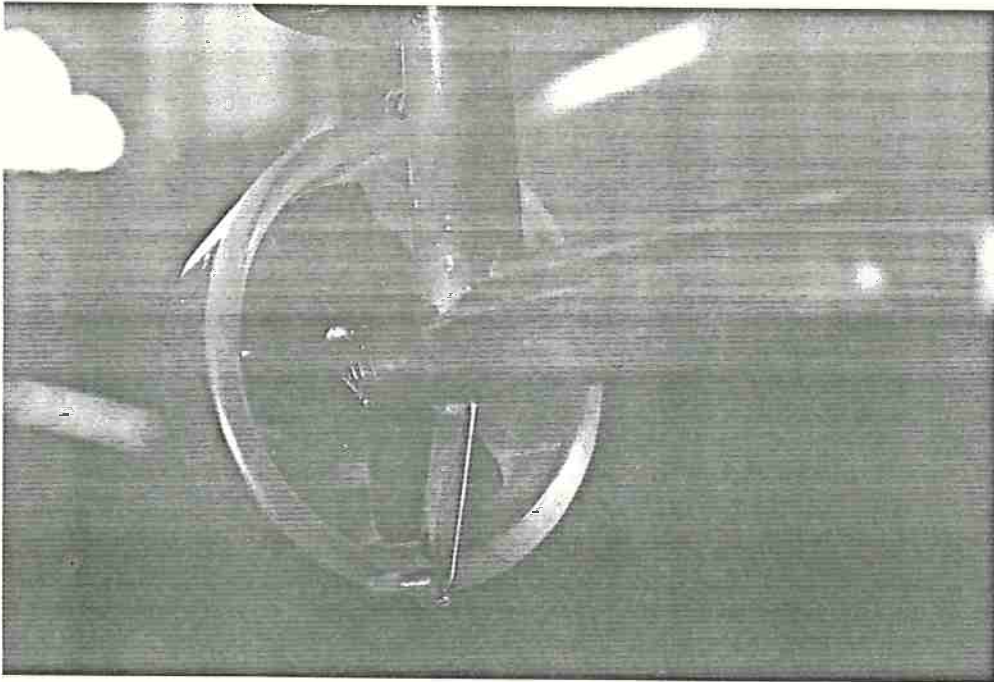


Figura 6.3: Hélice Utilizado nos Ensaio

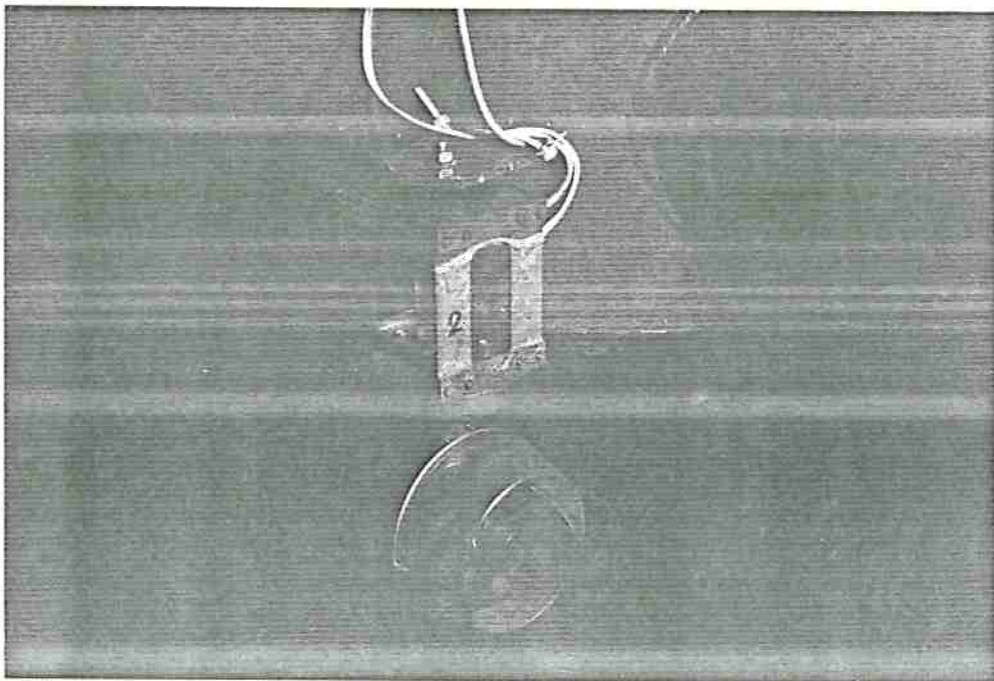


Figura 6.4a: Balança para Medir o Empuxo do Propulsor

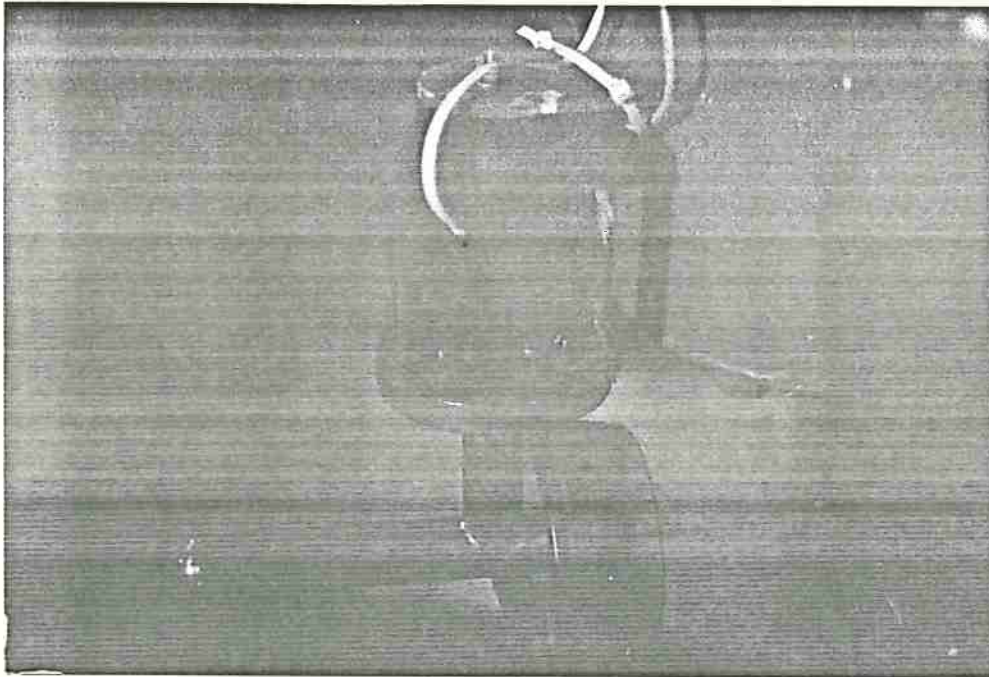


Figura 6.4b: Instalação do Propulsor na Balança

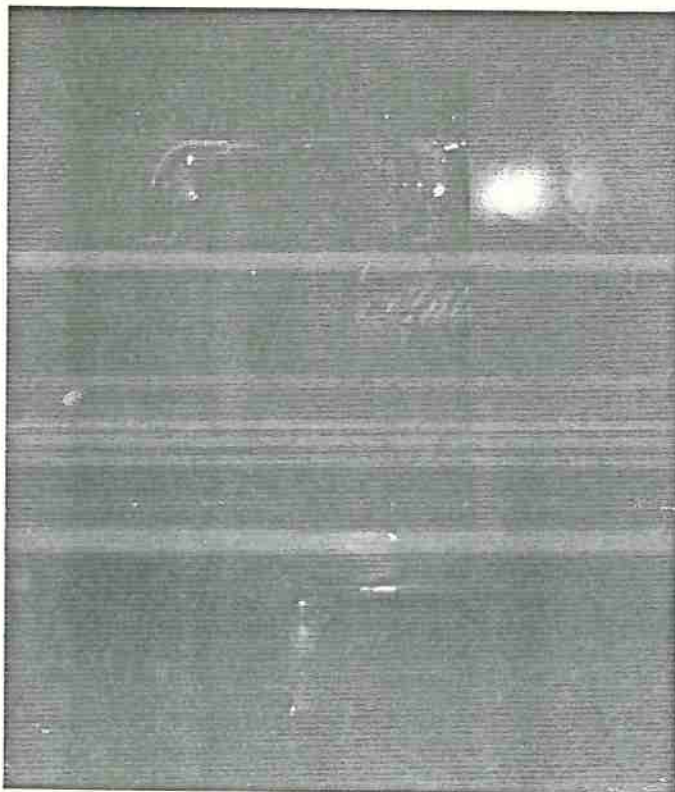


Figura 6.5: Instalação dos Strain-Gauges na Balança

Através de uma calibragem a priori, é possível estabelecer-se uma relação precisa entre a voltagem de saída da balança e a força de empuxo produzida pelo propulsor.

A medida da posição e atitude do modelo no tanque de provas foi feita pelo equipamento ilustrado na figura 6.6. O modelo é ligado por meio de um longo fio a um núcleo de ferro de um medidor de deslocamento indutivo ("inductive displacement pick-up"), ilustrado na figura 6.7. Este núcleo de ferro corre dentro de um tubo magnetizado por corrente elétrica. O deslocamento do modelo movimenta o núcleo de ferro no interior do tubo, alterando o seu campo indutivo, o que provoca a variação de voltagem num borne de saída do aparelho. Uma calibragem a priori permite que se relacione com precisão o deslocamento do modelo e a voltagem de saída do "pick-up". O tubo onde corre o núcleo de ferro não tem mais do que 50 cm de comprimento. Para medir-se o deslocamento de maiores magnitudes, como no estudo em vista, e para reduzir a atrito, o fio que liga o núcleo ao modelo passa por duas roldanas, o que resulta numa redução de 1:8. Desta forma, o modelo poderia se deslocar até 4,0m, se não fosse a janela de ensaios do tanque, que permite um deslocamento máximo de apenas 2,0m, correspondendo a 106,0m na escala real.

A elevação da superfície provocada pela onda incidente sobre o modelo é medida por meio de um "wave-gauge" instalado a cerca de 1,0 m da proa do modelo, conforme ilustra a figura 6.6. O princípio de funcionamento do aparelho é a medida da variação da resistividade num elemento, figura 6.8, submerso pouco abaixo do espelho d'água, provocada pela variação da pressão hidrostática consequente da passagem de uma onda. A passagem da onda sobre o elemento submerso provoca uma oscilação na voltagem de saída do aparelho. Através de uma calibragem prévia é possível relacionar-se a voltagem de saída e a altura da onda incidente.

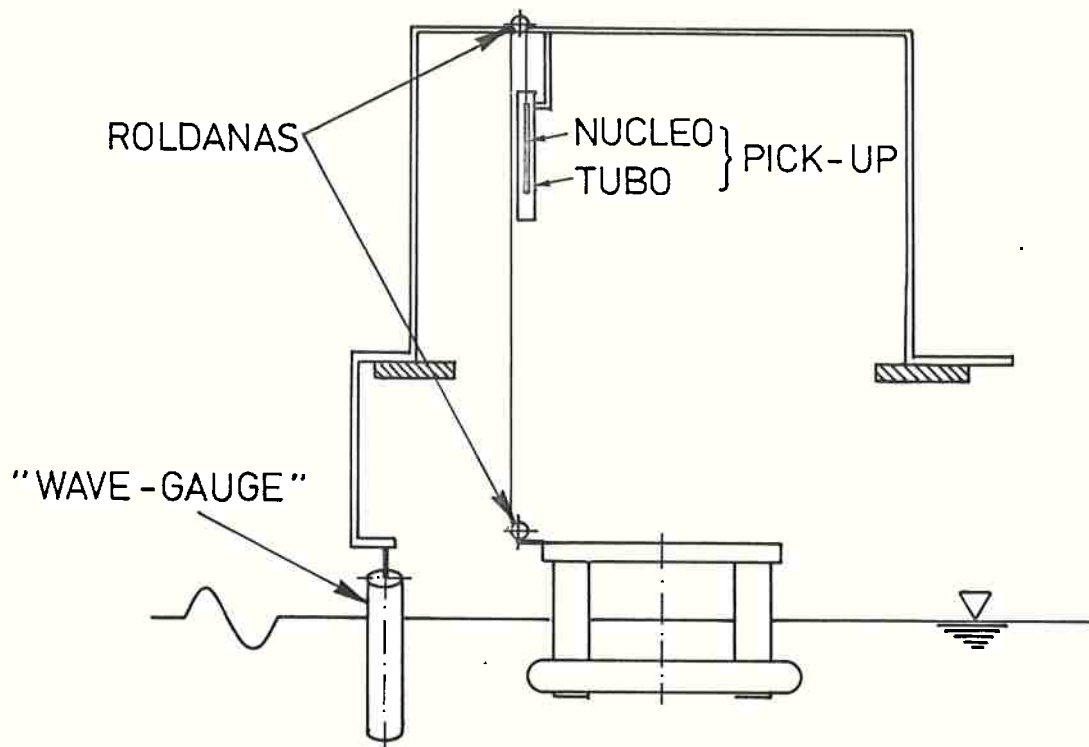


Figura 6.6: Instalação dos Equipamentos para Aquisição de Dados

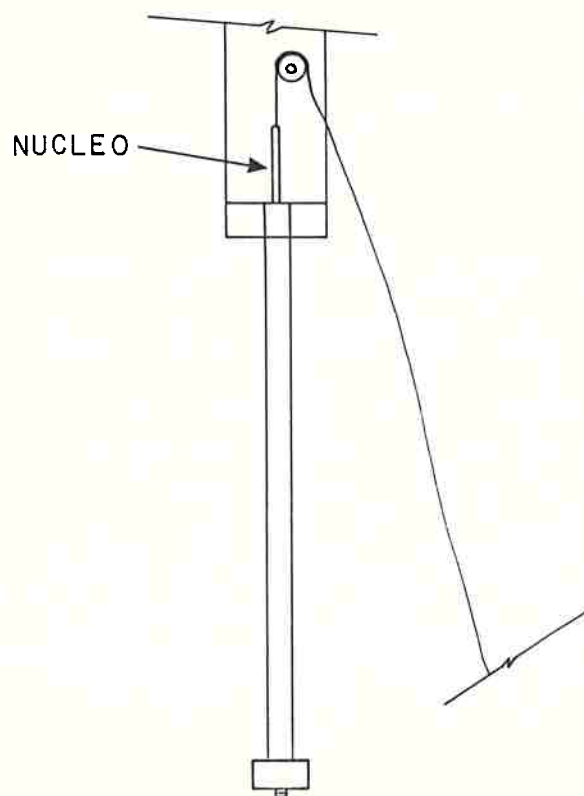


Figura 6.7: "Pick-Up" Indutivo

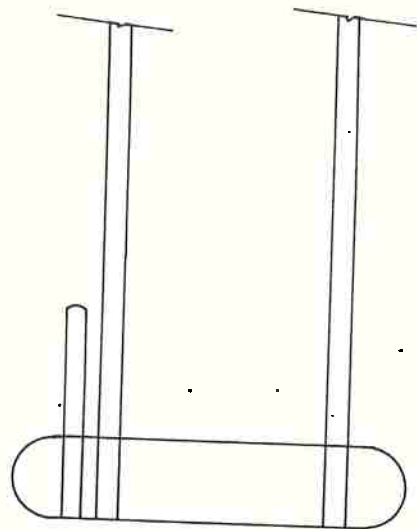


Figura 6.8: Elemento Submerso do "Wave-Gauge"



Figura 6.9: Microcomputador Utilizado nos Ensaios

O protótipo do controlador foi construído a partir do microcomputador ilustrado na figura 6.9, o qual foi equipado com uma placa de interface analógico/digital/analógico (AD/DA).

No microcomputador foi implantado o software do sistema de controle, desenvolvido nos capítulos anteriores, que gerencia o posicionamento dinâmico do modelo.

São as seguintes as especificações técnicas do microcomputador utilizado:

COMPAQ PORTABLE AT

Processador 80286

Co-processador 80287

Frequência de operação: 12 Mhz

Capacidade de memória: 640 Kb

Disco rígido: 20 Mb

Tela: plasma

Compatível com a placa CGA (gráficos 200x320)

Software: Sistema de operação MS-DOS 3.1

Fortran 77

Compilador Microsoft MS-Fortran versão 4.0

Biblioteca de funções especiais ATLAB para gerenciamento da placa AD/DA

Biblioteca Gráfica Gopen

Programa de Estimação e Controle

A placa de interface AD/DA, que serve para a aquisição de dados e para a transmissão das ordens de controle para os propulsores, tem as seguintes especificações técnicas:

Marca: Data Translation

Tipo: Dt 2821

Resolução: 12 bits

16 canais de entrada analógica (DA)

2 canais de saída analógica (AD)

16 canais de intercomunicação digital (I/O)

A figura 6.10 ilustra esquematicamente as características construtivas da placa de interface.

A maior dificuldade encontrada na construção do protótipo do controlador foi desenvolver um algoritmo de estimação e controle suficientemente rápido para a condição do ensaio. Em aplicações práticas, o sistema de sensoriamento provê informações de atitude e posição da plataforma a cada 1,0s, o que é uma medida de segurança, que facilita a detecção de ocorrência de erros ou colapso do sistema de sensoriamento. Neste intervalo o controlador recebe a informação, processa-a e se necessário deve determinar ainda a ação de controle, que inclui a distribuição ótima do empuxo entre os propulsores, envolvendo o cálculo da rotação de cada um deles, eventualmente a correção da relação passo/diâmetro, e finalmente seu direcionamento. Há que se levar em conta ainda o tempo de transmissão das ordens de controle do controlador aos propulsores. Na condição de ensaio, onde se utiliza um modelo em escala reduzida 1:53, o tempo de que o protótipo do controlador dispõe para realizar todas as tarefas acima é de apenas $1,0/\sqrt{53}$ s (0,1374), se se deseja reproduzir com exatidão o fenômeno real.

Além de operar como o protótipo do controlador, o micro-computador tem a função de arquivar os dados dos ensaios para análise posterior, o que exige tempo extra de processamento.

Como mostrado na figura 6.10, a placa de interface dispõe de apenas 2 saídas analógicas. Portanto, não é possível determinar-se uma voltagem para cada propulsor, como seria ideal. Nos ensaios cada saída analógica controla um ou mais propulsores, conforme se esclarece na seção "realização dos ensaios".

Para amplificar as voltagens de saída da placa, utilizou-se um regulador de voltagem marca "Euro-test", com fator de amplificação 1:1,5, sendo 15 V a tensão máxima de saída para uma corrente de até 2 A. Este amplificador opera com polaridade fixa. Como a inversão do sentido de rotação dos propulsores se faz pela inversão da polaridade da corrente de alimentação dos

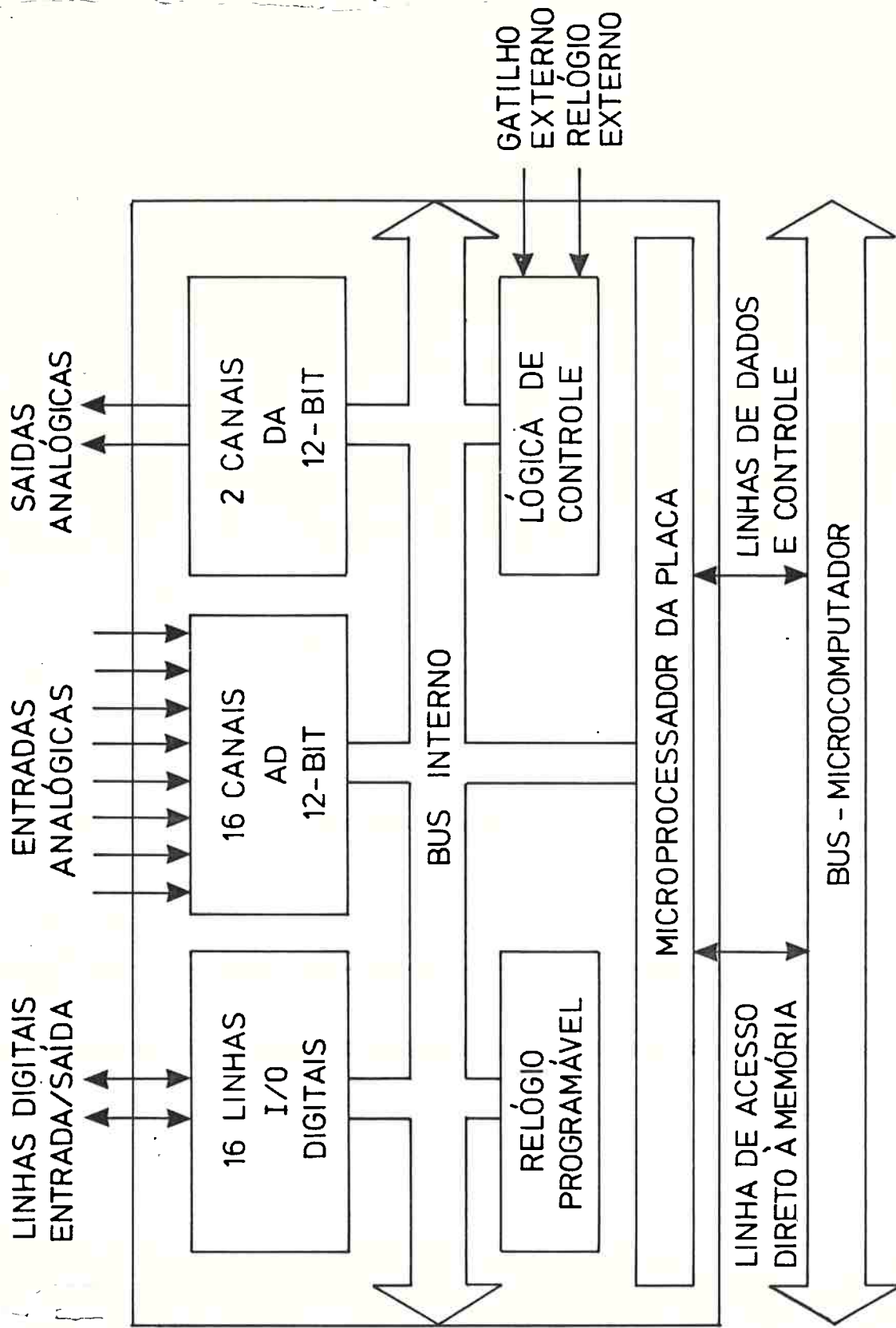


Figura 6.10: Características Construtivas da Placa de Interface

motores que os acionam, foi preciso instalar-se uma caixa de relés entre o amplificador e os motores dos propulsores. A inversão da rotação dos propulsores é comandada pelo microcomputador através das linhas de entrada/saída (I/O) digitais da placa de interface.

A figura 6.11a ilustra o amplificador, a figura 6.11b a caixa de relés utilizados e a figura 6.12, o esquema de ligação computador, amplificador e caixa de relés. Conforme ilustra a figura 6.12, o protótipo do controlador dispõe das 16 linhas I/O digitais da placa de interface. Na operação de saída (O), estas linhas são comandáveis em dois grupos independentes, cada um com 8 linhas, podendo cada grupo estar ativo ou inativo. Quando ativo, cada linha do grupo acusa 5 V de saída. Os grupos são ativados e desativados pelo software de controle, conforme se deseje ou não inverter o sentido de rotação de um grupo de propulsores. Assim, se um conjunto de propulsores deve produzir empuxo negativo, o computador ativa o grupo em que está a linha de saída digital que atua sobre o relé de inversão do conjunto. Se os conjuntos de propulsores estão ligados às linhas de um mesmo grupo, eles serão invertidos simultaneamente. A inversão independente dos conjuntos propulsores só pode ser feita se cada conjunto é comandado por linhas I/O de grupos diferentes.

6.3 DELINEAMENTO DOS ENSAIOS

A figura 6.13 ilustra o tanque de provas da Technische Universitaet Berlin, onde foram realizados os ensaios. O tanque tem 90m de comprimento, 4m de largura e 1,5m de profundidade. O batedor de ondas, ilustrado na figura 6.13, é equipado com um sistema hidráulico que permite a geração de ondas regulares e irregulares, com características de água profunda ou rasa. Com este equipamento é possível gerar-se ondas de períodos variando entre 0,7 (5,0) e 10,0 (72,0) s, com alturas de até 0,5 (28,5)

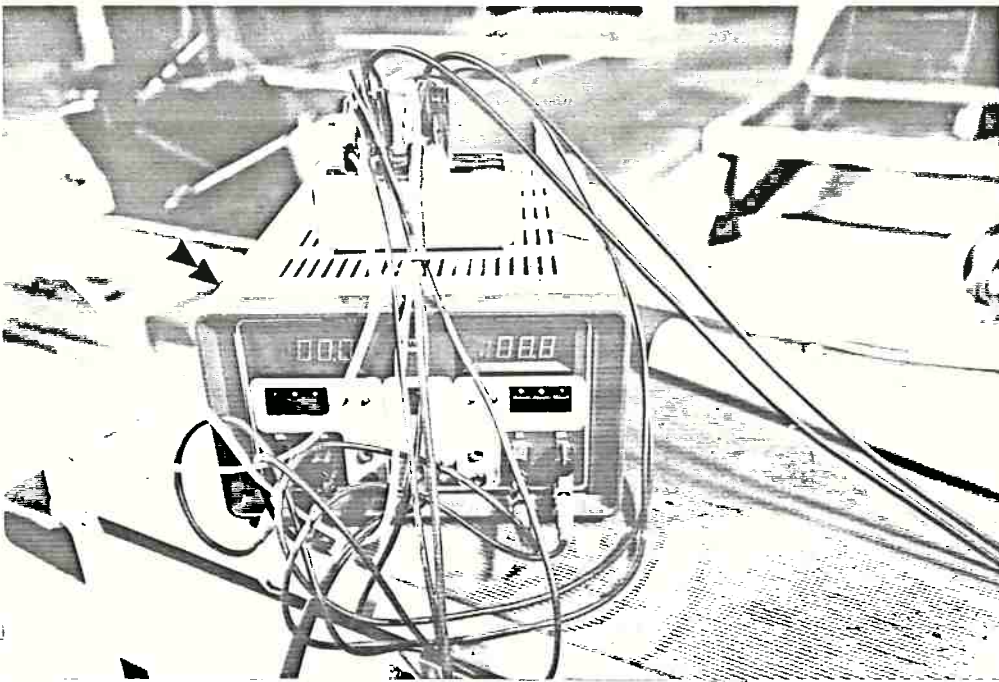


Figura 6.11a: Amplificador de Voltagem

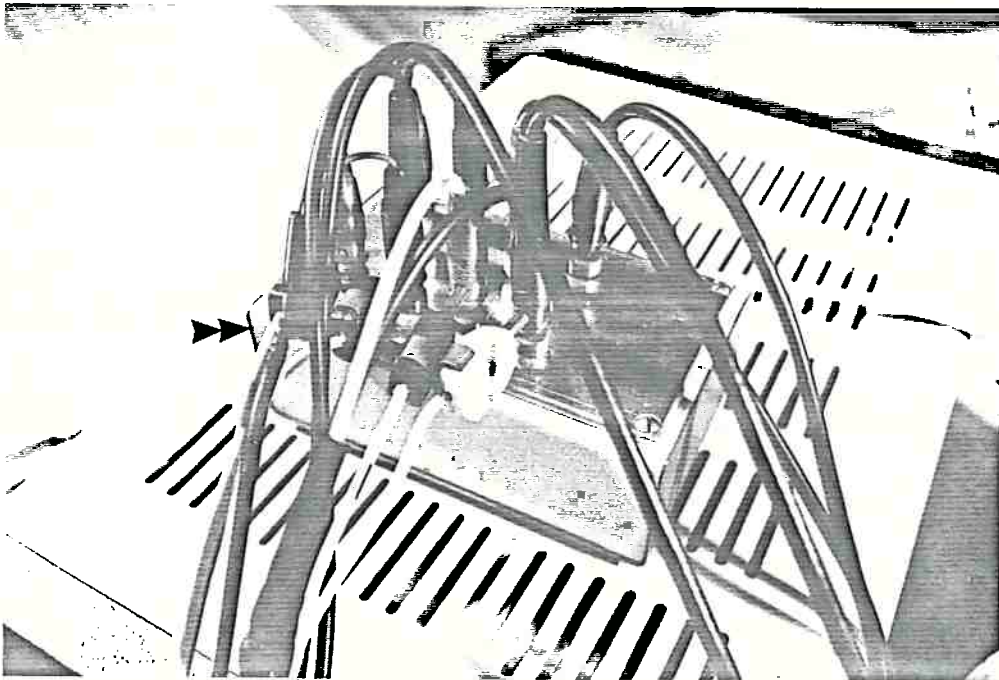


Figura 6.11b: Caixa de Relés

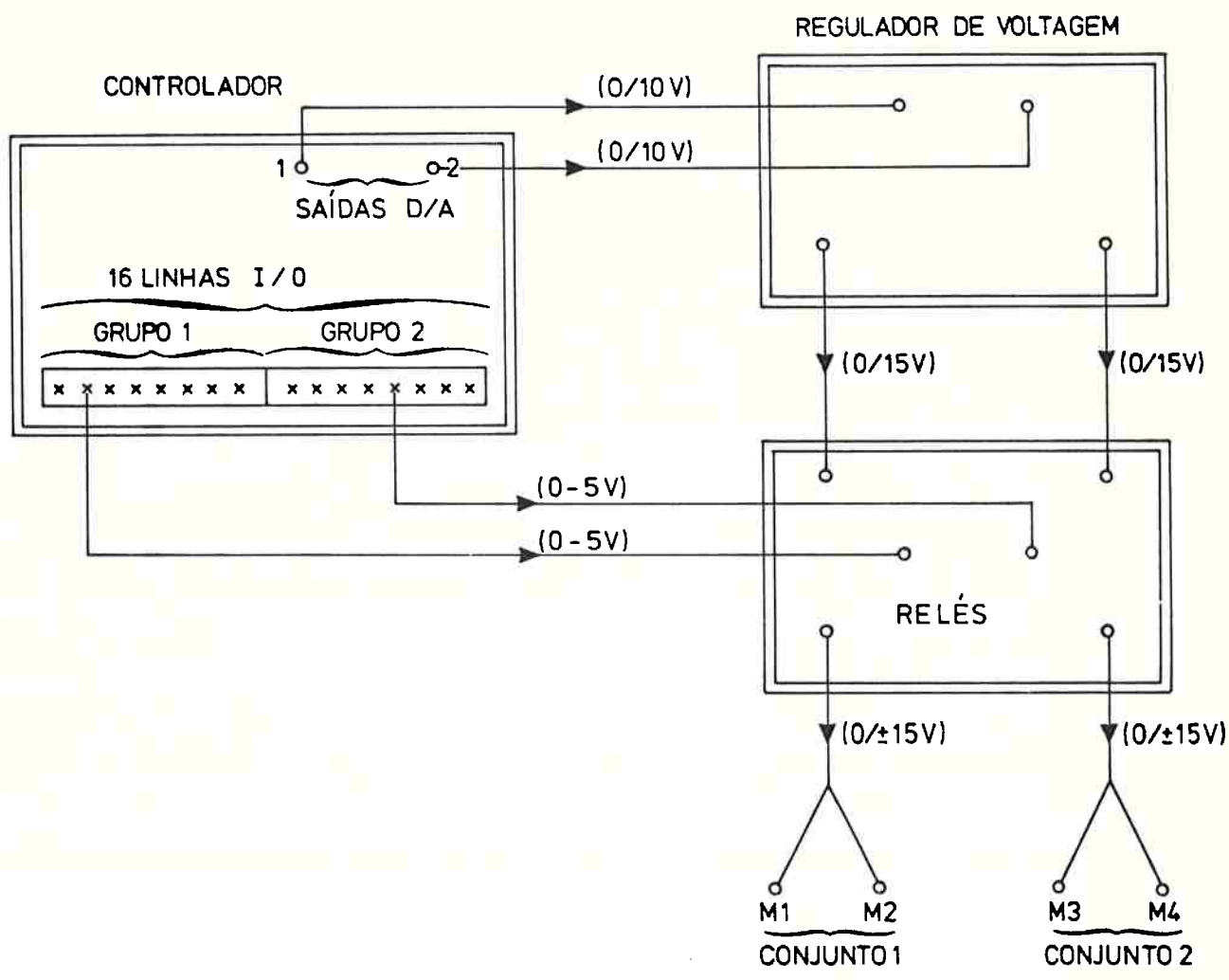


Figura 6.12: Esquema de Ligação Computador/Amplificador/Relés

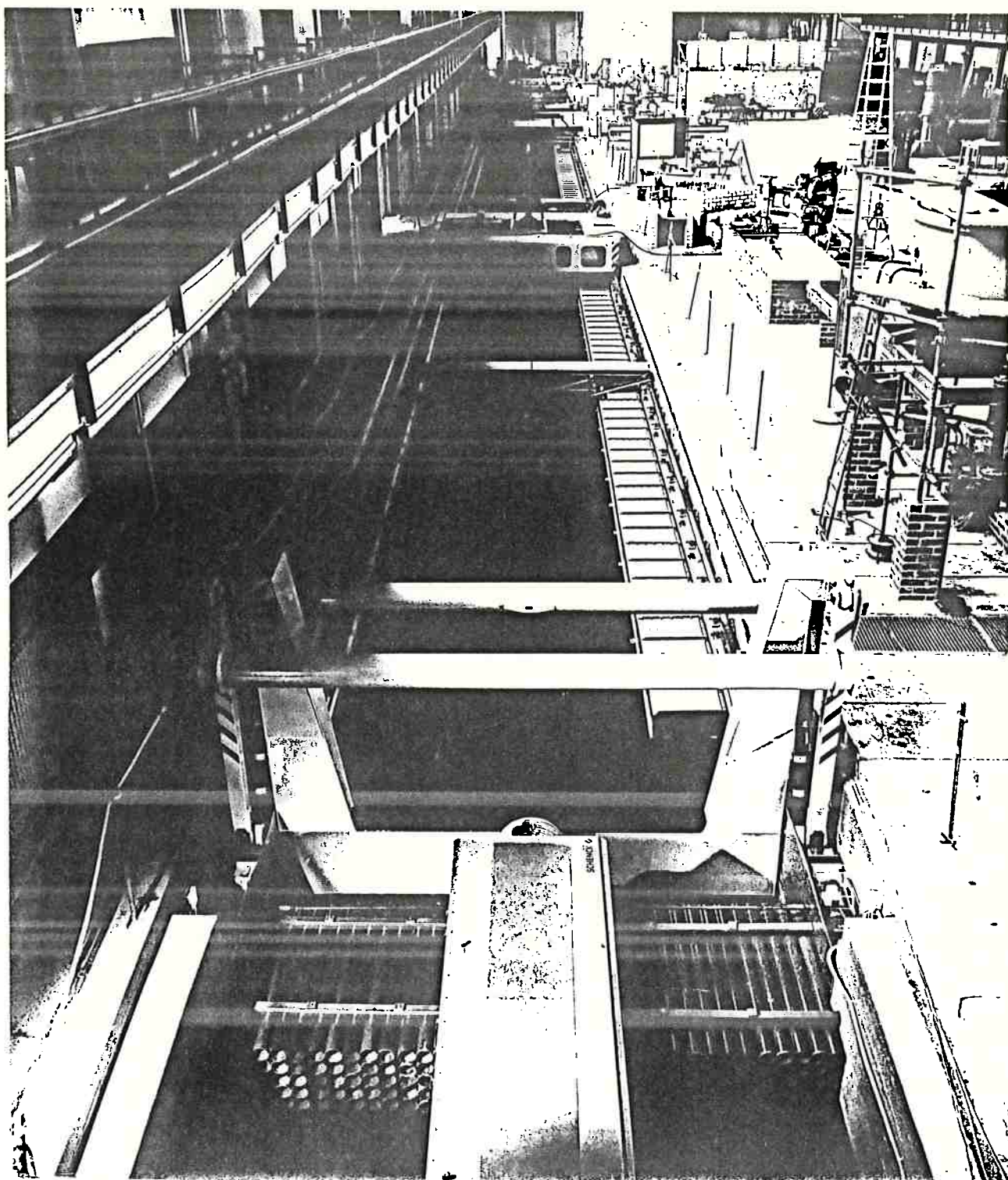


Figura 6.13: Tanque de Provas da T.U. Berlin

metros; os valores entre parênteses indicam os valores da escala real para o modelo utilizado.

O controle do batedor de ondas é feito por um computador Unix-PCS Cadmus 9212, operando sob o sistema MUNIX - versão 1.5/03. Este computador está equipado com uma placa de interface que possibilita a aquisição de dados através de 18 canais de entradas analógicas. Por meio de rotinas computacionais desenvolvidas no Instituto de Técnicas Oceânicas da Technische Universität Berlin o computador Unix gerencia automaticamente todo o desenvolvimento do ensaio. Através dele controla-se, por exemplo, o início e a duração do ensaio, o intervalo de aquisição de dados, o tipo de onda a ser gerado, podendo-se escolher entre diversos espectros no caso de onda irregular, etc.

Tanques de provas não são considerados ideais para a realização de experimentos de sistemas de posicionamento dinâmico, uma vez que são muito estreitos, dificultando ou até impossibilitando movimentos de maior magnitude na direção lateral e permitindo apenas a geração de ondas unidirecionais. Deste modo, optou-se por concentrar a atenção nos testes com um grau de liberdade (G.L.), correspondente ao movimento de avanço, embora tenham sido realizados alguns testes com dois graus de liberdade, onde além do avanço procurou-se controlar o aproamento do modelo. A realização de testes com apenas um grau de liberdade apresenta a vantagem adicional de permitir que o software de controle seja suficientemente rápido, permitindo que se reproduza o sensoriamento de campo dentro do intervalo de tempo ideal (0,1374s). Foram programados inicialmente testes com modelo livre e com o SPD inativo, visando obter resultados para a avaliação do modelo matemático nas mesmas condições e, depois testes com o SPD ativo, com o objetivo principal de avaliar o desempenho dos controladores projetados. Para a realização dos ensaios os equipamentos descritos na seção anterior foram montados conforme ilustra a figura 6.14.

A seguir descreve-se a realização de um ensaio típico a

partir da figura 6.14, que mostra os instrumentos utilizados, e da figura 6.15, que ilustra os procedimentos aplicados. Na descrição que se segue os índices a e d indicam respectivamente parâmetros analógicos e digitais. Admita-se que o modelo flutuando no tanque seja excitado pelas ondas produzidas pelo batedor comandado pelo computador Unix. Nestas condições ele realiza um movimento ΔX , que é continuamente captado pelo sensor de posição na forma de uma voltagem ΔV . A instalação adequada de um segundo sensor permite que além da posição obtenha-se informações do aproamento do modelo.

Através dos canais de entrada analógica da placa de interface (AD), o protótipo do controlador faz a aquisição desta informação a intervalos regulares Δt_a , transformando-a num sinal ΔV_d . Dispondo do fator de calibragem dos sensores de posição previamente estabelecido, o software de controle calcula o sinal digital ΔX_d , correspondente ao movimento ΔX . Se o segundo sensor foi instalado, obtém-se ainda um sinal digital correspondente ao aproamento do modelo. Estas informações são arquivadas na memória do microcomputador. Para o ensaio na condição livre, quando o SPD está inativo, o protótipo do controlador aguarda que o intervalo Δt_a tenha terminado, realizando, então, novas aquisições e repetindo os passos anteriores. Tratando-se de um ensaio na condição controlada, após a aquisição de informações de posição (e atitude), o protótipo do controlador verifica, primeiramente, se o intervalo de modulação Δt_m já terminou ($\Delta t_m >> \Delta t_a$). Em caso negativo, o término de Δt_a volta a ser verificado e os passos anteriores repetidos. Caso Δt_m já tenha transcorrido, o protótipo calcula qual o valor do empuxo a ser aplicado para que o modelo retorne à posição (atitude) desejada, e a seguir as tensões V_{1d} e V_{2d} que alimentarão os motores acionadores do hélice para a produção do empuxo desejado. A magnitude destes sinais é determinada pelo software de controle na seguinte sequência:

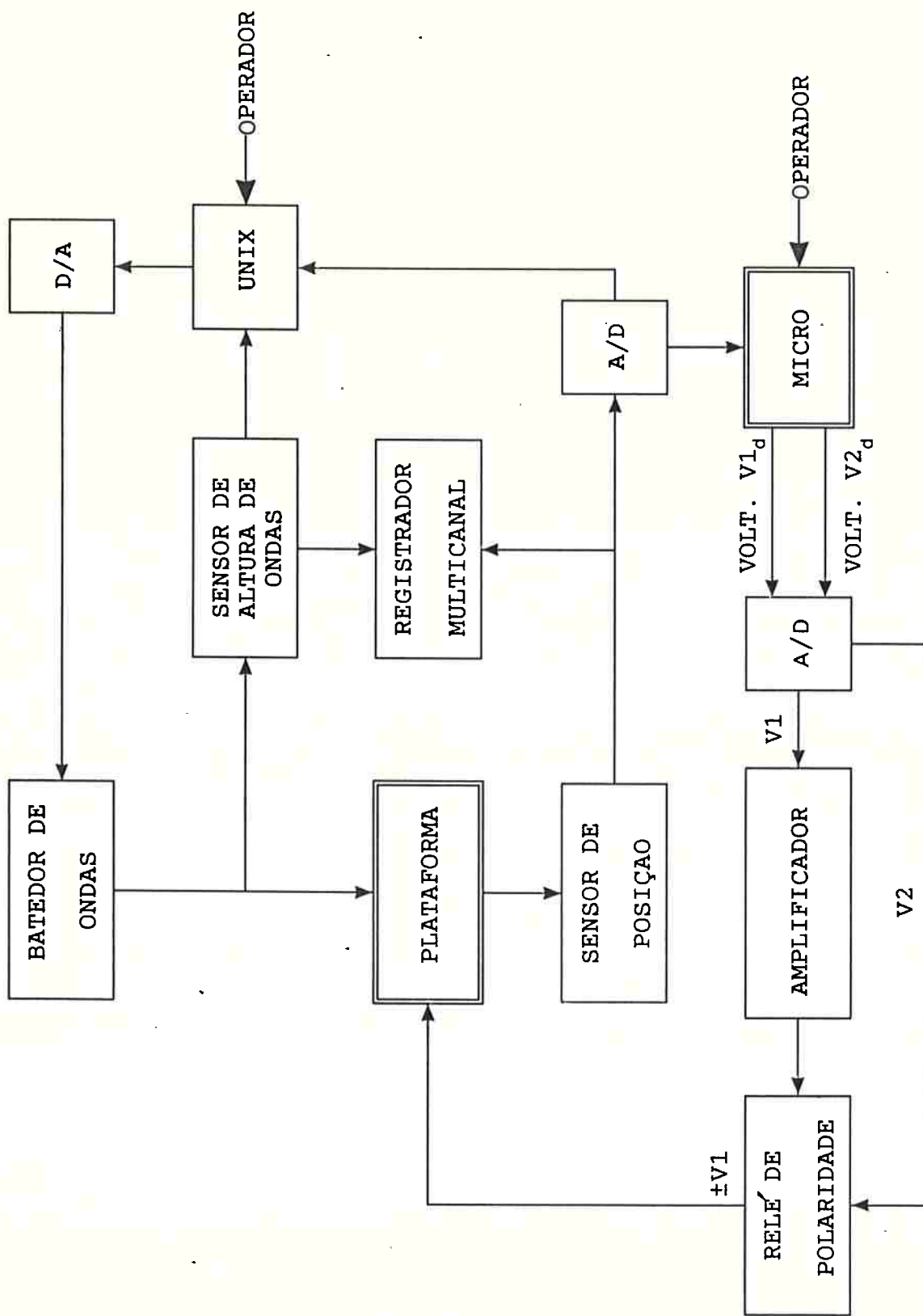


Figura 6.14: Instalação dos Instrumentos para os Ensaios

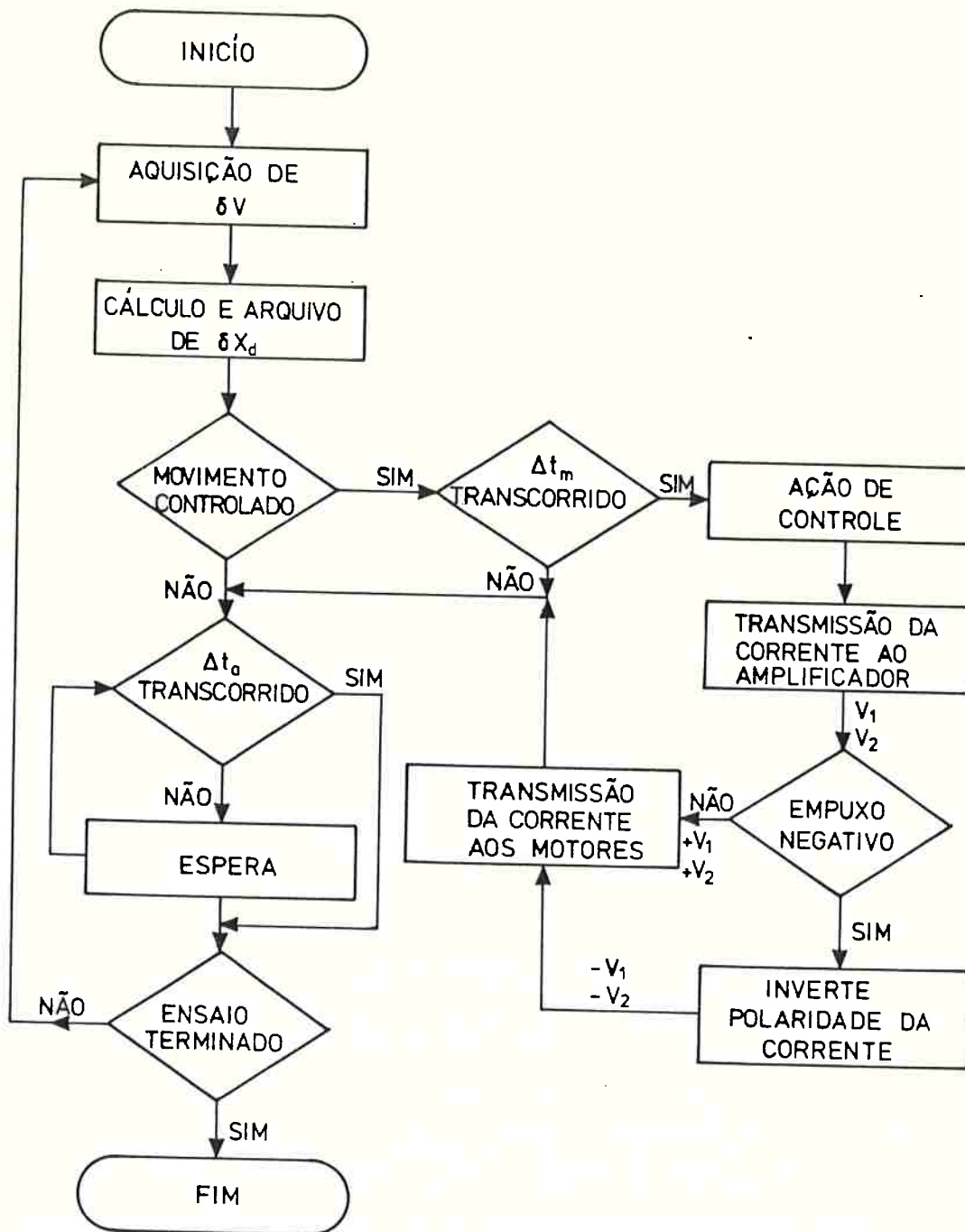


Figura 6.15: Diagrama de Procedimentos nos Ensaios

- a) obtida a leituras de posição (atitude) do modelo, o filtro de Kalman estima as variáveis de estado;
- b) no caso de se usar o controle ótimo, conhecidas as variáveis de estado e com os ganhos de controle calculados a priori, o algoritmo implementado determina o empuxo que os propulsores devem produzir. No caso do controle adaptativo, conhecidas as variáveis de estado, o controlador calcula o empuxo a ser aplicado por meio da subrotina BERZELIUS;
- c) a partir das curvas características do propulsor, determina-se quais as voltagens V_{1d} e V_{2d} a serem enviadas aos motores para que os propulsores produzam o empuxo desejado.

Estes sinais são transmitidos ao amplificador através dos canais de saída analógica da placa de interface (DA), de forma a obter-se nas saídas do amplificador as correntes V_1 e V_2 que alimentarão os motores. Se o empuxo é negativo e os hélices devam ser revertidos, a polaridade da corrente já amplificada é invertida por meio de um ordem do controlador, a qual ativa as linhas de saída digital da placa (I/O), que passam a transmitir uma corrente elétrica, que vai atuar sobre a caixa de relés. A corrente amplificada é finalmente transmitida aos motores de acionamento. A seguir, o controlador verifica se um novo Δt_a já transcorreu, reiniciando o procedimento para uma nova aquisição.

Para permitir uma avaliação posterior, o microcomputador, utilizado como protótipo do controlador, arquiva, além das informações de posição e atitude, todas as estimativas das variáveis de estado executadas pelo filtro e os empuxos a aplicar durante o ensaio.

A tabela 6.1 que se segue mostra a programação dos principais ensaios realizados no tanque de provas.

	CONDIÇÃO							
	LIVRE				CONTROLADA*			
	G.L.				G.L.			
	1		2		1		2	
	ESPECTRO		ESPECTRO		ESPECTRO		ESPECTRO	
$H_{1/3}$ (m)	PM	J	PM	J	PM	J	PM	J
3,0	x	-	x	-	x ⁺	-	x	-
5,0	-	-	x	-	x	x	x	x
6,5	-	-	x	-	x ⁺	-	x	-
9,0	-	-	x	-	-	x	-	x

* controle adaptativo e ótimo

+ testes também com 2 propulsores

PM = Pierson-Moskowitz

J = Jonswap

TABELA 6.1: PRINCIPAIS ENSAIOS PROGRAMADOS

6.4 REALIZAÇÃO DOS ENSAIOS

Nesta seção são apresentados aspectos dos ensaios desenvolvidos. Inicialmente, apresentam-se os ensaios para a obtenção das curvas características dos propulsores, a seguir os ensaios para a condição livre e finalmente os ensaios para a condição controlada.

6.4.1 CURVAS CARACTERISTICAS DOS PROPULSORES

Conforme apontado anteriormente, o sistema propulsor disponível para a realização dos ensaios não corresponde ao modelo em escala reduzida do sistema propulsor especificado para equipar a plataforma RS-35. Para conhecer as características do sistema propulsor disponível foi preciso realizar ensaios com modelo cativo, cujo desenvolvimento é delineado nesta seção.

Da forma como o software de controle foi desenvolvido, era desejável que se obtivesse curvas características dos propulsores que relacionassem o nível de empuxo produzido à tensão de entrada dos motores de acionamento. Utilizou-se, então, as balanças medidoras de força sob as quais os propulsores estavam instalados, para obter a relação tensão versus empuxo de cada unidade propulsora.

Inicialmente, as balanças foram calibradas. A figura 6.16 mostra a relação r_i entre a força aplicada no propulsor e a tensão de saída para uma das balanças.

A seguir, o modelo foi instalado no tanque já na condição de operação, qual seja, com um ângulo de aproamento de 17° e com os propulsores a 0° , relativamente à linha de centro do tanque, como ilustra a figura 6.17. Nestas condições minimiza-se o efeito de interferência entre os propulsores e a resistência ao movimento (92).

Inicialmente, para a condição de "bollard-pull", determinou-se a relação q_i entre a voltagem da corrente de alimentação (entrada) dos motores e a voltagem de saída das balanças, ilustrada na figura 6.18a para um dos conjuntos motor / balança. Das relações r_i e q_i é possível determinar as relações e_i , ilustradas na figura 6.18b, entre empuxos dos hélices e as tensões de entrada dos motores.

Para avaliar a variação da eficiência dos hélices fora da condição de "bollard-pull", o modelo foi rebocado em águas calmas, com diferentes velocidades e para cada velocidade determi-

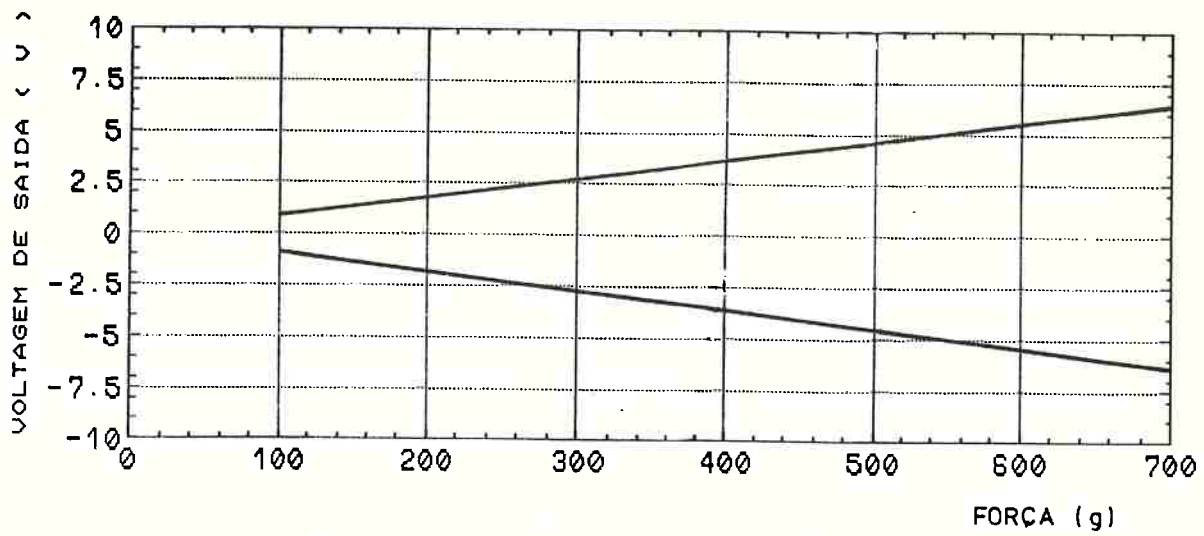


Figura 6.16: Relação r_i típica

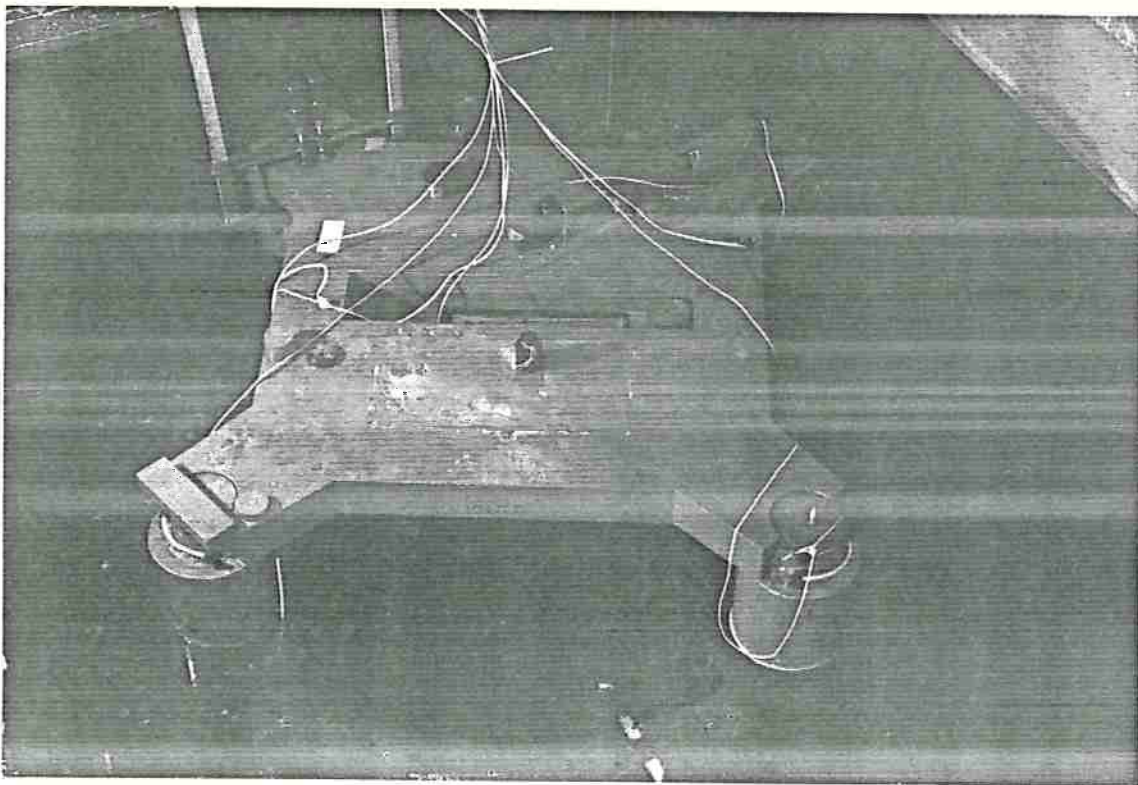


Figura 6.17: Ensaio com Modelo Cativo

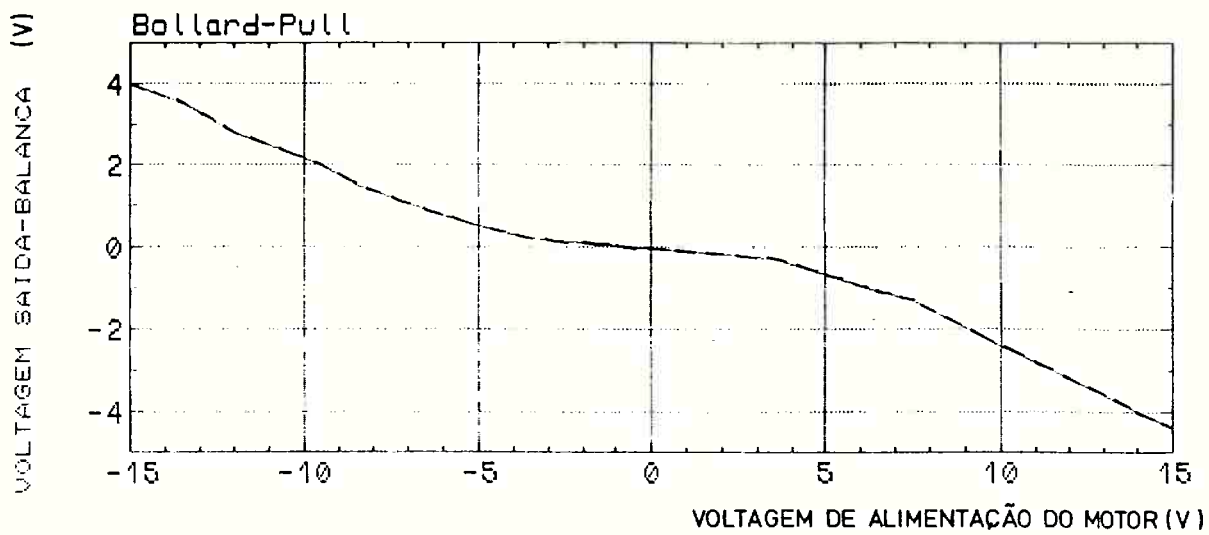


Figura 6.18a: Relações q_i

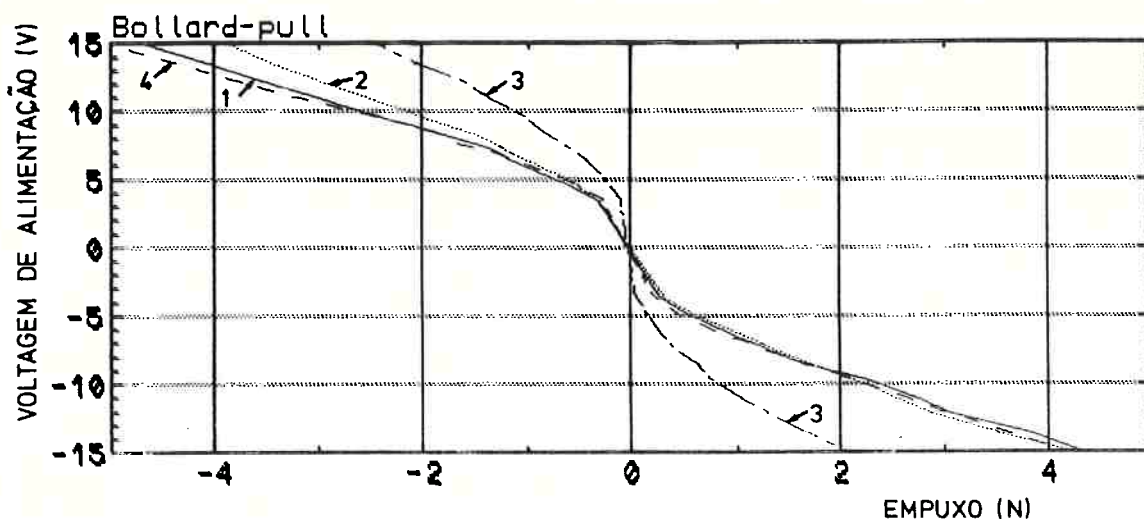


Figura 6.18b: Relações e_i em "Bollard-Pull"

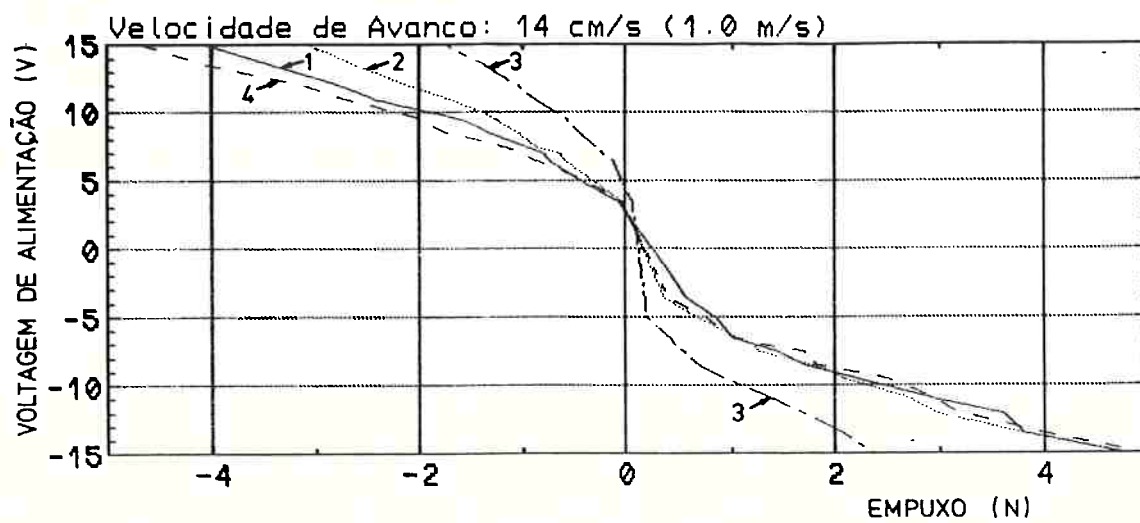


Figura 6.18c: Relações e_i para Modelo em Movimento

nou-se as relações e_i . Realizaram-se os seguintes testes, onde valores entre parênteses indicam a velocidade na escala real:

- a) 0,0 ("bollard-pull")
- b) ± 7 cm/s ($\sim \pm 0,5$ m/s)
- c) ± 10 cm/s ($\sim \pm 0,7$ m/s)
- d) ± 14 cm/s ($\sim \pm 1,0$ m/s)
- e) ± 20 cm/s ($\sim \pm 1,5$ m/s)
- f) ± 27 cm/s ($\sim \pm 2,0$ m/s)

Analisando-se os resultados obtidos e visando simplificar a implementação das curvas no algoritmo de controle, julgou-se que 2 curvas e_i de cada conjunto propulsor são suficientes para representar todo o fenômeno. Assim, se o modelo se movimenta com velocidade entre -14 cm/s ($\sim -1,0$ m/s) e $+14$ cm/s ($\sim +1,0$ m/s), utilizou-se a relação e_i de "bollard-pull". Se o modelo avança com velocidade maior do que $+14$ cm/s, utilizou-se a curva e_i relativa ao ensaio de $+14$ cm/s. Para o caso em que o modelo recua com velocidade menor que -14 cm/s, usou-se a curva resultante do teste com velocidade -14 cm/s. Comparando-se as curvas e_i para a condição de "bollard-pull" ilustradas na figura 6.18b e as curvas para velocidades de reboque ± 14 cm/s, ilustradas na figura 6.18c, pode-se ter uma idéia da influência da velocidade relativa propulsor/água na produção do empuxo.

A análise das curvas ilustradas nas figuras 6.18b e 6.18c mostra que as unidades 1, 2 e 4 tem características muito semelhantes, enquanto que a unidade 3 tem um comportamento bastante diferente das outras.

6.4.2 MOVIMENTO LIVRE

Os ensaios de movimento livre tem como objetivo principal prover resultados para a avaliação do modelo matemático que descreve os movimentos de uma plataforma no mar, uma vez que não se encontrou na bibliografia consultada resultados sobre o

movimento de deslocamento lento ("drift") da plataforma RS-35.

Nestes testes, o modelo flutua livremente no tanque, sem restrição a qualquer dos graus de liberdade, enquanto é excitado por ondas. Nesta série de ensaios, realizou-se testes com ondas regulares de alturas e frequências distintas, e testes com ondas irregulares produzidas a partir do espectro de Pier-son-Moskowitz para alturas significativas diversas.

Antes do início de uma série de ensaios o modelo é lastreado e equilibrado de modo a operar no calado correspondente ao calado de serviço (28,0 m), que é a condição de interesse para os testes de posicionamento dinâmico.

A seguir, o sensor de ondas é calibrado, determinado-se o fator de calibragem h_o/V_o [cm/V]. Admitindo-se que num determinado instante a elevação da superfície da água sobre o elemento submerso provoque uma voltagem de saída V_s no sensor, com o fator de calibragem, a elevação (h_i) da superfície é dada por:

$$h_i = V_s \frac{h_o}{V_o} \text{ cm} \quad (\text{VI.1})$$

Para medir o deslocamento em avanço e o aproamento do modelo durante os testes, os sensores de posição foram instalados como indicado na figura 6.19, sendo calibrados antes de cada teste. O procedimento de calibragem destes sensores, mostrado na figura 6.20, é semelhante ao do sensor de onda. Com o modelo na posição de equilíbrio ($X=0$) ajusta-se a tensão de saída de cada um dos sensores em zero. A seguir desloca-se o modelo dp cm numa direção, ajustando-se as voltagens de cada sensor em dV_1 e dV_2 [V]. Quando o modelo retornar à posição de equilíbrio, a voltagem de saída deverá se anular. As relações dp/dV_1 e dp/dV_2 [cm/V] são os fatores de calibragem destes sensores. Se o ponto P_1 ao se deslocar provocar a diferença de voltagem dV_{p1} no borne de saída do primeiro sensor, determina-se seu deslocamento em cm pela expressão a seguir:

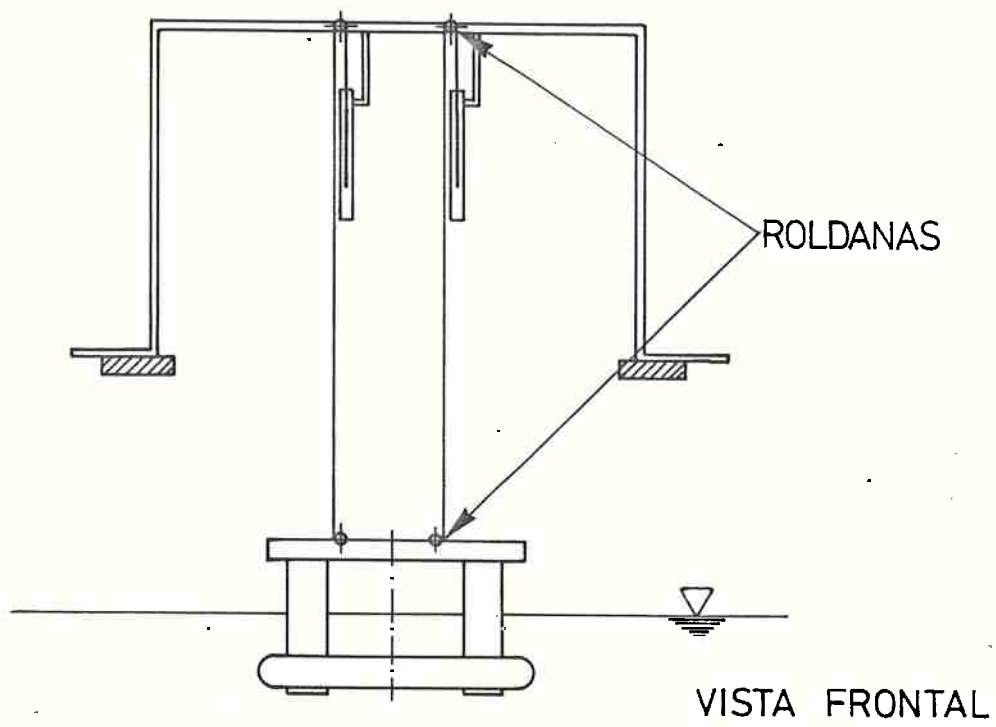


Figura 6.19: Instalação dos Sensores de Posição nos Ensaios com 2 Graus de Liberdade

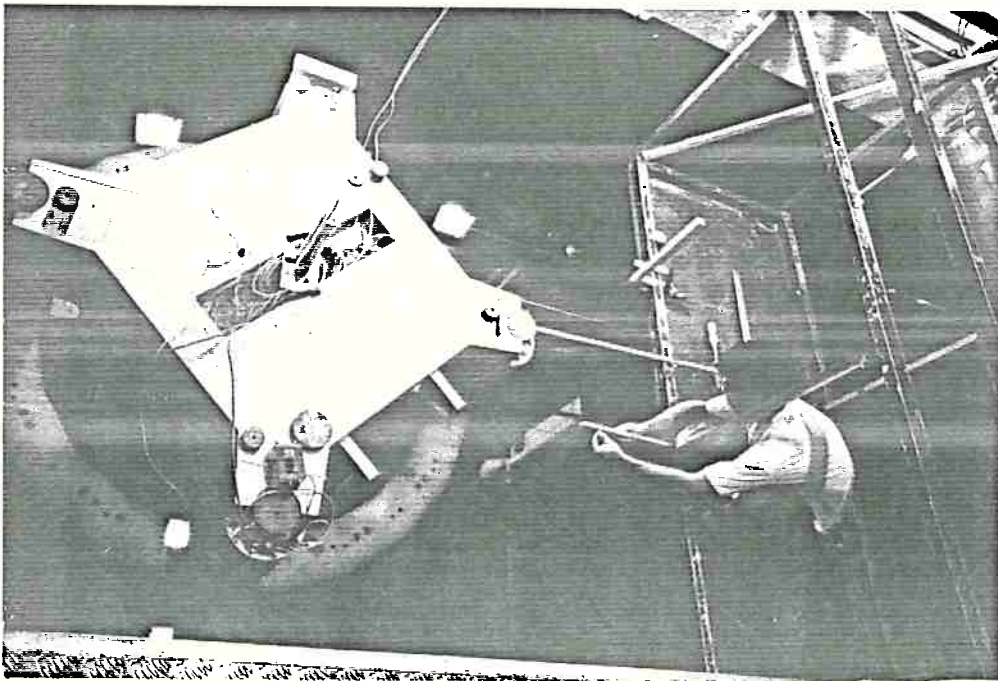


Figura 6.20: Calibragem dos Sensores de Posição

$$dp_1 = dv_{p1} \frac{dp}{dv_1} \quad (VI.2)$$

O deslocamento em avanço é determinado pela média dos deslocamentos de P_1 e P_2 , enquanto o aproamento ψ [rad] pela expressão:

$$\psi = \tan^{-1} \frac{dp_1 - dp_2}{d} \quad (VI.3)$$

onde

dp_1 e dp_2 são os deslocamentos respectivos de P_1 e P_2 e d a distância entre P_1 e P_2 .

O procedimento acima é válido se o movimento de deriva da plataforma é pequeno, o que de fato foi constatado em todos os testes realizados. Nesta série de testes a aquisição de dados foi feita pelo computador Unix. Nos seus arquivos foram armazenados dados do deslocamento em avanço, do aproamento, da altura e da frequência de ondas incidentes. A aquisição de dados foi comandada pelo programa "STUREG" de propriedade do Instituto de Técnicas Oceânicas da T.U.Berlin.

Por questão de segurança e para permitir uma avaliação mais rápida dos resultados dos ensaios, as voltagens de saída dos sensores são enviadas ao registrador multi-canal ilustrado na figura 6.21.

6.4.3 MOVIMENTO CONTROLADO

Conforme mencionado na seção 6.1, devido a disponibilidade limitada do tanque de provas foi preciso desenvolver e utilizar nos ensaios um software de controle diferente do utilizado nas simulações.

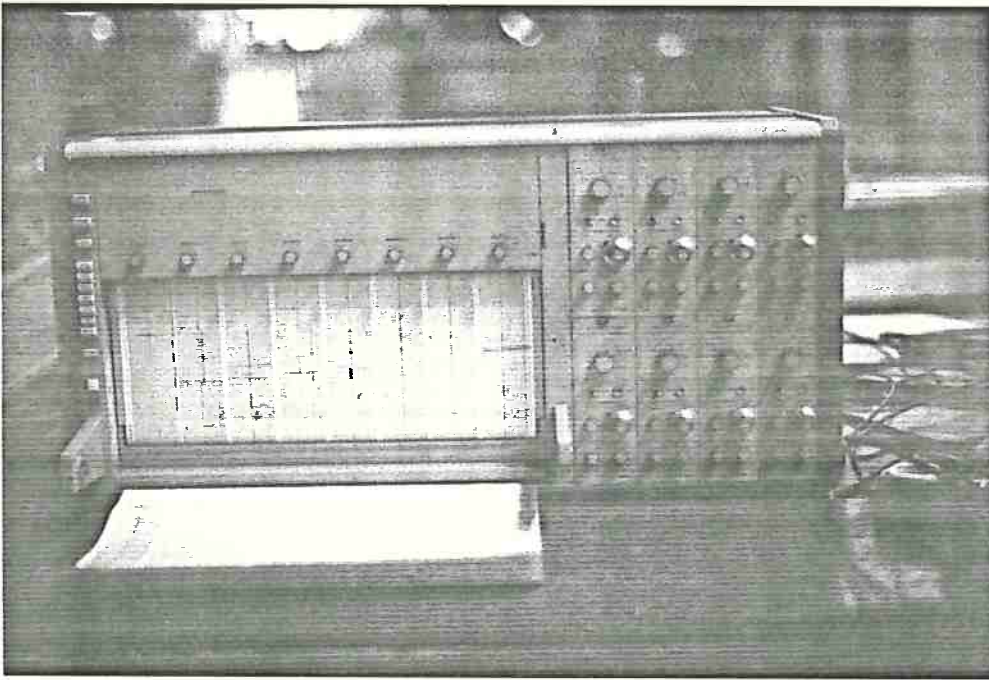


Figura 6.21: Registrador Multi-Canal

Os softwares da simulação e do ensaio, embora bastante semelhantes, apresentam diferenças no que tange aos dados de entrada e modelos matemáticos dos filtros. É importante notar que, no caso dos ensaios trabalhou-se na escala do modelo, enquanto que na simulação considerou-se a escala real. Esta diferença determina que para o ensaio todas as dimensões utilizadas sejam reduzidas na escala 1:53, a escala do modelo. As variáveis temporais são reduzidas na proporção de $1:\sqrt{53}$. Assim, o intervalo de aquisição, discretização e filtragem passa de 1,0 s para aproximadamente 0,1374s. Enquanto o intervalo de modulação nas simulações era de aproximadamente 21,0s, nos ensaios ele é apenas 2,88 s. A alteração destes intervalos modifica as matrizes envolvidas na modelagem discretizada do filtro e do controlador adaptativo. Além disso, a redução dos intervalos de tempo exige algoritmos muito mais rápidos nos ensaios. Por isso, optou-se por implementar a versão mais simples dos controladores, onde se atua apenas sobre a velocidade e o deslocamento de baixa frequência. A ação sobre a integral do afastamento de baixa

frequência, conforme sugerido na seção 4.3.1, só foi implementada posteriormente, em uma nova etapa de simulações digitais, depois que se verificou que o desempenho dos controladores não era totalmente satisfatório. Assim, o filtro utilizado nos ensaios tem ordem inferior ao utilizado nas simulações.

O modelo matemático contínuo linearizado, a partir do qual se implementou o modelo para o filtro, tem como base o seguinte sistema de equações:

$$\dot{X}(t) = FX(t) + LU(t) + Gw(t) \quad (\text{VI.4})$$

onde

L é a MATRIZ DE CONTROLE dada por:

$$\begin{bmatrix} 1,00 & 0,00 & 0,00 & 0,00 & 0,00 & 0,00 & 0,00 \end{bmatrix}^T$$

F é a MATRIZ DA PLANTA DO SISTEMA dada por:

$$\begin{bmatrix} -0,100 & 0,00 & 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & -0,050 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & -5,820 & -13,250 & 1,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,350 \end{bmatrix}$$

G é a MATRIZ DE MIXAGEM DE RUIDO dada por:

$$\begin{bmatrix} 0,500 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,250 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 1,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,250 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,250 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,000 \end{bmatrix}$$

O modelo discretizado para o filtro, neste caso, é obtido

do modelo (VI.4) através do programa DISCRET, com um intervalo de discretização de 0,137 s (1,0 s) conforme a seguinte equação:

$$X(k+1) = \Phi X(k) + \Omega U(k) + \Gamma w(k) \quad (VI.5)$$

onde

Φ é a MATRIZ DE TRANSIÇÃO dada por:

$$\begin{bmatrix} 0,986 & 0,000 & 0,135 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,136 & 1,000 & 0,009 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,993 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,376 & -1,202 & 0,093 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,090 & 0,904 & 0,007 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 1,049 \end{bmatrix}$$

Ω é a MATRIZ DE CONTROLE dada por:

$$\begin{bmatrix} 0,136 \\ 0,009 \\ 0,000 \\ 0,000 \\ 0,000 \\ 0,000 \end{bmatrix}$$

Γ é a MATRIZ DE MIXAGEM DE RUÍDO dada por:

$$\begin{bmatrix} 0,068 & 0,000 & 0,009 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,004 & 0,034 & 0,00043 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,136 & 0,000 & 0,000 & 0,000 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,022 & -0,023 & 0,007 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,002 & 0,033 & 0,004 \\ 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,000 & 0,140 \end{bmatrix}$$

A equação de entradas para o sistema na forma discreta é dada por:

$$Y(k) = \Theta X(k) + v(k) \quad (VI.6)$$

onde

$$\theta = [0,0 \quad 1,0 \quad 0,0 \quad 0,0 \quad 1,0 \quad 0,0]$$

Admitiu-se a matriz nula como o valor inicial da matriz de covariância Q do ruído de processo. Também o vetor de estados estimados é admitido como nulo no início do processo.

O controle ótimo para os ensaios foi projetado a partir da seguinte equação:

$$\dot{X}_C(t) = F_C X_C(t) + L_C U(t) \quad (VI.7)$$

onde

$$F_C = \begin{bmatrix} -0,1 & 0,0 \\ 1,0 & 0,0 \end{bmatrix}$$

$$L_C = [1,0 \quad 0,0]^T$$

Foi feito um ajuste do controlador variando-se sistematicamente as matrizes V e T do índice de desempenho (IV.22), os melhores resultados foram obtidos para:

$$V = \begin{bmatrix} 10^{-15} & 0,0 \\ 0,0 & 0,1 \end{bmatrix}$$

$$T = 10^{+7}$$

Os ganhos de controle ótimo são:

$$G_V = -0,2247115$$

$$G_X = -0,03873043$$

Os pólos do sistema controlado (VI.7) são:

$$\sigma_1 = -0,16236 - 0,11123j$$

$$\sigma_2 = -0,16236 + 0,11123j$$

O sistema controlado apresenta as seguintes características, calculadas conforme a seção 2.6.3:

$$\zeta = 0,82497$$

$$w_n = 0,197 \text{ rad/s}$$

Considerando-se a figura 2.5, verifica-se que os pólos do sistema controlado estão alocados satisfatoriamente. Como $0 < \zeta < 1,0$, a plataforma controlada apresenta características de resposta semelhante a um sistema de segunda ordem subamortecido, com um grau de amortecimento ligeiramente superior ao valor recomendado ($\zeta = 0,707$).

Nos ensaios as frequências modais de excitações ocorrem na baixa frequência em 1,37 rad/s ($\sim 10,0$ rad/s), e na alta frequência em 13,7 rad/s ($\sim 100,0$ rad/s). Como a frequência natural não amortecida w_n está bem distante destes valores não ocorre ressonância.

O algoritmo de controle adaptativo implementado para a realização dos ensaios foi projetado a partir da seguinte equação:

$$X_c(k+1) = \Phi_c X(k) + \Omega_c U(k) \quad (\text{VI.8})$$

onde

$$\Phi_c = \begin{bmatrix} 0,841 & 0,000 \\ 2,642 & 1,000 \end{bmatrix}$$

$$\Omega_C = \begin{bmatrix} 2,642 & & \\ & 3,910 & \\ & & \end{bmatrix}^T$$

As matrizes do sistema (VI.8) são obtidas da discretização de (VI.4) no intervalo de modulação dos propulsores 2,88 s (~21,0 s).

Os parâmetros a_i da equação (4.46) utilizados nos ensaios com o controlador adaptativo foram:

$$a_v = 0,35$$

$$a_x = 0,20$$

A escolha dos parâmetros acima indica que se deu maior prioridade para a correção do deslocamento, contrariando resultados posteriormante obtidos nas simulações, que indicam que se deve dar prioridade à correção da velocidade.

O desempenho distinto da terceira unidade, veja figuras 6.18b e 6.18c, é compensado pelo software de controle durante a distribuição do empuxo entre os conjuntos propulsores. Assim, o conjunto propulsor a que está ligada a terceira unidade opera com uma diferença de tensão maior do que o conjunto 1-2 (de melhores características), de forma que cada conjunto produza aproximadamente a mesma quantidade de empuxo. Esta medida é necessária para evitar-se a introdução de um momento de empuxo indesejável, causado pelo desempenho diferente das unidades.

6.4.3.1 ENSAIOS COM UM GRAU DE LIBERDADE

No que se refere a parte computacional, verifica-se que o protótipo do controlador opera sob condições muito mais restritivas do que as encontradas no trabalho de campo. Assim, os intervalos de filtragem e modulação, impõem tempos mínimos de processamento ao software de controle. Durante testes preliminares do software de controle, verificou-se que para um ciclo

de tarefas, incluindo uma aquisição, uma filtragem, uma determinação da ação de controle e uma transmissão da ordem de controle, era necessário cerca de 0,08 s. Este resultado tornou patente que só nos testes com um grau de liberdade poderiam ser reproduzidas as condições reais de operação e por isso concentrou-se a atenção nos testes para controle do movimento de avanço. Nesta série de ensaios foram testadas versões do controlador ótimo e do controlador adaptativo, conforme esclarecido na seção precedente.

As figuras 6.22a e 6.22b ilustram a instalação do modelo no tanque para a realização dos testes com um grau de liberdade. Para impedir os movimentos de deriva e aproamento utilizou-se um cabo de aço instalado longitudinalmente próximo à linha de centro do tanque e 4 defletores montados aos pares sobre o convés do modelo. A folga entre os elementos de um par é de apenas 0,04m e eles estão montados sobre rolamentos que reduzem o atrito entre o cabo e a superfície do defletor.

Por se tratar da condição mais realista, optou-se por testar o SPD construído apenas em ondas irregulares, geradas a partir dos espectros de Pierson-Moskowitz e de Jonswap. Também aqui é preciso lastrear e equilibrar o modelo antes dos ensaios e calibrar os sensores de onda, instalados como no caso dos testes para o movimento livre. Nesta série de testes utilizou-se apenas um sensor de posição, instalado no centro da parte frontal do modelo.

Testes preliminares indicaram que o peso excessivo dos cabos de transmissão de energia aos propulsores e de medida do empuxo interferiam no movimento do modelo no tanque. Por isso, eliminou-se os cabos das balanças medidoras de empuxo. Para avaliar o empuxo em cada propulsor, as tensões de alimentação dos motores foram captadas no registrador multi-canal, e com o auxílio das figuras 6.18b-c determinava-se o empuxo produzido. No registrador captou-se ainda as tensões de saída dos sensores de posição e onda, o que permitia uma avaliação imediata do

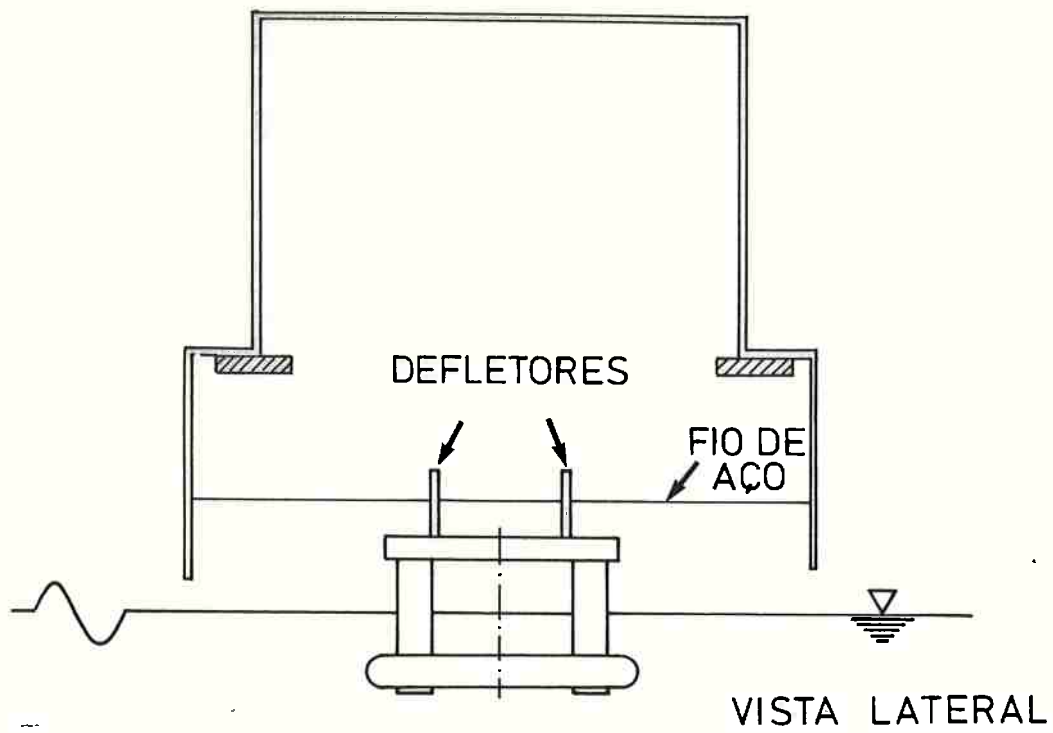


Figura 6.22a: Instalação para Ensaios com Um Grau de Liberdade

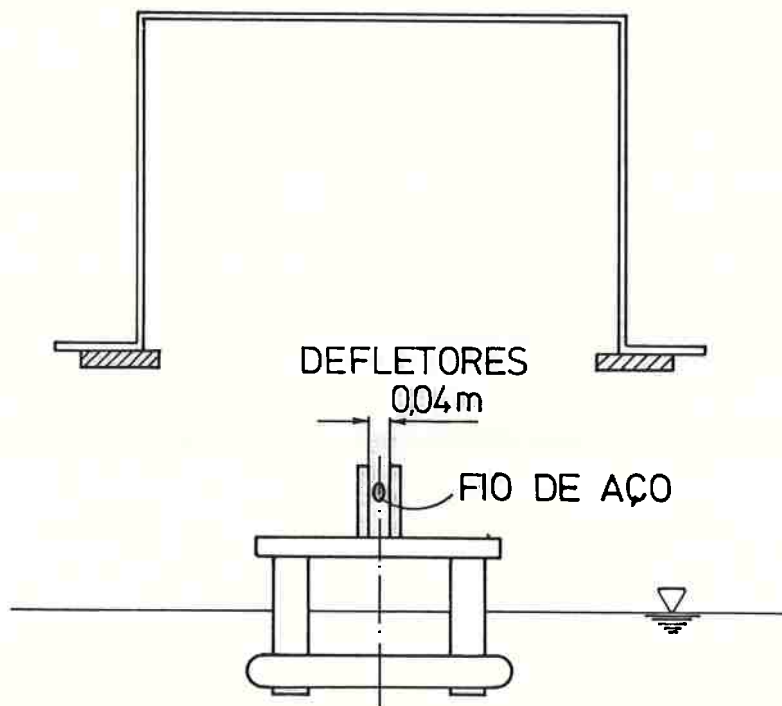


Figura 6.22b: Modelo Preparado para Ensaio com 1 G.L.

comportamento da plataforma no ensaio.

Os resultados dos testes foram ainda arquivados no computador Unix que realizava a aquisição de dados do deslocamento do modelo e das ondas incidentes e controlava o batedor de ondas. O microcomputador Compaq, além de exercer a função de controlador, armazenava os seguintes dados:

- a) deslocamento em avanço medido (aquisição);
- b) estimativas das variáveis de estado feitas pelo filtro e
- c) empuxo necessário para a recuperação de posição, determinado pela rotina de controle em uso (ótimo ou adaptativo).

Nestes testes ambos os canais da caixa de relés eram comandados pelo mesmo grupo de linhas I/O, de modo que a rotação de todos os propulsores era concomitantemente invertida quando o controlador ordenava a produção de empuxo negativo.

No início dos ensaios de posicionamento dinâmico propriamente, verificou-se que um dos motores sofrera danos irreparáveis. Os motores utilizados não são fabricados em série, e portanto, não era possível substituir a unidade defeituosa em tempo hábil. Optou-se, então, por realizar os testes inicialmente com dois e a seguir com três propulsores, considerando que:

- a) em aplicações práticas não se deve utilizar a potência total dos propulsores para o controle dos movimentos de uma única direção;
- b) nos ensaios realizados a excitação de onda é o único distúrbio ambiental atuante. Portanto, deve haver uma certa potência de reserva para controlar os distúrbios induzidos por correntes e ventos, e
- c) a nova configuração de instalação dos propulsores, figura 6.23, provavelmente resultará na redução do efeito de interferência entre os propulsores, quando comparado à configuração original, figura 6.2.

Os testes com três propulsores são realizados para alturas de ondas maiores, quando é necessário empuxo maior para al-

cançar os objetivos de controle.

Conforme ilustra a figura 6.23, instalou-se o modelo de tal forma que o eixo proa-popa formasse 45° com à linha de centro do tanque. Na coluna de vante instalou-se o conjunto 3 (opcional) e nas colunas laterais os conjuntos 1 e 2. Quando ativado, o propulsor opcional era comandado separadamente por um dos canais de saída analógica (AD), o que permitia contrabalançar seu desempenho distinto, veja figuras 6.18. Os conjuntos propulsores 1 e 2, cujos desempenhos eram semelhantes, foram controlados pela mesma saída analógica e, portanto, trabalhavam sob uma mesma tensão de entrada. Para que os propulsores produzissem o mesmo empuxo, a terceira unidade foi comandada (via software) a operar com uma diferença de potencial maior do que as outras unidades.

A duração aproximada de um teste era cerca de 250 s. Como o tempo máximo de controle do batedor de ondas via computador era de aproximadamente 200 s, nos instantes finais era possível verificar também o comportamento do controlador, quando o movimento da água paulatinamente diminuía. O objetivo aqui era avaliar a atuação do controlador numa mudança rápida das condições de excitação.

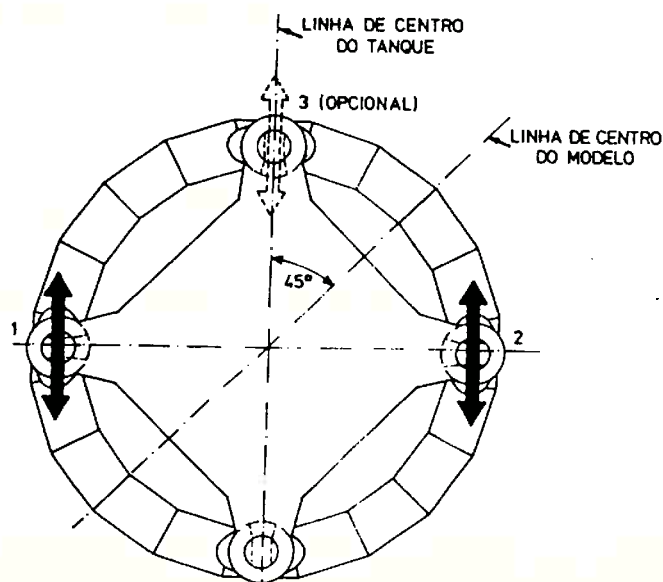


Figura 6.23: Configuração dos Propulsores nos Ensaios com 1 G.L.

6.4.3.2 ENSAIOS COM DOIS GRAUS DE LIBERDADE

Nos ensaios com dois graus de liberdade, o protótipo do controlador continua a dispor dos mesmos 0,1374s para realizar um ciclo de tarefas, agora incluindo o controle dos movimentos de avanço e aproamento. Com o microcomputador e o software utilizados, no entanto, este ciclo dura 0,16s (aproximadamente 0,08s por ciclo), o que significa apenas 0,023s a mais do que o desejável. Considerou-se esta diferença pequena e que os ensaios assim realizados produziram resultados satisfatórios.

Nesta série de ensaios o protótipo opera na velocidade máxima do seu software (0,16s num ciclo), onde foi eliminada a "espera" que ocorria no caso anterior, ilustrado na figura 6.15. Assim, um novo ciclo é iniciado tão logo o anterior tenha terminado.

Para permitir que o modelo realizasse movimentos nos dois graus de liberdade de interesse (avanço e aproamento) retirou-se um par de defletores, instalando o outro na parte central do modelo, como ilustra a figura 6.24. Para medir o deslocamento em avanço e o aproamento durante estes ensaios voltou-se a instalar um segundo "pick-up", na configuração ilustrada na figura 6.19.

Os propulsores foram instalados como mostram as figuras 6.25a e 6.25b. Os propulsores 1 e 2 foram instalados nas laterais do modelo e são controlados pelo primeiro canal de saída analógica da placa (DA). O propulsor 3, instalado para produzir empuxo na direção perpendicular à direção de empuxo das unidades 1 e 2, foi destinado ao controle do aproamento do modelo. Este propulsor é controlado pelo segundo canal de saída analógica. O controle da inversão do sentido de rotação dos conjuntos propulsores é realizado por linhas I/O digital de grupos distintos, de tal forma que é possível inverter a rotação do propulsor 3, sem inverter as rotações dos propulsores 1 e 2 e vice-versa. Os propulsores 1 e 2, ligados à mesma saída

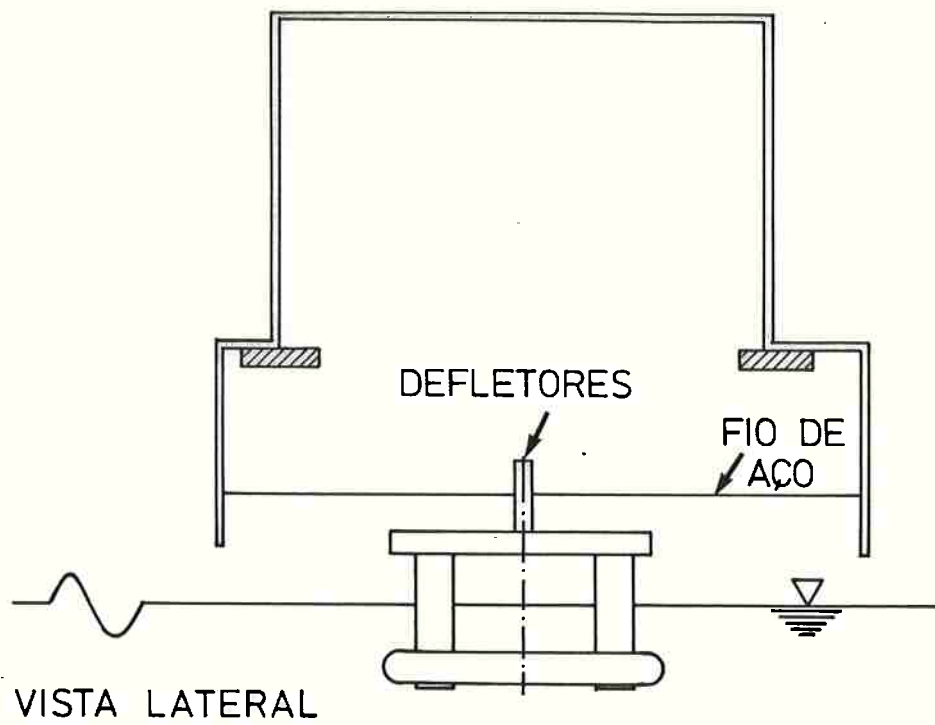


Figura 6.24: Instalação dos Defletores para Ensaios com 2 G.L.

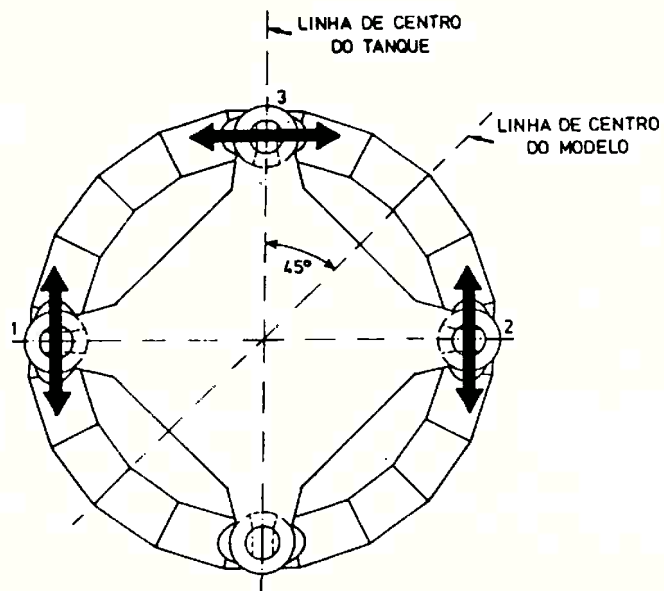


Figura 6.25a: Esquema de Atuação dos Propulsores-Ensaios 2 G.L.

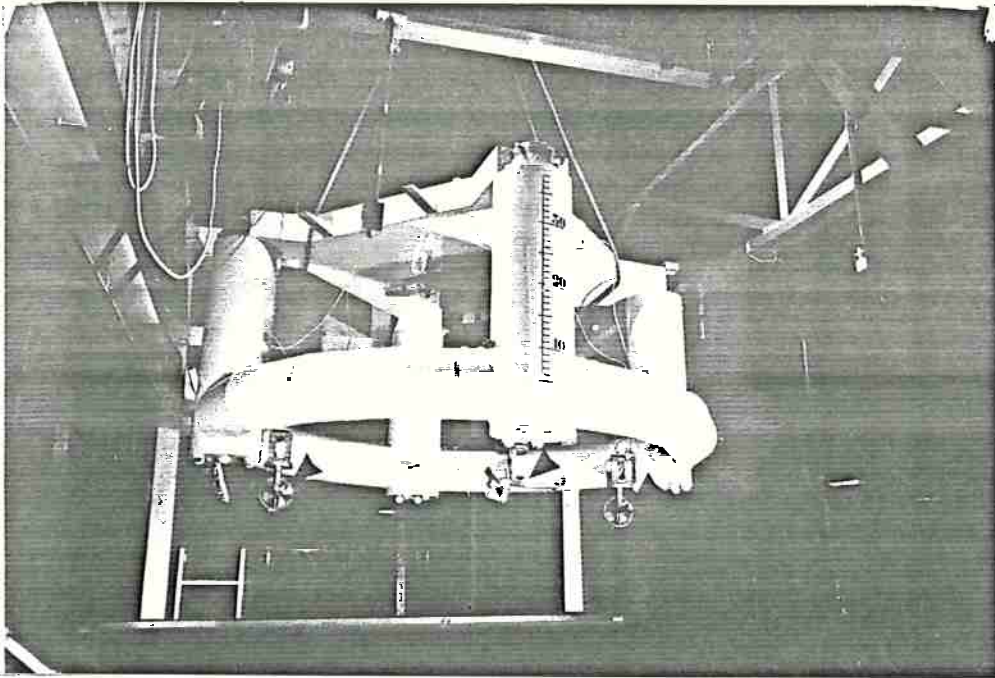


Figura 6.25b: Instalação dos Propulsores-Ensaio 2 G.L.

analógica e cujas rotações são comandadas pela mesma linha I/O digital, respondem sempre igualmente às ordens de controle.

A figura 6.26 ilustra a realização de um ensaio, sendo possível reconhecer aí os defletores, o cabo de aço e os fios que ligam o modelo aos "pick-ups".

A duração dos testes, o tempo de atuação do batedor de ondas e as calibrações são idênticas ao caso descrito na seção anterior.

6.5 ANÁLISE DE RESULTADOS

Analisa-se inicialmente os resultados obtidos nos ensaios na condição livre, onde foram realizados testes com trens de ondas regulares e irregulares. Em sequência analisam-se os resultados dos testes de desempenho do SPD.

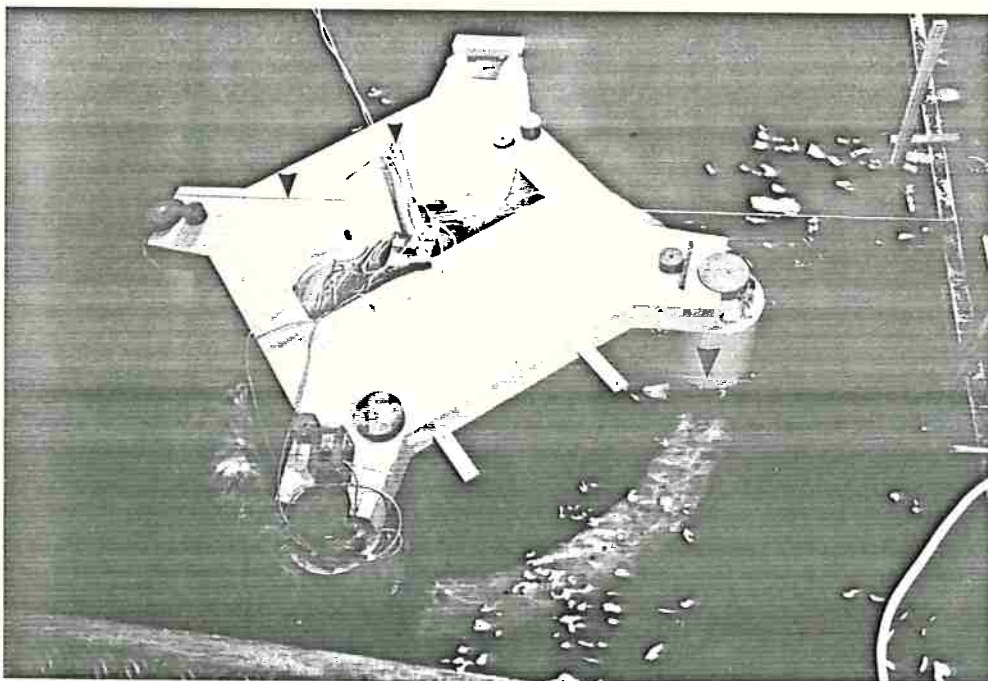


Figura 6.26: Ensaio com 2 G.L. em Andamento

Inicialmente, efetuou-se uma avaliação separada do filtro para depois testar o controlador propriamente. O desempenho do controlador é avaliado para as duas versões do software de controle utilizadas, quais sejam, a do controle ótimo e adaptativo. Os resultados obtidos foram reduzidos à escala real da plataforma para facilitar a comparação realizada adiante.

6.5.1 ONDAS REGULARES

As figuras 6.27 e 6.28 ilustram dois exemplos de ensaios na condição livre e onda regular. Nestas figuras, o gráfico superior ilustra o aproamento ("yaw") em radianos realizado pelo modelo durante o ensaio, o segundo mostra o deslocamento em avanço ("surge") em metros, e o terceiro a altura em metros das ondas incidentes, medida pelo sensor de ondas ("pegel 1"). As

características do trem de ondas incidentes podem ser avaliadas pelos gráficos das funções densidade de probabilidade-PDF ("probability density function") da elevação ("elevation"), da altura de onda ("doppelamplitude") e do período ("periode"). Abaixo dos gráficos das PDF encontram-se outros dados relativos ao trem de ondas incidentes, calculados pelo programa MTSTAT do Instituto de Técnicas Oceânicas da Technische Universitaet Berlin, cabendo destacar:

- a) a altura média H_{mean} ;
- b) a altura máxima $H_{m\acute{a}x}$;
- c) a altura significativa de onda $H_{1/3}$;
- d) o período máximo $T_{m\acute{a}x}$;
- e) o período mínimo T_{min} e
- f) o período de onda de maior altura $T_{H_{m\acute{a}x}}$.

No primeiro caso ilustrado, figura 6.27, percebe-se que o aproamento ("yaw") realizado é muito pequeno, chegando a um máximo de 0,06 rad ($\sim 3,5^\circ$) em 360 s, o que revela uma velocidade de aproamento muito baixa. Neste mesmo intervalo a plataforma se desloca aproximadamente 40,0 m, como mostra o gráfico de "surge" (avanço). A velocidade média de deslocamento lento ("drift") aproximada pode ser estimada pela inclinação da linha que descreve o movimento, chegando-se a 0,14 m/s neste caso. Os gráficos da PDF e a análise do perfil da onda indicam que o trem de ondas é regular com altura média de 5,91 m e período de 11,90 s.

No segundo caso ilustrado, figura 6.28, o aproamento ("yaw") máximo foi de 0,09 rad ($\sim 5^\circ$) em 300 s, quando a plataforma se desloca 100,0 m da posição inicial. Verifica-se que a velocidade de deslocamento lento é bem maior neste caso, chegando a 0,50 m/s. Nota-se que neste caso a altura média do trem de ondas foi de 5,3 m, o que não é significativamente diferente do caso anterior (5,91m). A diferença de comportamento da plataforma nos dois casos é atribuída ao período médio das ondas do trem incidente, que neste caso foi 8,95 s, o que mostra que

a força de segunda ordem ("drift force") em ondas regulares é muito dependente do período das ondas, um resultado semelhante ao observado nas curvas de RAO, figura 5.2. Aqui é preciso verificar-se ainda o grau de influência do fenômeno da reflexão de ondas no tanque para cada frequência testada.

Comparando-se os deslocamentos em avanço nos dois testes, verifica-se que, no primeiro caso, os movimentos oscilatórios devidos à força de onda de primeira ordem são bem mais perceptíveis do que no segundo caso, o que também pode ser atribuído à diferença de frequência das ondas nos ensaios. Este resultado está de acordo com os ilustrados nas curvas de RAO, onde, em ondas com período de 12,0s o deslocamento de primeira ordem é maior do que o realizado sob ondas com período de 9,0s.

Foram realizados outros testes para a condição livre e ondas regulares, apresentados no apêndice D. Em todos eles constatou-se que o aproamento realizado é bastante pequeno, não excedendo geralmente 7° . Nos casos em que o aproamento foi um pouco maior verificou-se que o modelo havia sido instalado com um pequeno ângulo de aproamento inicial, o que caracteriza uma assimetria de formas relativamente ao fluxo de água, a qual induz momentos de aproamento maiores.

Verifica-se nos testes realizados que a oscilação produzida pela força de onda de primeira ordem no aproamento também é função da frequência da onda incidente.

A análise do trem de ondas mostra ainda que após algum tempo as ondas incidentes passam a ser perturbadas pelas ondas refletidas no final do tanque.

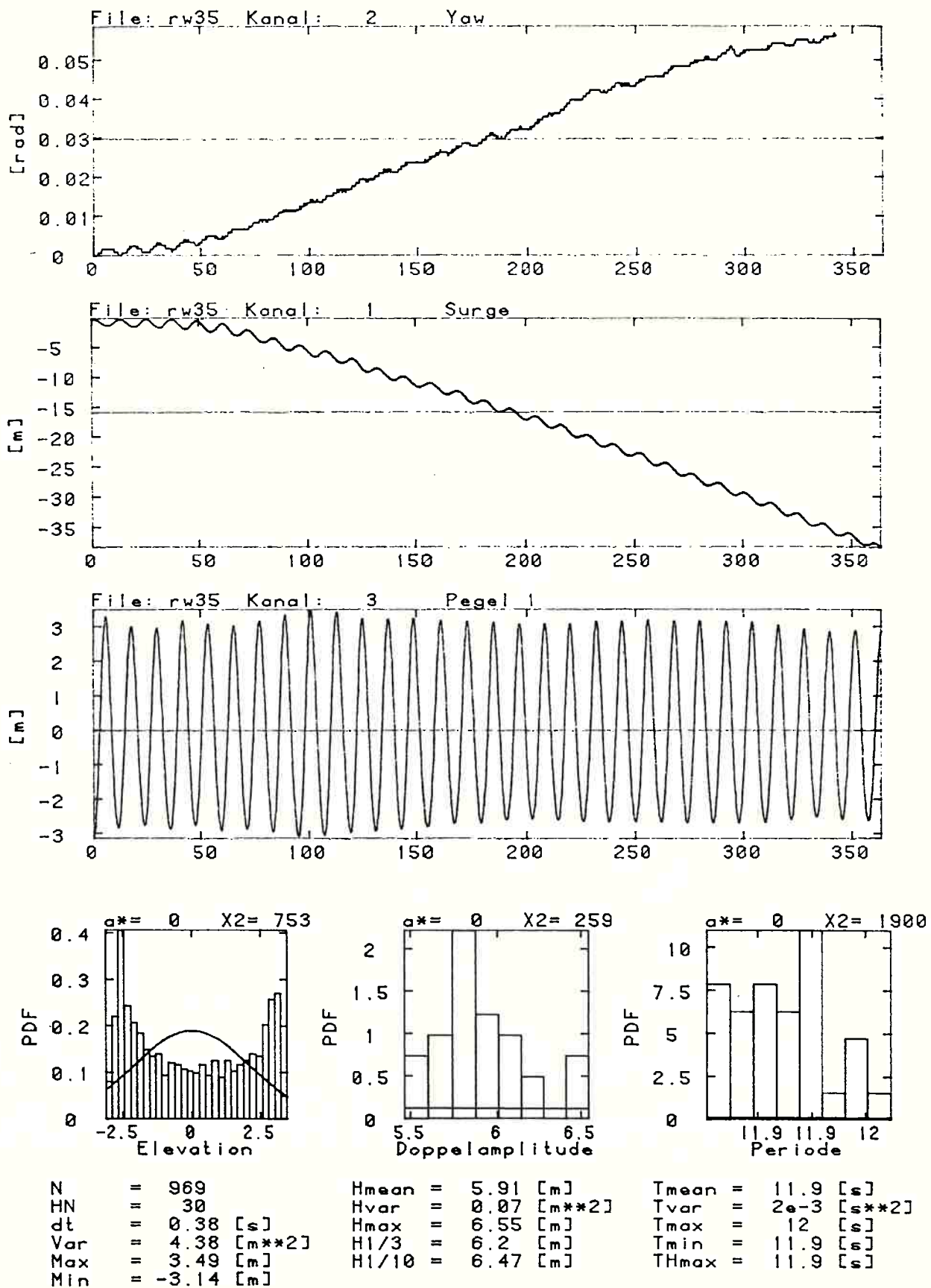
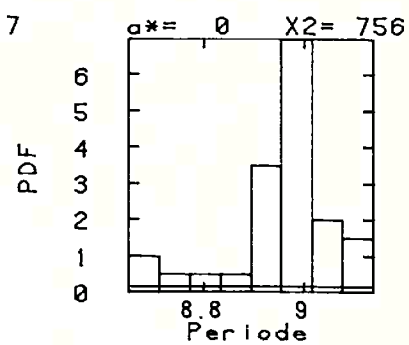
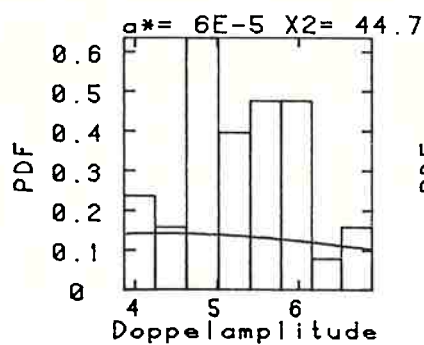
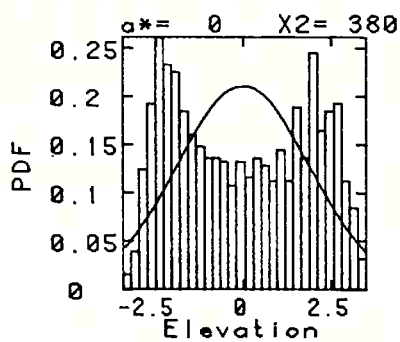
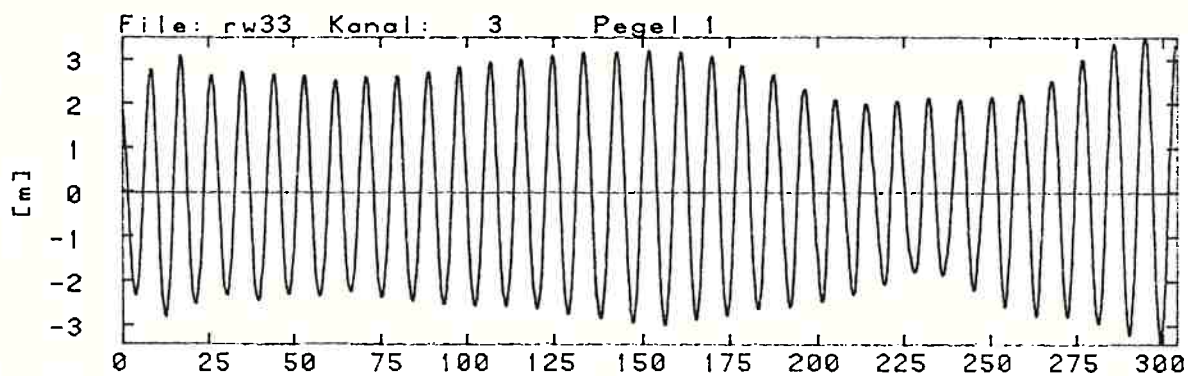
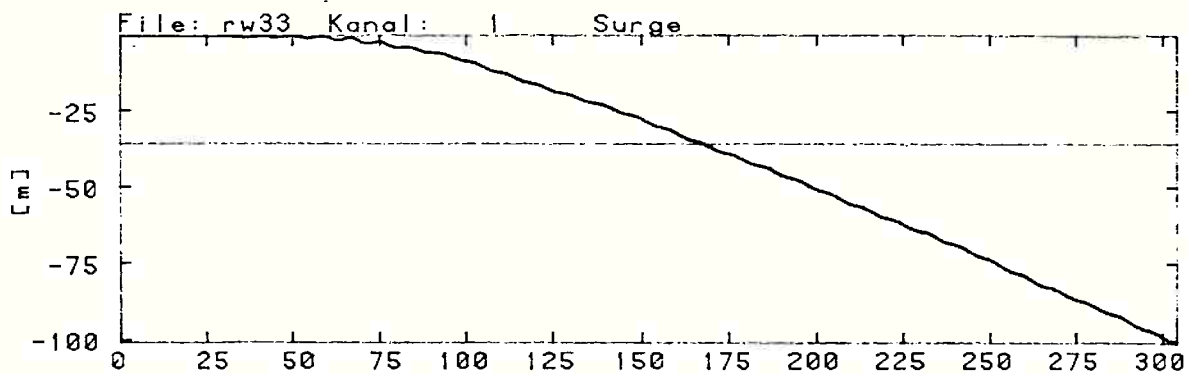
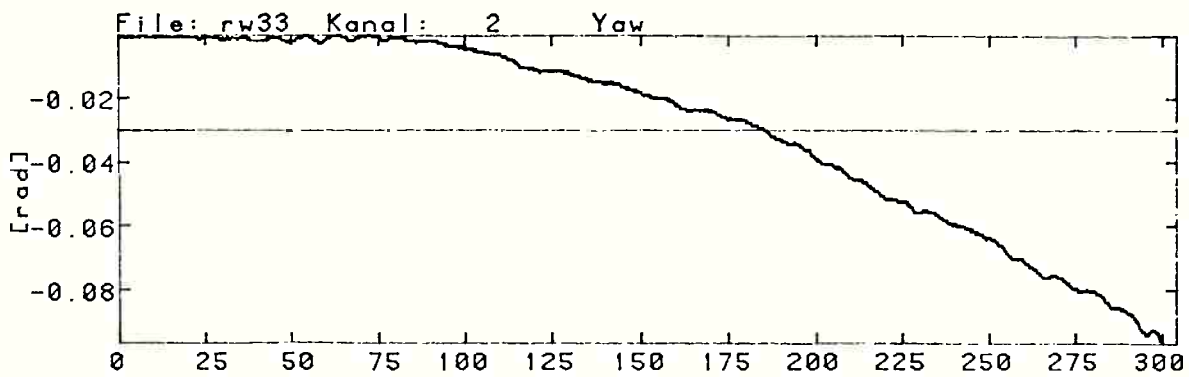


Figura 6.27: Ensaio Livre - Ondas Regulares - Caso 1



N = 1077
 HN = 33
 dt = 0.28 [s]
 Var = 3.57 [m**2]
 Max = 3.49 [m]
 Min = -3.43 [m]

Hmean = 5.3 [m]
 Hvar = 0.52 [m**2]
 Hmax = 6.92 [m]
 H1/3 = 6.08 [m]
 H1/10 = 6.57 [m]

Tmean = 8.95 [s]
 Tvar = 0.01 [s**2]
 Tmax = 9.14 [s]
 Tmin = 8.65 [s]
 THmax = 9 [s]

Figura 6.28: Ensaio Livre - Ondas Regulares - Caso 2

6.5.2 ONDAS IRREGULARES

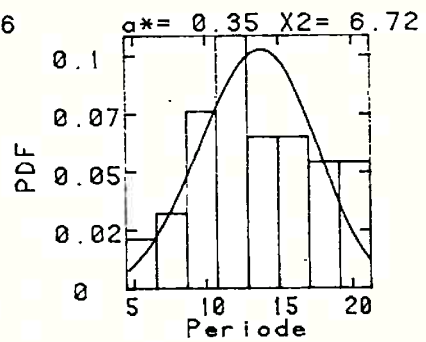
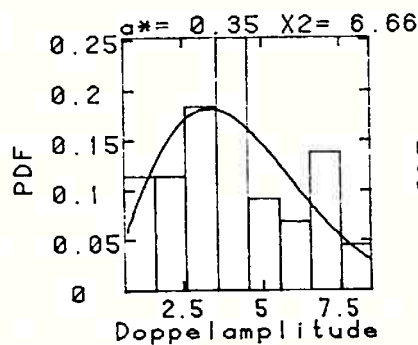
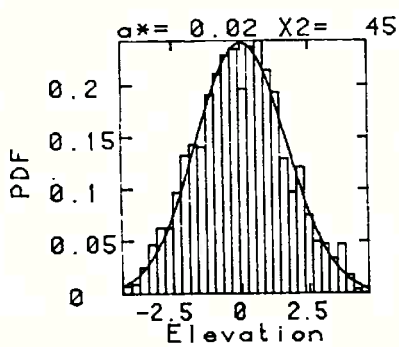
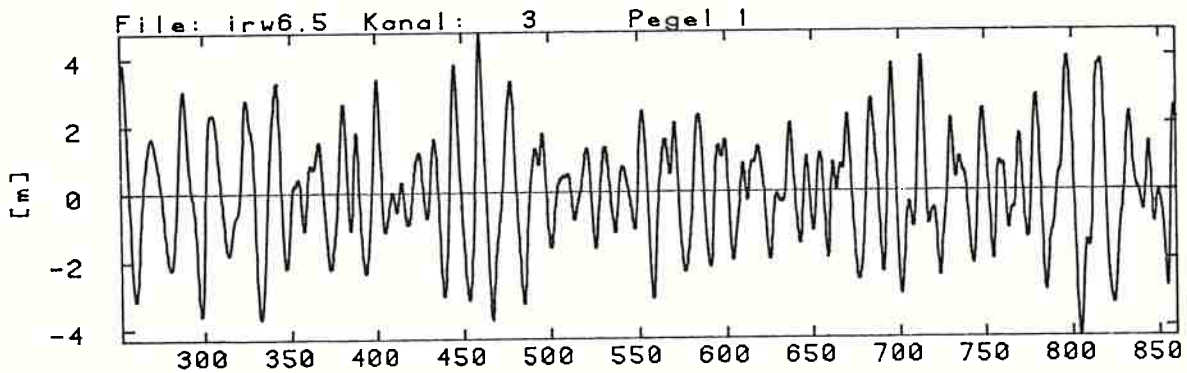
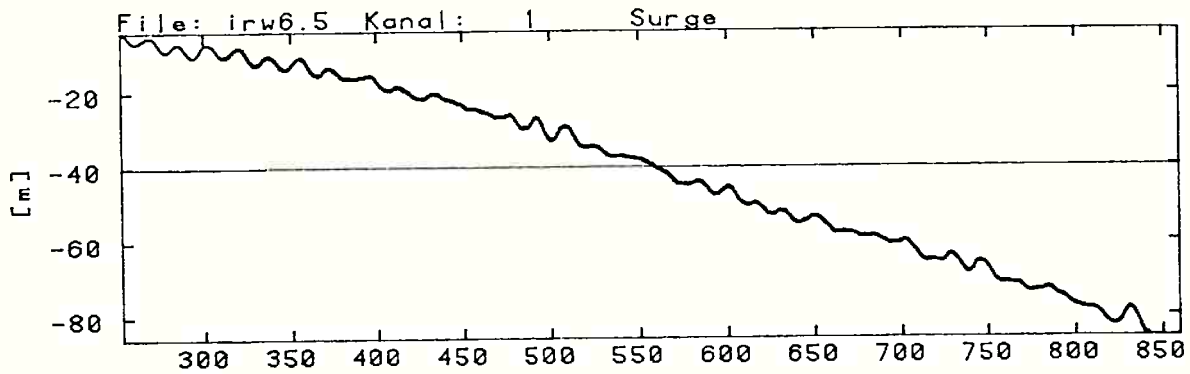
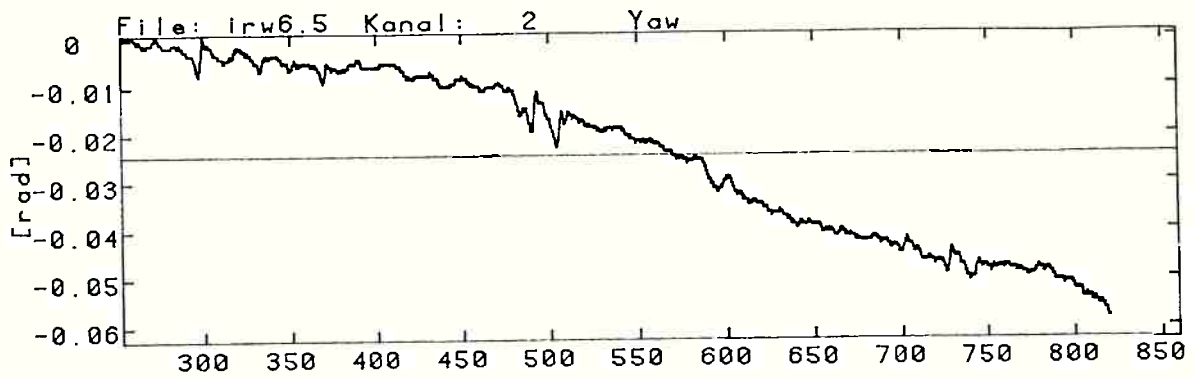
As figuras 6.29 e 6.30 são exemplos típicos dos testes na condição livre em ondas irregulares. A disposição dos gráficos e dados nestas figuras é a mesma exposta na seção anterior, ou seja, inicialmente são apresentados os resultados do aproamento ("yaw"), depois os do avanço ("surge"), a seguir o trem de ondas medido pelo sensor 1 ("pegel 1") e a análise do seu perfil.

As ondas são geradas a partir do espectro de Pierson-Moskowitz, para altura significativa ($H_{1/3}$) de 6,5 m no primeiro e 3,0 m no segundo caso.

No primeiro ensaio a plataforma guinou 0,06 rad ($\sim 3,4^\circ$) e avançou aproximadamente 85 m em 840 s. A velocidade média de deslocamento lenta foi de aproximadamente 0,15 m/s em avanço. Analisando-se a figura 6.29, nota-se que para algumas ondas a oscilação de primeira ordem é bem perceptível, tanto no aproamento quanto no avanço. Pela curva de PDF da elevação percebe-se uma distribuição bem próxima da curva gaussiana. As alturas das ondas estão razoavelmente distribuídas de acordo com a curva de Railegh, enquanto que seus períodos aproximam-se de uma distribuição gaussiana. A altura significativa de onda no ensaio $H_{1/3} = 6,49\text{m}$ ficou muito próxima do valor desejado 6,5m. O período médio das ondas foi de 13,4s.

No segundo caso o aproamento foi quase nulo, aproximadamente 1 grau e a plataforma avançou 55,0m em 800,0s com uma velocidade de deslocamento lento média aproximada de 0,11m/s. Também neste caso verificam-se as boas características do trem de ondas, como mostram as curvas de PDF. A altura significativa de onda de 3,04m ficou próxima do valor desejado 3,0m. O período médio das ondas foi de 10,0s. Neste caso a oscilação produzida pelas forças de primeira ordem não é tão aparente quanto no primeiro caso.

Outros testes foram realizados para esta condição encontram-se no apêndice E.



N = 1666
 HN = 44
 dt = 0.36 [s]
 Var = 2.75 [m**2]
 Max = 4.75 [m]
 Min = -4.31 [m]

Hmean = 4.18 [m]
 Hvar = 3.87 [m**2]
 Hmax = 8.51 [m]
 H1/3 = 6.49 [m]
 H1/10 = 7.73 [m]

Tmean = 13.4 [s]
 Tvar = 18 [s**2]
 Tmax = 21.2 [s]
 Tmin = 4.49 [s]
 THmax = 15.9 [s]

Figura 6.29: Ensaio Livre - Ondas Irregulares - Caso 1

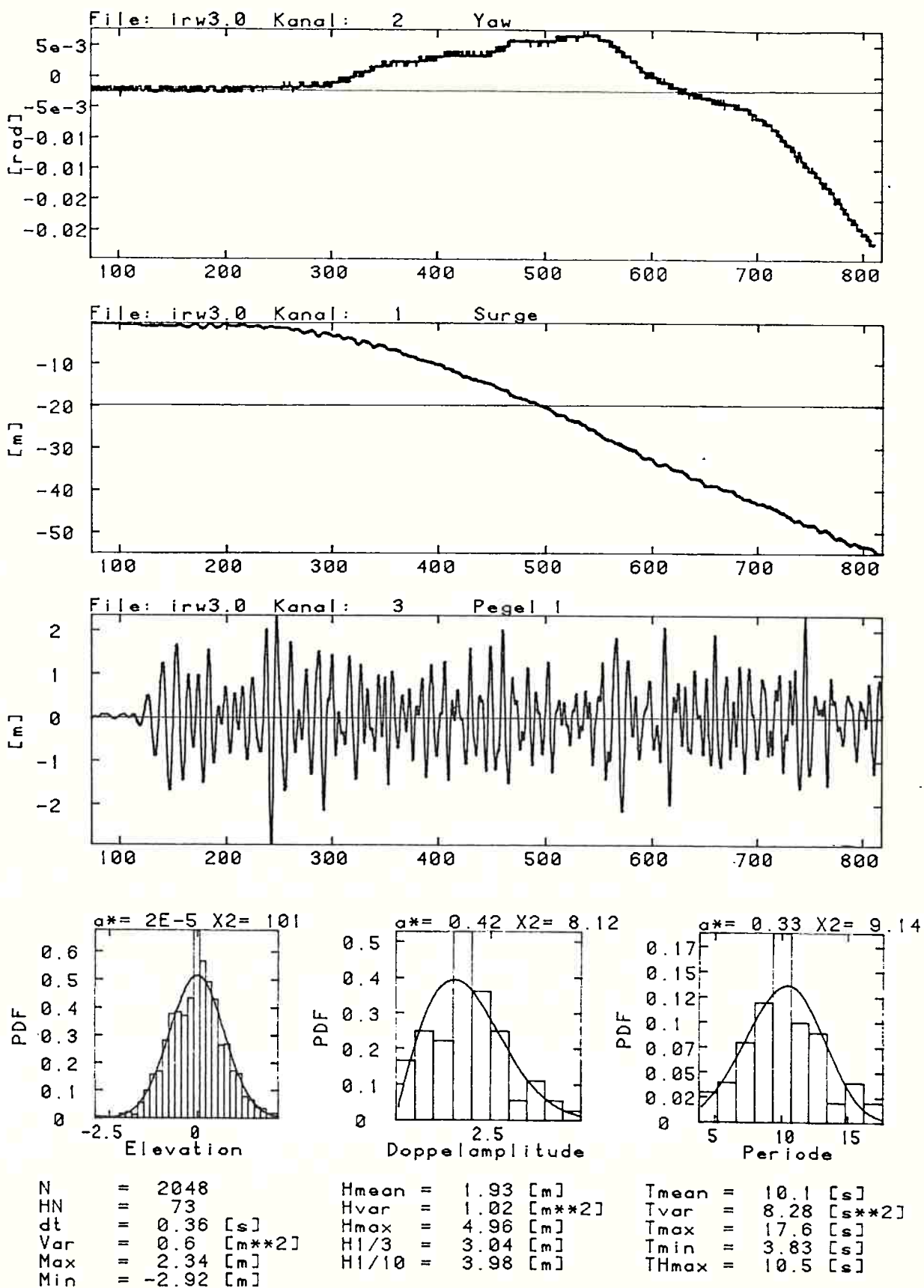


Figura 6.30: Ensaio Livre - Ondas Irregulares - Caso 2

6.5.3 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SPD

Nesta seção avalia-se o desempenho do SPD nos ensaios, onde o protótipo do controlador opera com os softwares desenvolvidos com base na teoria do controle ótimo e de uma versão da teoria do controle adaptativo, ambas apresentadas e implementadas nos capítulos anteriores. Em todos os testes desta série o protótipo do controlador utiliza o mesmo estimador, cujo desempenho é avaliado separadamente em alguns testes.

Nos ensaios apresentados nesta seção o modelo estava equipado com tres propulsores fixos, e a variação do empuxo era obtida pela variação da rotação dos motores de corrente contínua que os acionava.

6.5.3.1 TESTES COM UM GRAU DE LIBERDADE

As figuras 6.31a-g apresentam os resultados do teste realizado com um trem de ondas de 6,5 m de altura significativa, produzido a partir do espectro de Pierson-Moskowitz. O protótipo do controlador está equipado com o software de controle ótimo. Nas figuras 6.31a-b pode-se observar o deslocamento realizado pelo modelo. O modelo foi posicionado com uma condição inicial correspondente à -20,00 m na escala real. Verifica-se que para um teste de 1750 s nesta escala, quase trinta minutos, a plataforma afastou-se no máximo 20,0 m da posição desejada. Nos primeiros 900 s o afastamento máximo ficou ao redor dos 15,00 m, o que não é significativamente diferente do afastamento máximo de aproximadamente 12,50 m previsto na simulação, veja figura 5.13a, considerando-se ainda que o trem de ondas utilizados na simulação não é idêntico ao utilizado no ensaio. Verifica-se, no entanto, que a plataforma estabilizou seu movimento ao redor de uma posição um pouco distante da posição desejada. Provavelmente, uma escolha mais adequada dos ganhos de

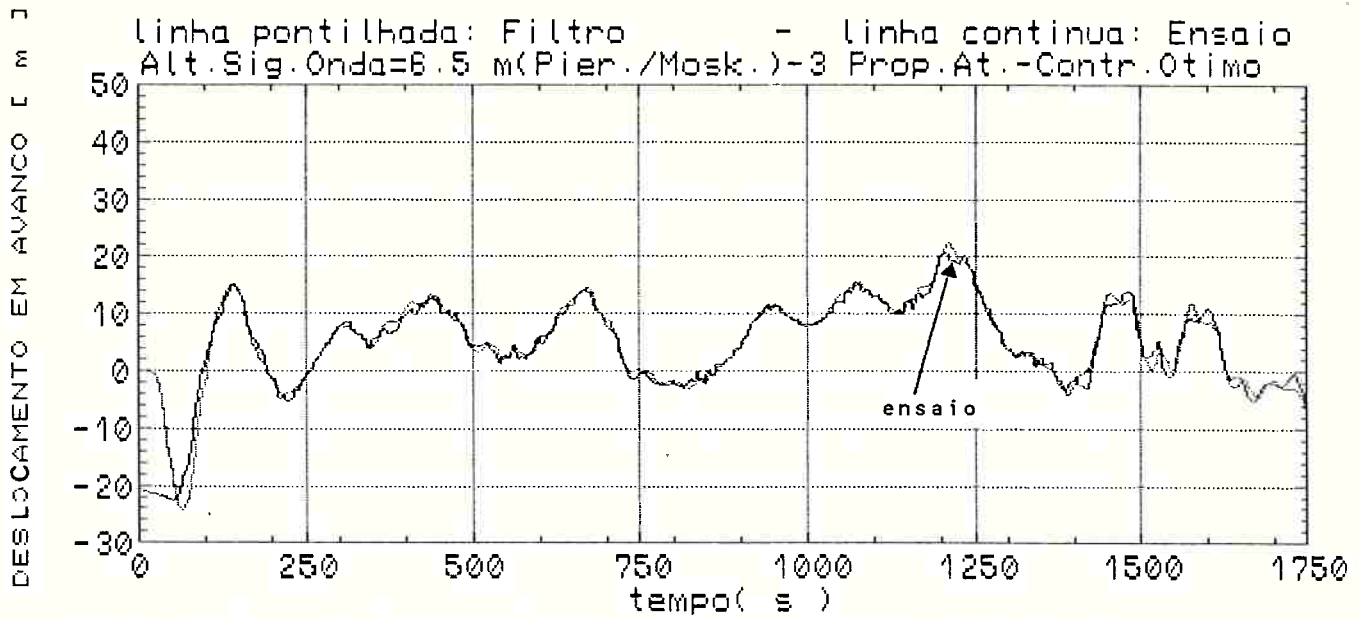


Figura 6.31a: Deslocamento Real e Estimado-Controle LQG- Caso 1

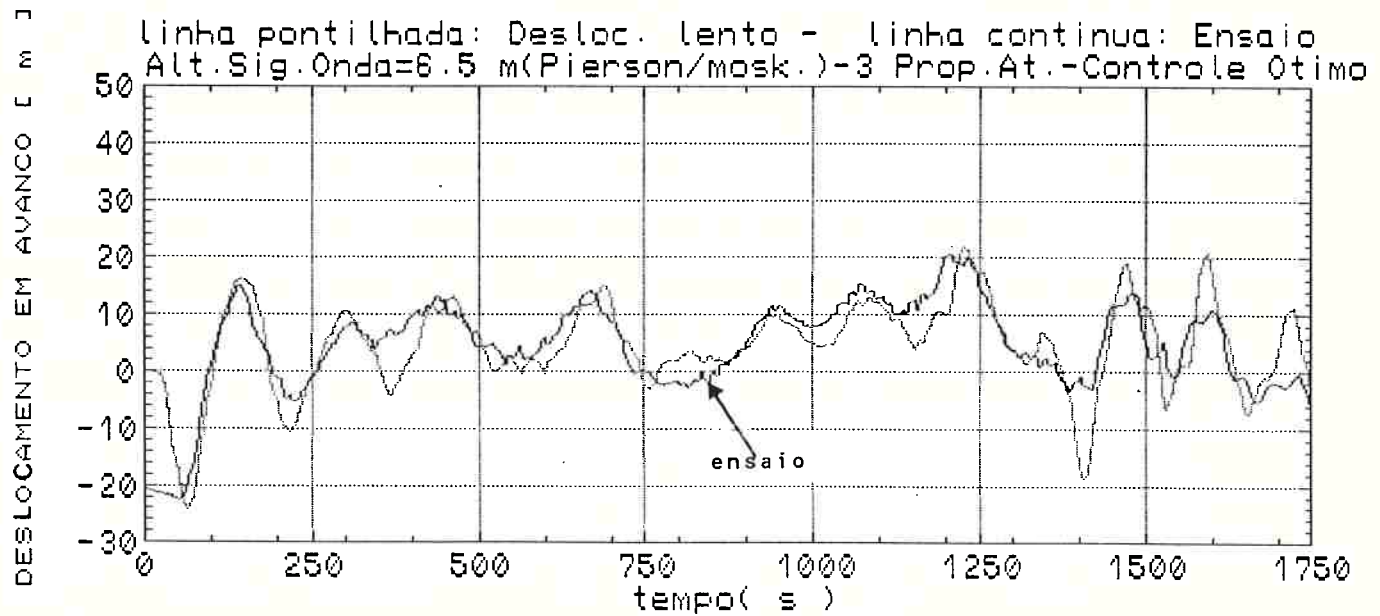


Figura 6.31b: Deslocamento Real e Estimado Lento - Caso 1

controle. Como mostram as figuras 6.31a-b o filtro produz boas estimativas da posição da plataforma. Na figura 6.31b, vê-se que a estimativa do deslocamento lento embora apresente um certo atraso relativamente ao deslocamento medido, é bastante lisa e portanto qualificada para a aplicação da lei de controle.

A quantidade de empuxo demandada aos propulsores durante a tarefa de controle está ilustrada na figura 6.31c. O exame desta figura mostra que há respostas muito violentas determinadas pelo controlador, como as que ocorrem ao redor dos 200 e 1400 s, o que não foi verificado no caso da simulação, como mostra a figura 5.10c. Verifica-se, porém, que as magnitudes de empuxo necessárias para a manutenção da posição são bastante razoáveis.

As figuras 6.31d-f ilustram as outras estimativas do filtro. Aparentemente, o desempenho do filtro poderá ser melhorado de modo a que os sinais de alta frequência sejam melhor eliminados. Verifica-se ainda na figura 6.31e que o sinal da acele-

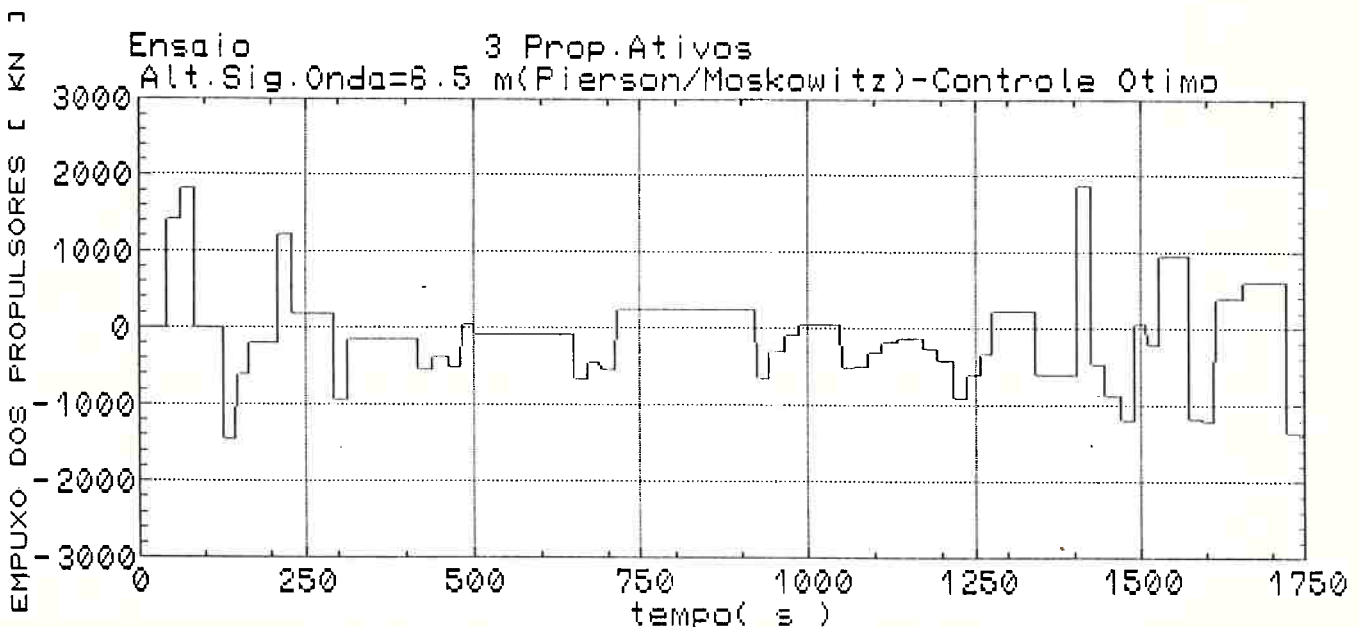


Figura 6.31c: Empuxo Demandado - Controle LQG - Caso 1

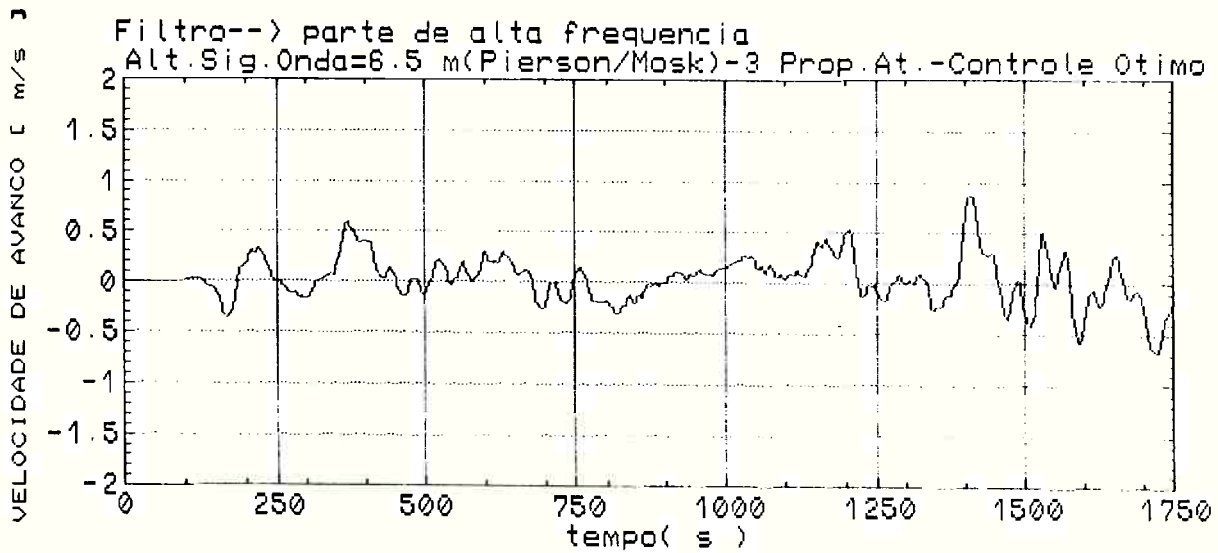


Figura 6.31d: Velocidade de Alta Frequência - Caso 1

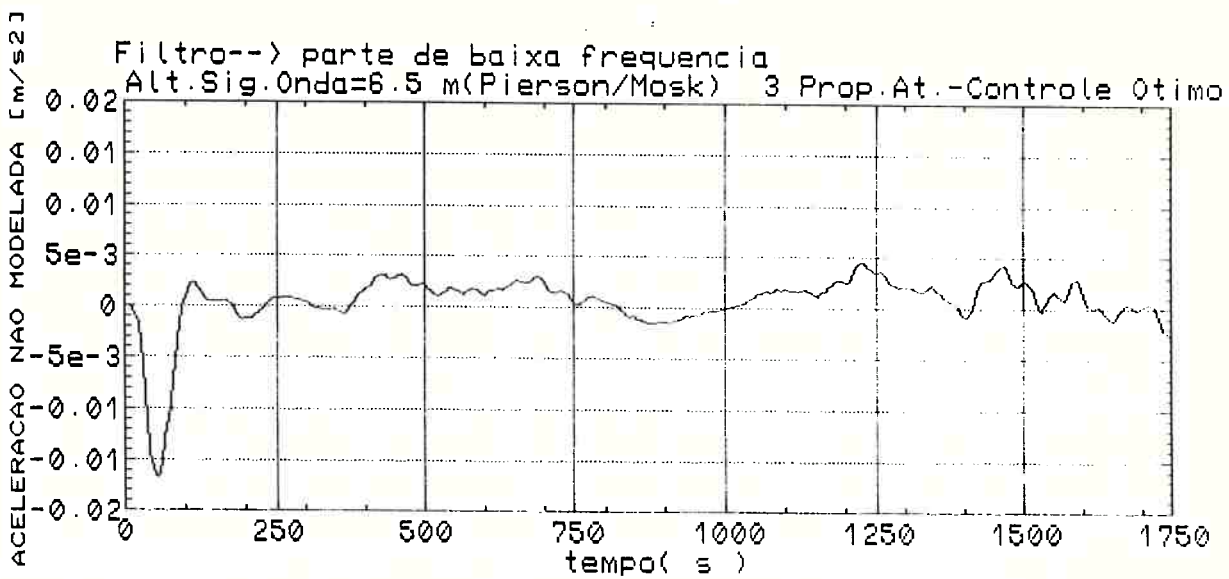


Figura 6.31e: Aceleração Não Modelada Lenta - Caso 1

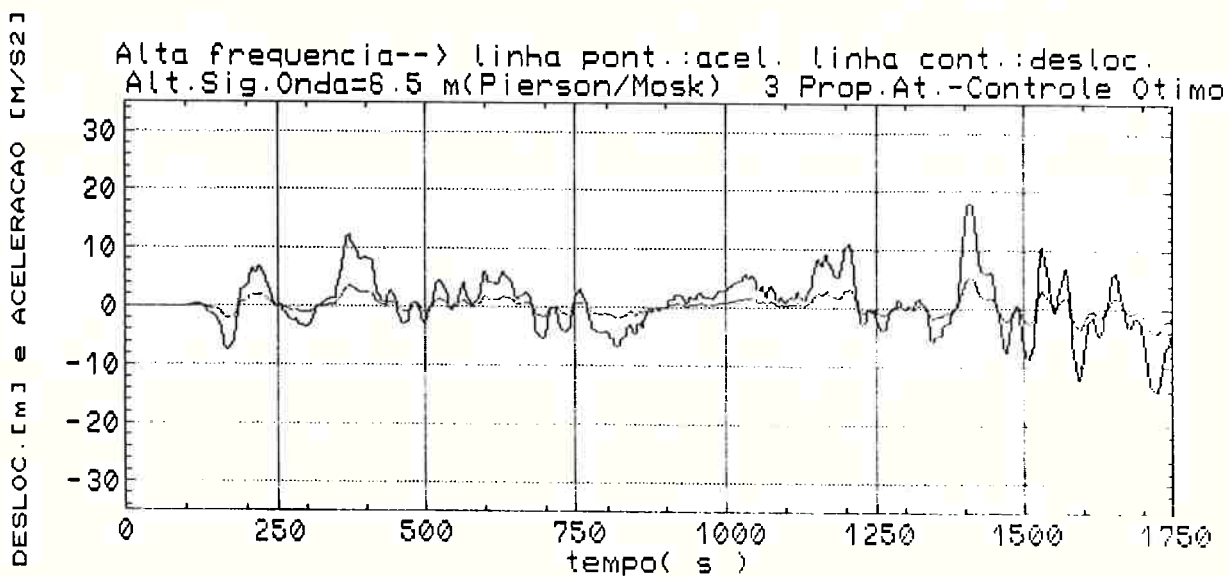


Figura 6.31f: Aceleração Não Modelada e Deslocamento de Alta Frequência - Caso 1

ração não modelada de baixa frequência é bem mais liso que o sinal produzido pelo filtro utilizado nas simulações, veja figura 5.11h, o que é um resultado mais próximo do que se esperaria. No entanto, a magnitude deste sinal no caso do ensaio é muito baixa relativamente aos valores simulados, considerados mais próximos dos valores esperados para estas acelerações.

As figuras 6.32a-f ilustram os resultados dos ensaios para o mesmo trem de ondas do teste anterior, utilizando-se agora um protótipo do controlador equipado com o software de controle adaptativo. O deslocamento inicial da plataforma é de +10,00 m. Verifica-se que o comportamento da plataforma, neste caso, é bastante semelhante ao observado quando se usa o controle ótimo.

A figura 6.32b mostra os resultados para a velocidade produzidos pelo filtro.

O desempenho do filtro, como mostram as figuras 6.32a-f, é bem semelhante ao caso anterior.

As figuras 6.33a-g ilustram um terceiro exemplo dos ensaios realizados. Neste caso, usando-se o protótipo com o controlador ótimo, excitou-se o modelo com um trem de ondas de 6,5 m, produzido a partir do espectro de Jonswap, com uma frequência modal mais baixa do que a utilizada no caso anterior. O objetivo aqui é verificar a robustez do controlador, já que é de se esperar movimentos de amplitudes maiores na faixa de períodos escolhida, aproximadamente 5,0 s. Como mostra a figura 6.33a, as amplitudes do movimento controlado foram magnificadas, chegando-se a um máximo de 42,50 m. Além disso, a plataforma estabilizou-se ao redor dos +20,00 m, portanto, mais afastada da posição desejada do que no caso das ondas geradas a partir do espectro de Pierson-Moskowitz.

Analisando-se a figura 6.33b, verifica-se que o desempenho do filtro piorou neste caso, já que o atraso entre o deslocamento "real" (ensaiado) e estimado do movimento de baixa frequência aumentou, sendo as mesmas observações válidas para

DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

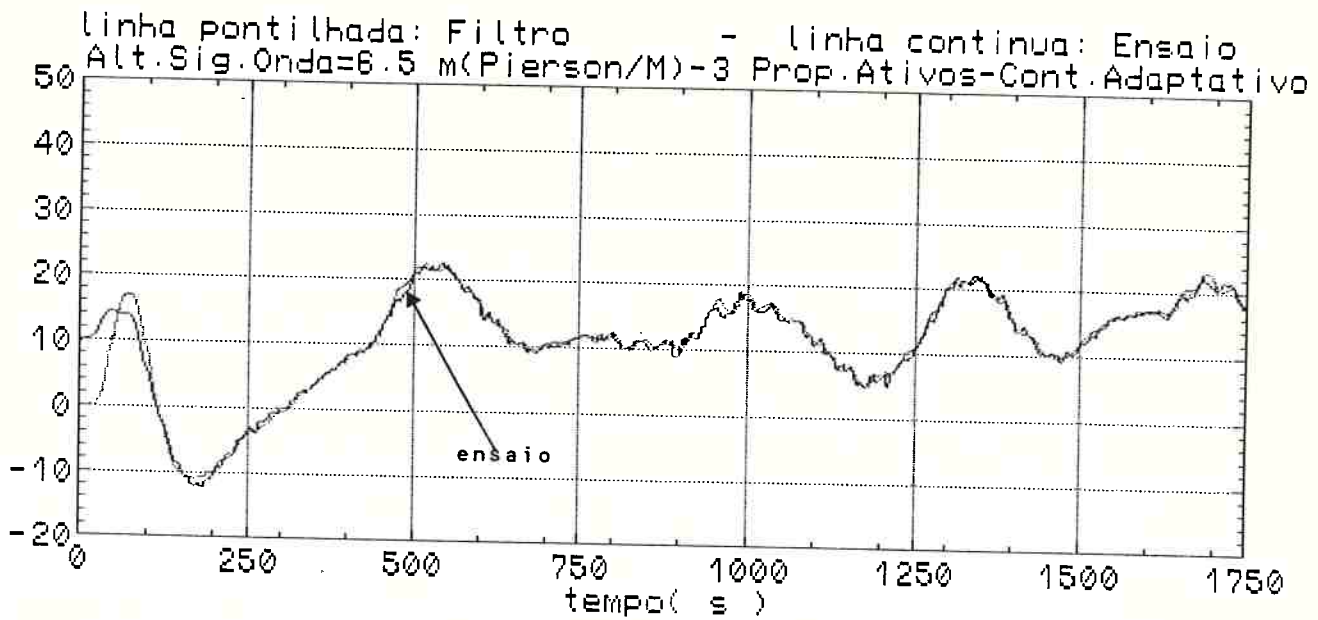


Figura 6.32a: Deslocamento Real e Estimado- Controle Adaptativo
Caso 1

VELOCIDADE DE AVANÇO [m/s]

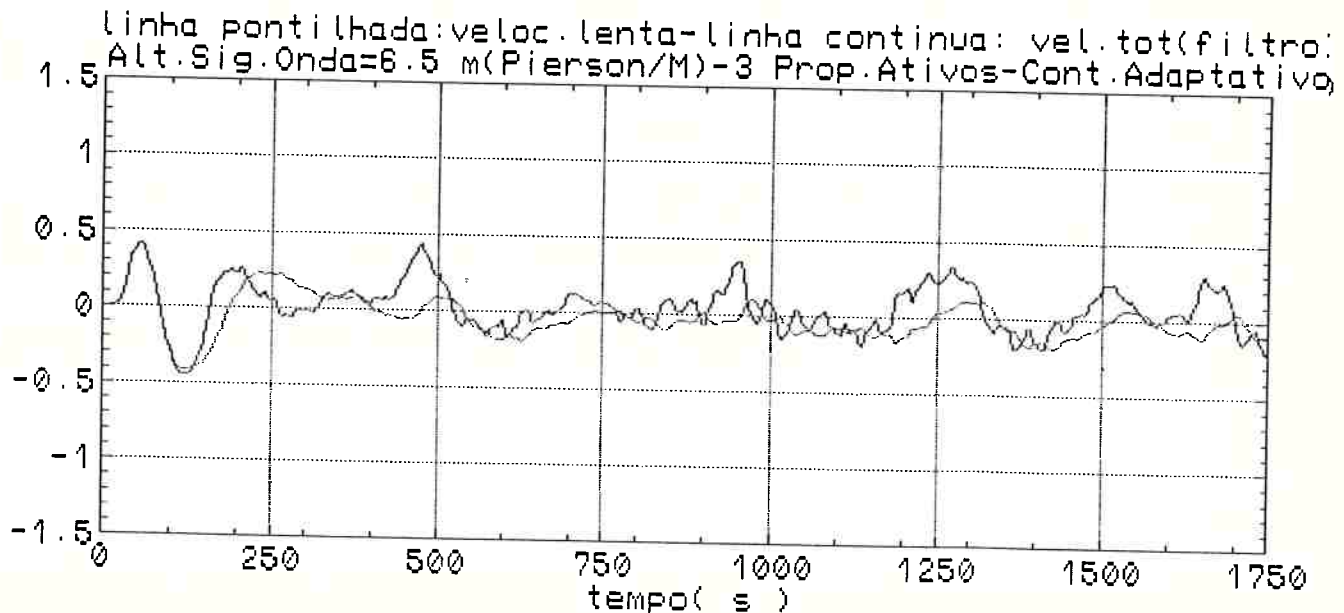


Figura 6.32b: Velocidade Estimada Total e Lenta
Controle Adaptativo - Caso 1

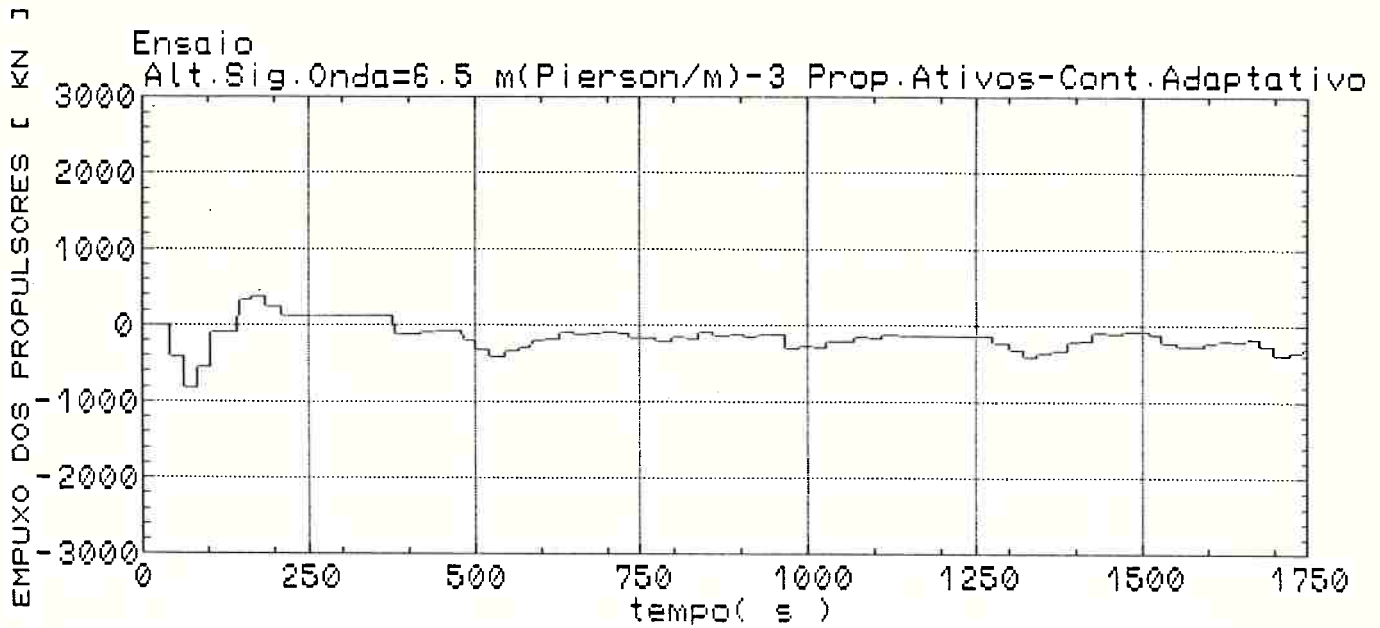


Figura 6.32c: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo - Caso 1

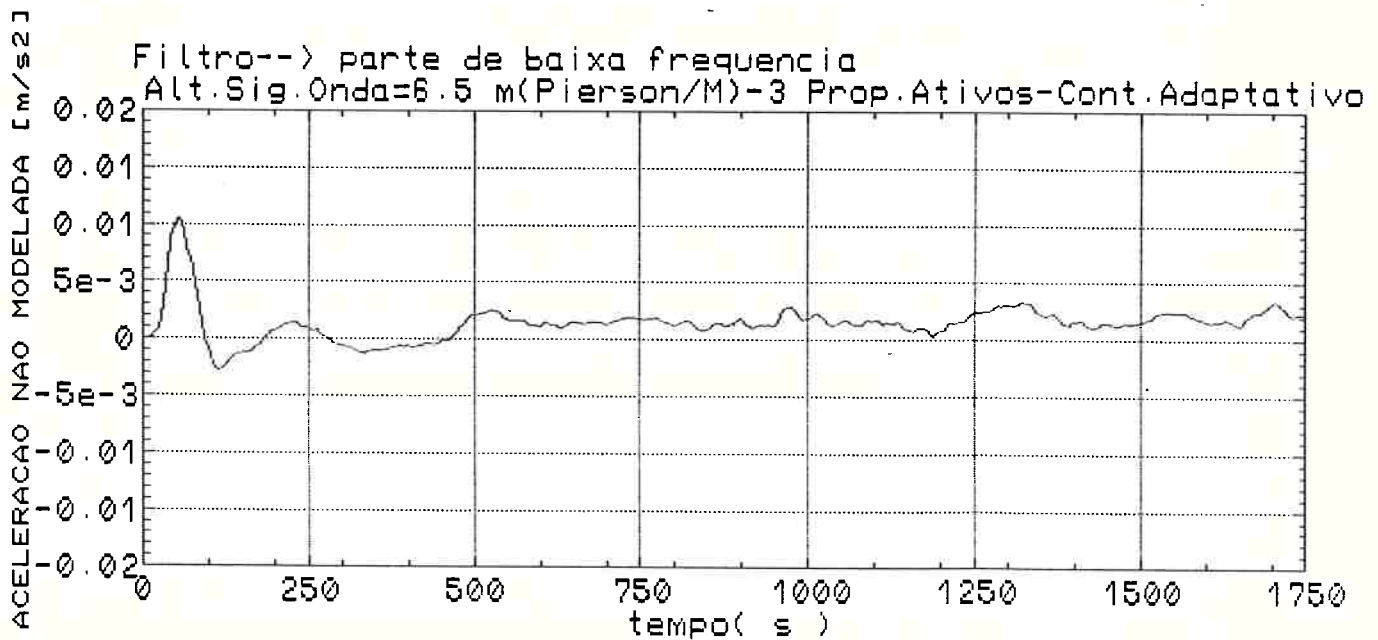


Figura 6.32d: Aceleração Não Modelada Lenta

DESLOC. [m] e ACELERAÇÃO [M/S²]

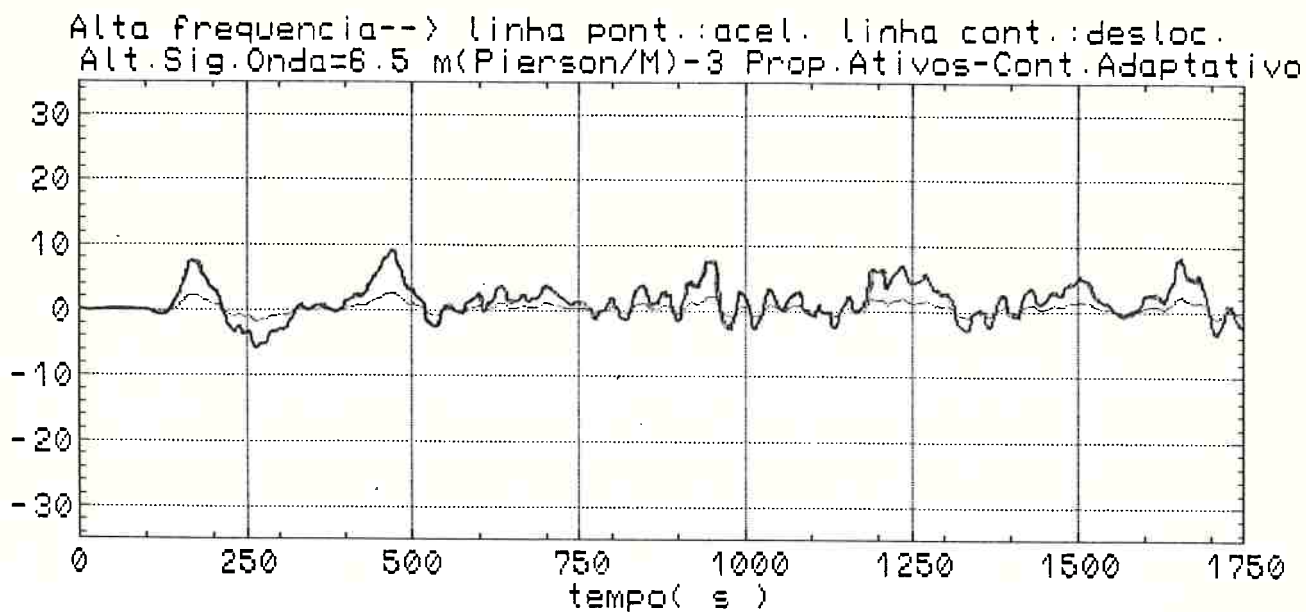


Figura 6.32e: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
Alta Frequência - Controle Adaptativo - Caso 1

VELOCIDADE DE AVANÇO [m/s]

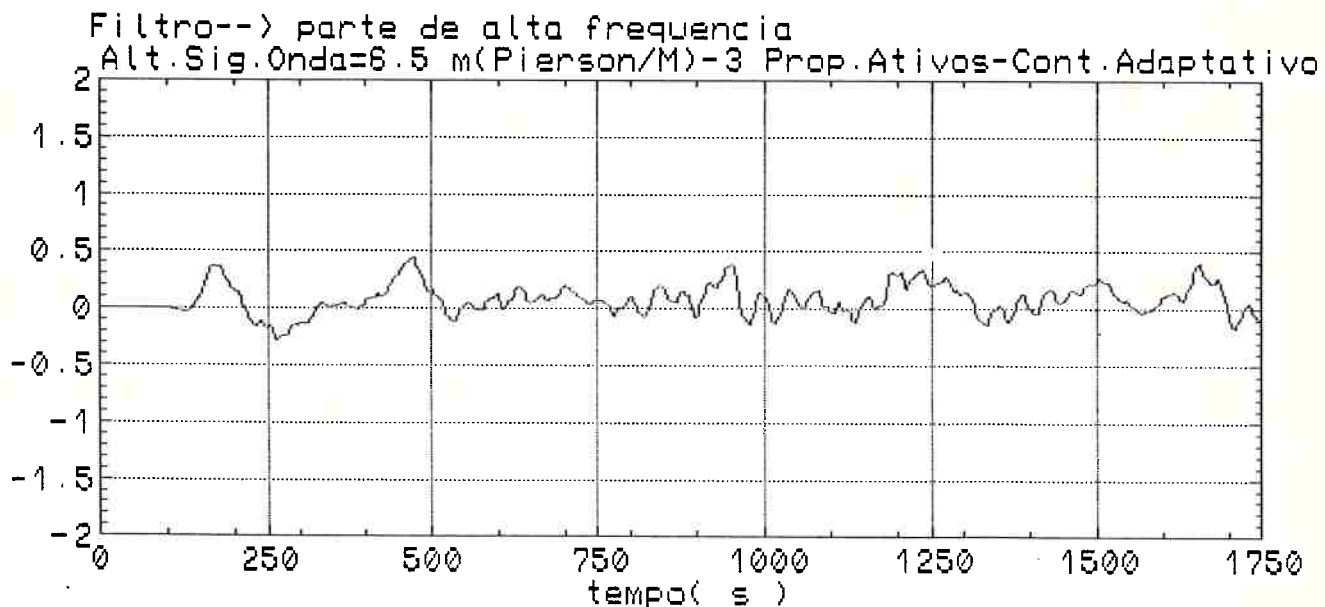


Figura 6.32f: Velocidade de Alta Frequência

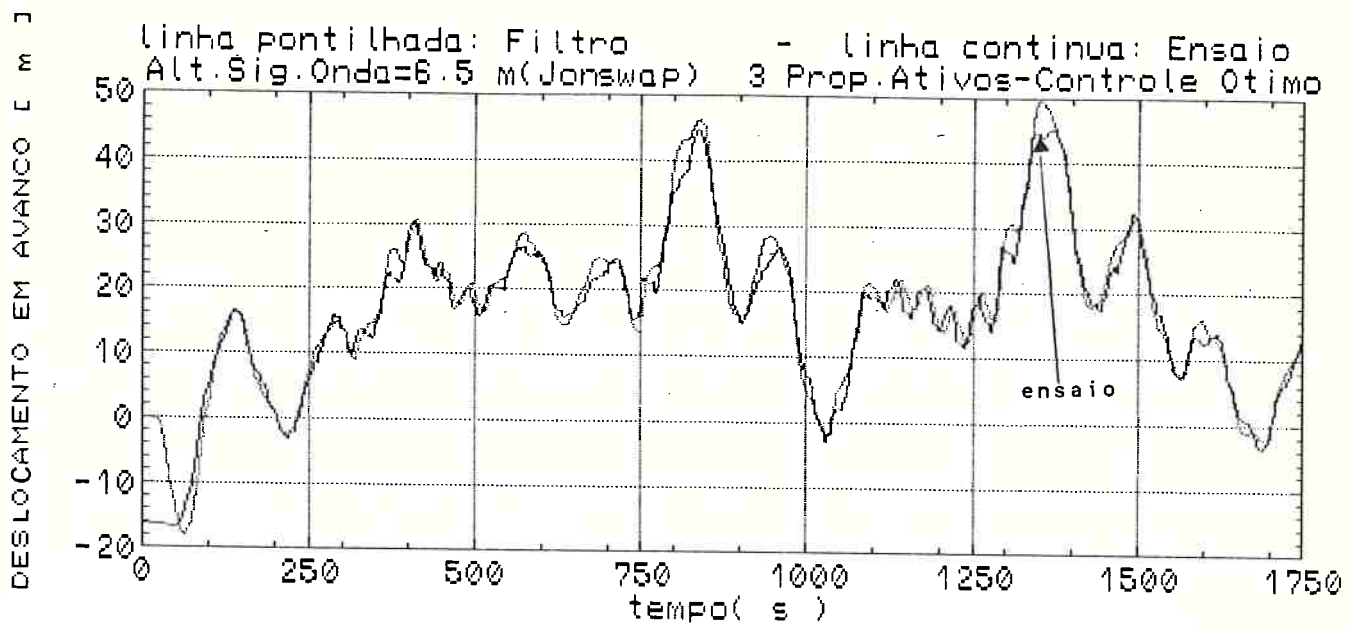


Figura 6.33a: Deslocamento Real e Estimado- Controle LQG-Caso 2

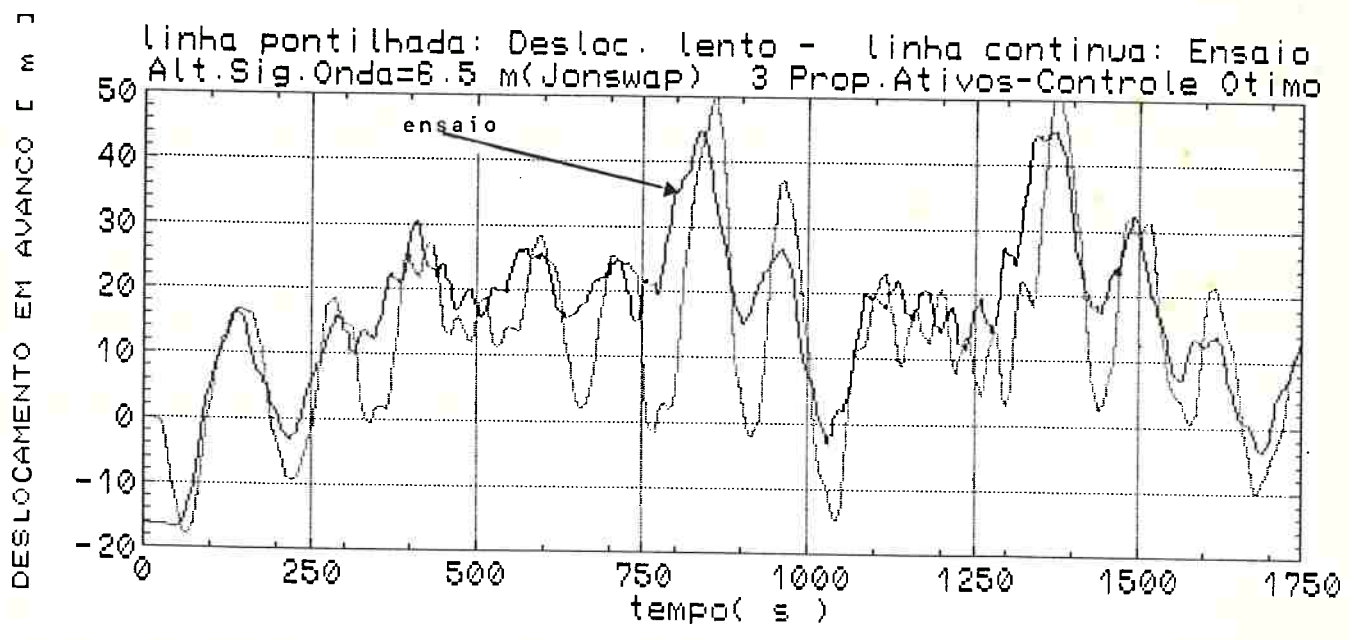


Figura 6.33b: Deslocamento Real e Estimado Lento - Controle LQG Caso 2

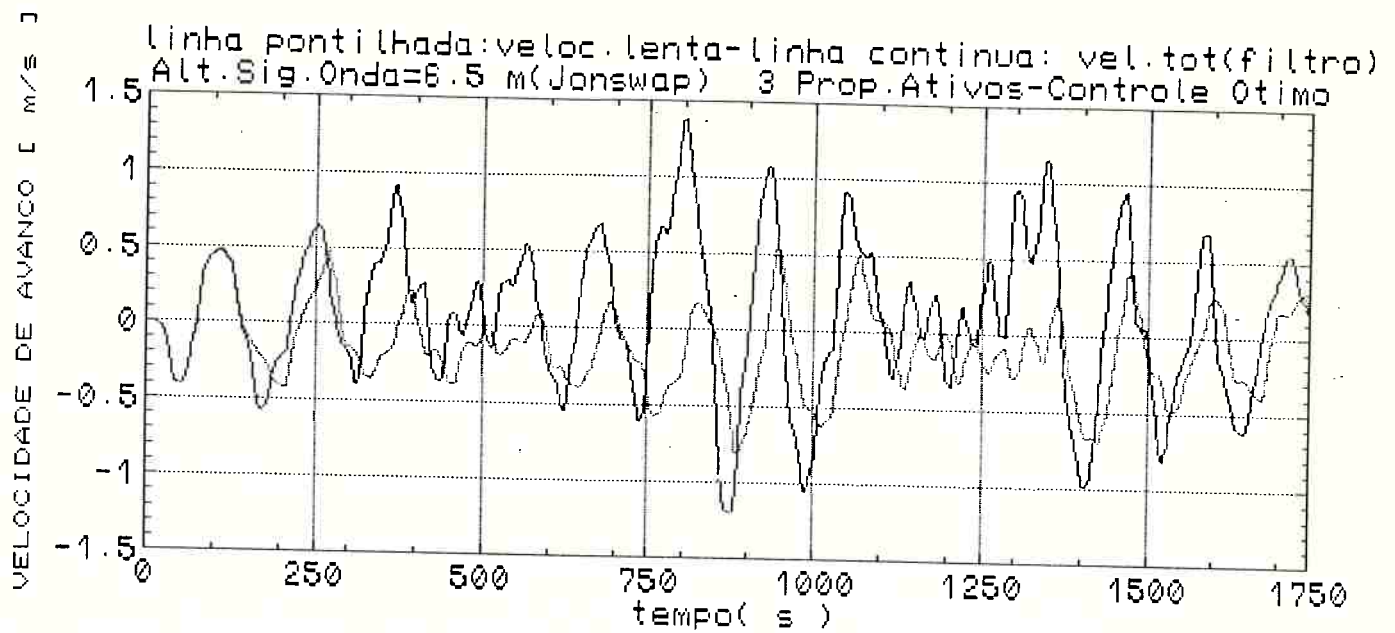


Figura 6.33c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 2

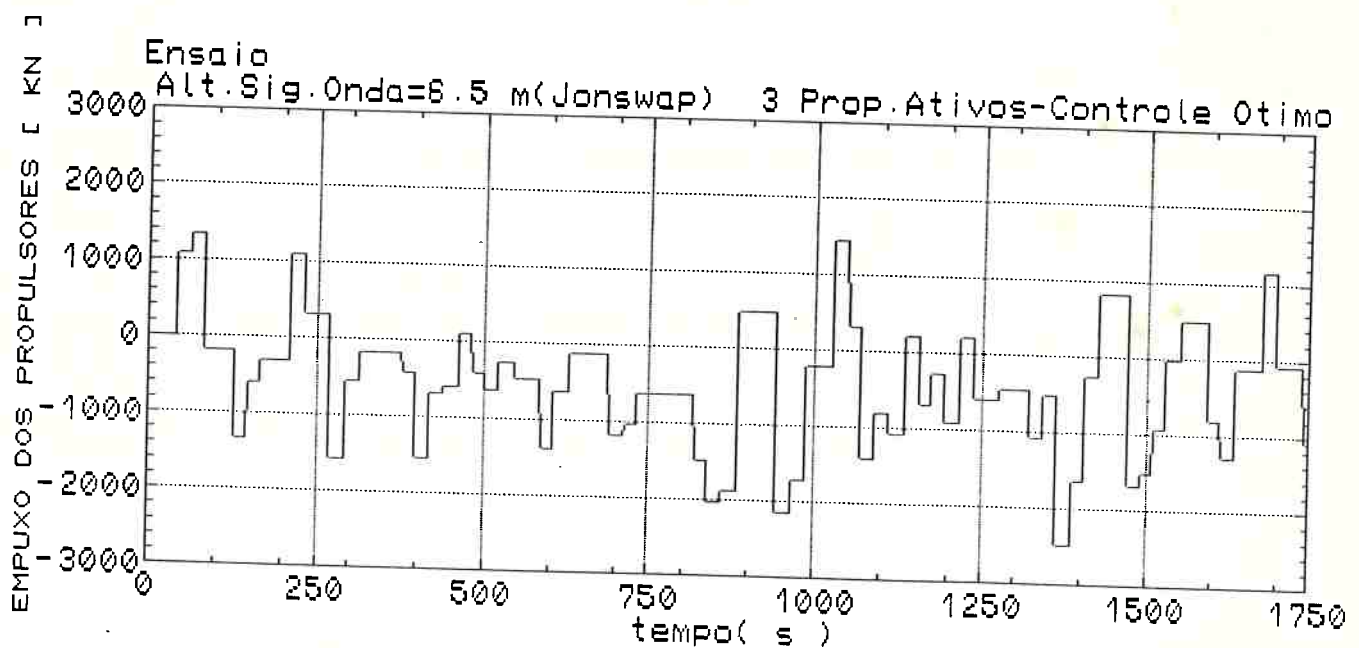


Figura 6.33d: Empuxo Demandado - Controle LQG - Caso 2

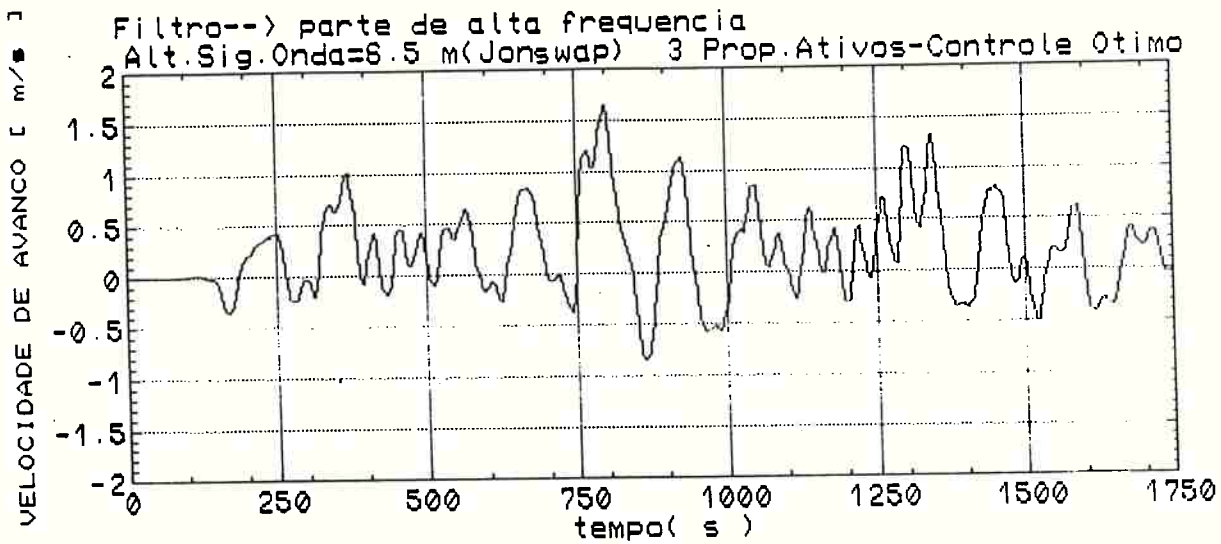


Figura 6.33e: Velocidade de Alta Frequência

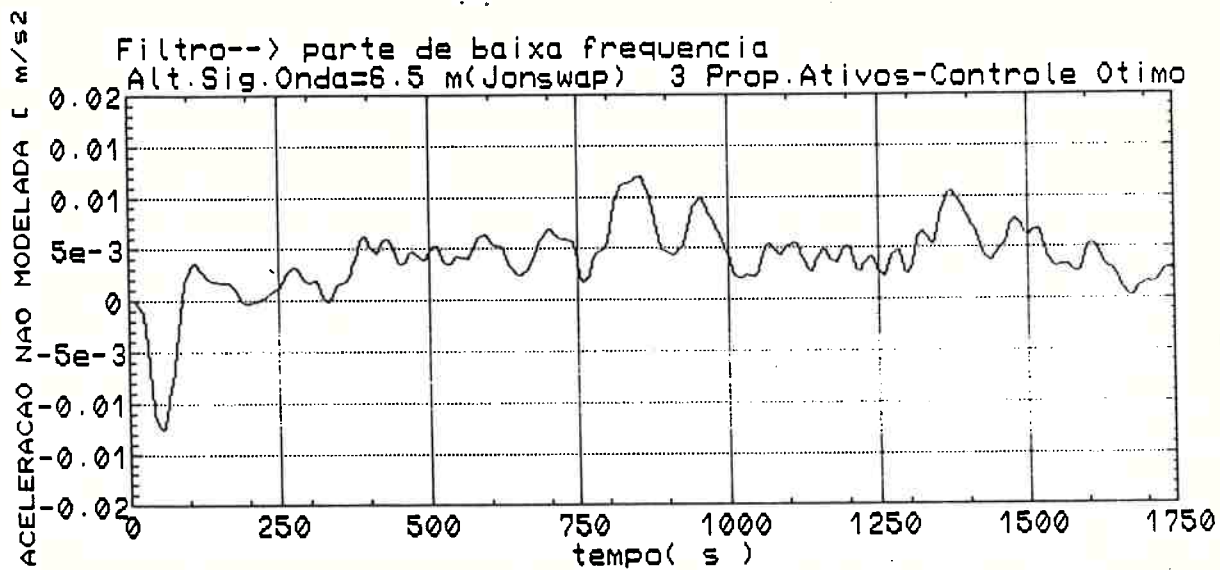


Figura 6.33f: Aceleração Não Modelada Lenta

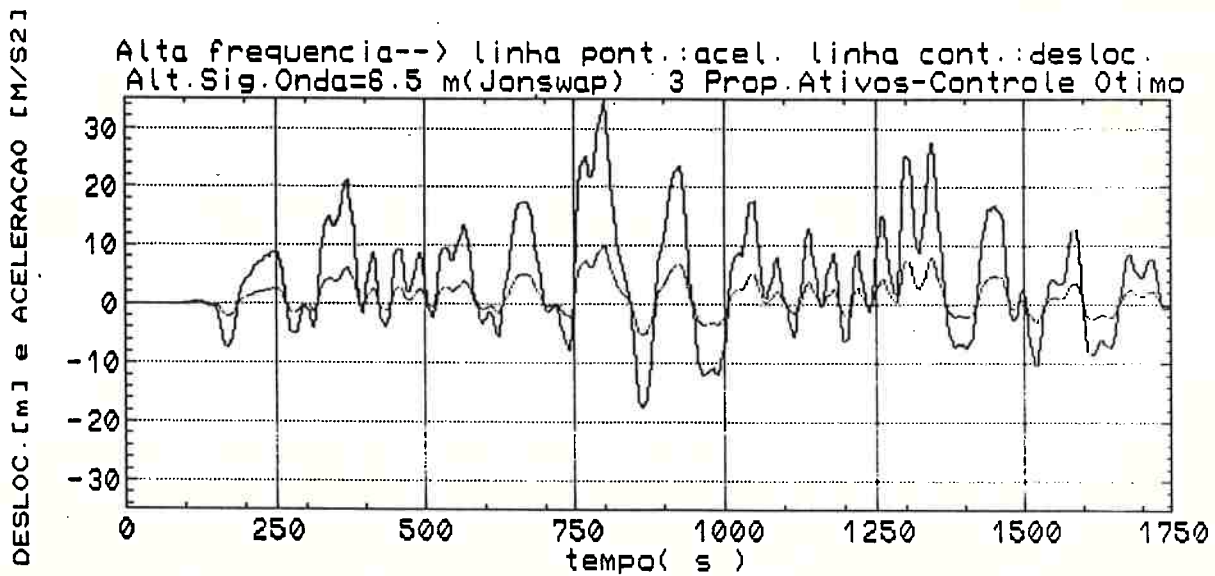


Figura 6.33g: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
 Alta Frequência - Controle LQG - Caso 2

as velocidades. Observa-se ainda na figura 6.33c, que o filtro neste caso não separa satisfatoriamente os movimentos de alta e baixa frequência. O empuxo comandado pode ser avaliado na figura 6.33d. Outras estimativas do filtro acham-se nas figuras 6.33e-g. De notável aí há a magnificação da aceleração não modelada de alta frequência, figura 6.33f, relativamente aos exemplos anteriores.

As figuras 6.34a-d ilustram resultados do ensaio realizado utilizando o mesmo trem de ondas anterior, com o protótipo do controlador equipado com o software de controle adaptativo.

Verifica-se neste caso um desempenho bem melhor do controle adaptativo frente ao controle ótimo. A magnitude máxima do deslocamento ficou ao redor dos 30,00 m, enquanto que para o controle ótimo chegou-se a 42,50 m. Na figura 6.34b verifica-se um desempenho mais satisfatório do filtro neste caso do que no anterior, ilustrado na figura 6.33b.

O desempenho do filtro na separação das velocidades de alta e baixa frequência permanece pouco satisfatório, indicando a necessidade de se ajustar o filtro para melhorar seu desempenho, principalmente no que tange a estimativa de velocidades.

A figura 6.34d ilustra o empuxo comandado indicando o melhor desempenho do controlador adaptativo nessas condições. Nota-se que o perfil do sinal do empuxo comandado é bem mais suave do que no caso do controle ótimo, veja figura 6.33d, indicando que foi usada uma quantidade menor de energia para o controle e a plataforma realizou deslocamentos de menor amplitude.

As figuras 6.35a-g ilustram os resultados da avaliação do desempenho do controlador em um caso extremo. Neste ensaio utilizou-se um trem de ondas com altura significativa de 9,5 m gerado a partir do espectro de Jonswap com uma frequência modal bastante alta, correspondendo à períodos de 5,0 s. O controlador utilizado foi o adaptativo.

Na figura 6.35a verifica-se que a plataforma chega a distanciar-se 45,00 m da posição desejada diversas vezes, mas

DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

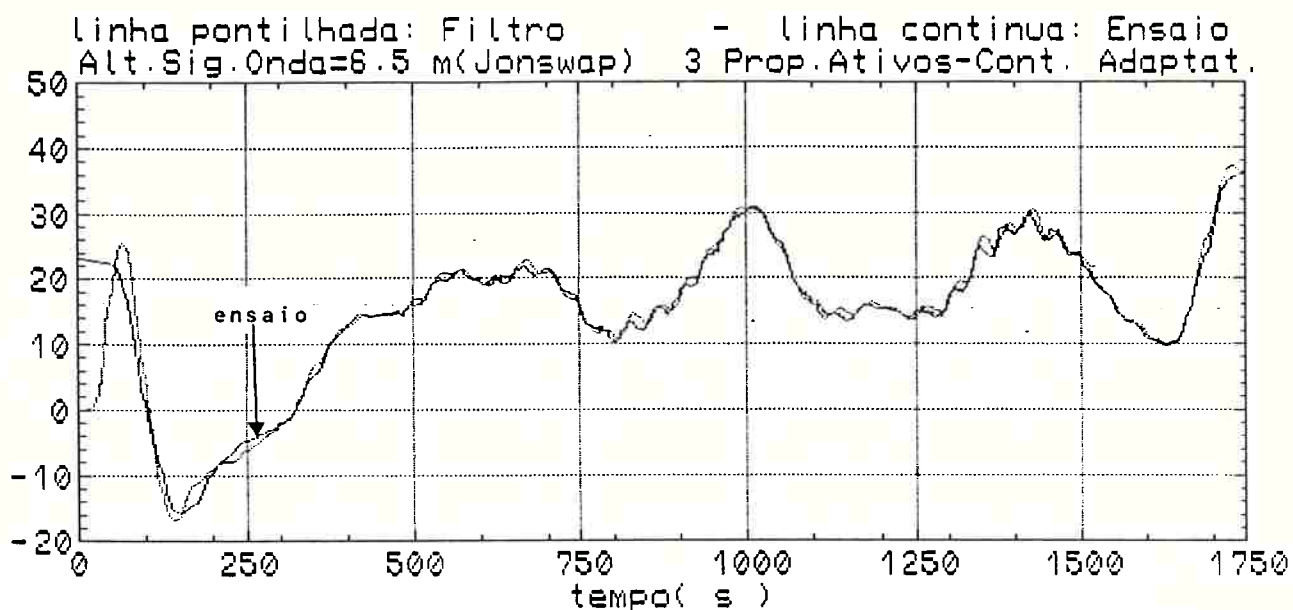


Figura 6.34a: Deslocamento Real e Estimado- Controle Adaptativo
Caso 2

DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

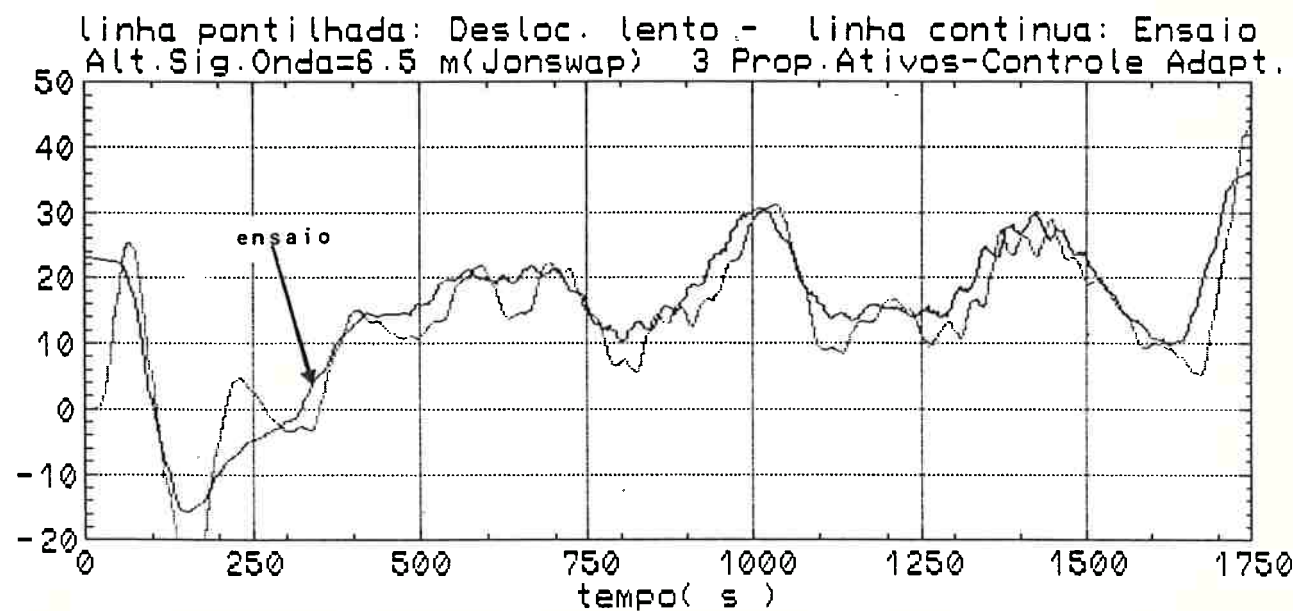


Figura 6.34b: Deslocamento Real e Estimado Lento
Controle Adaptativo - Caso 2

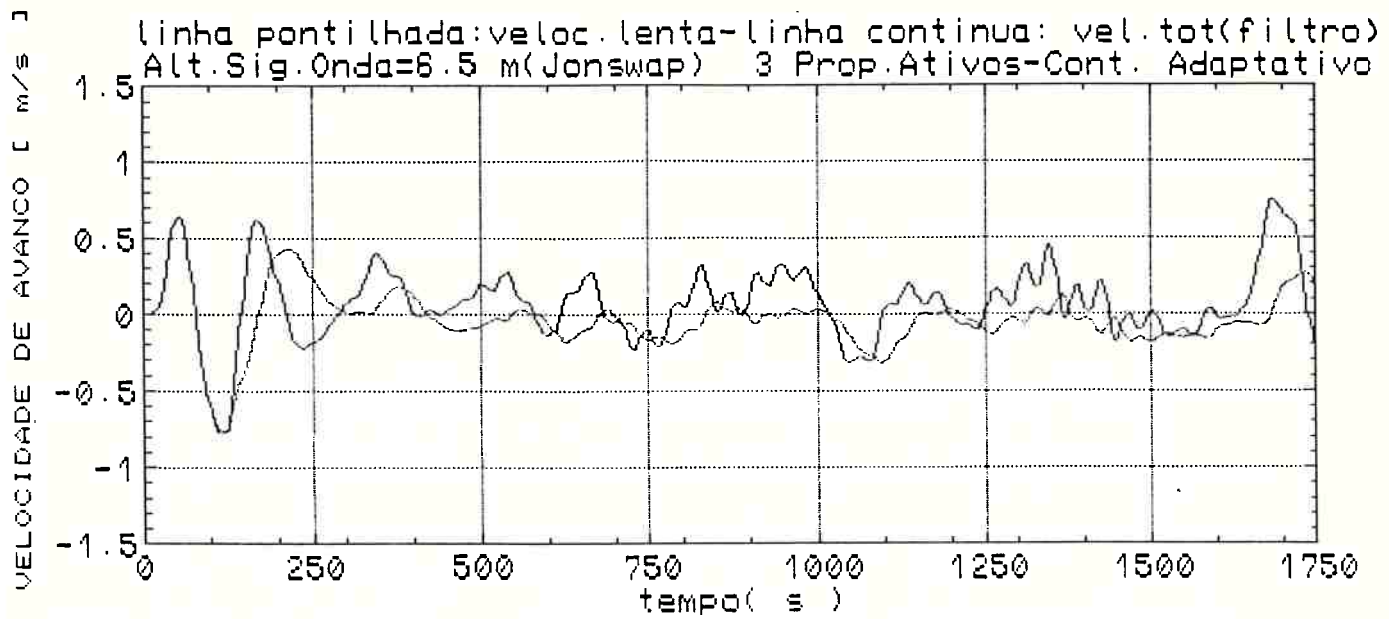


Figura 6.34c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 2

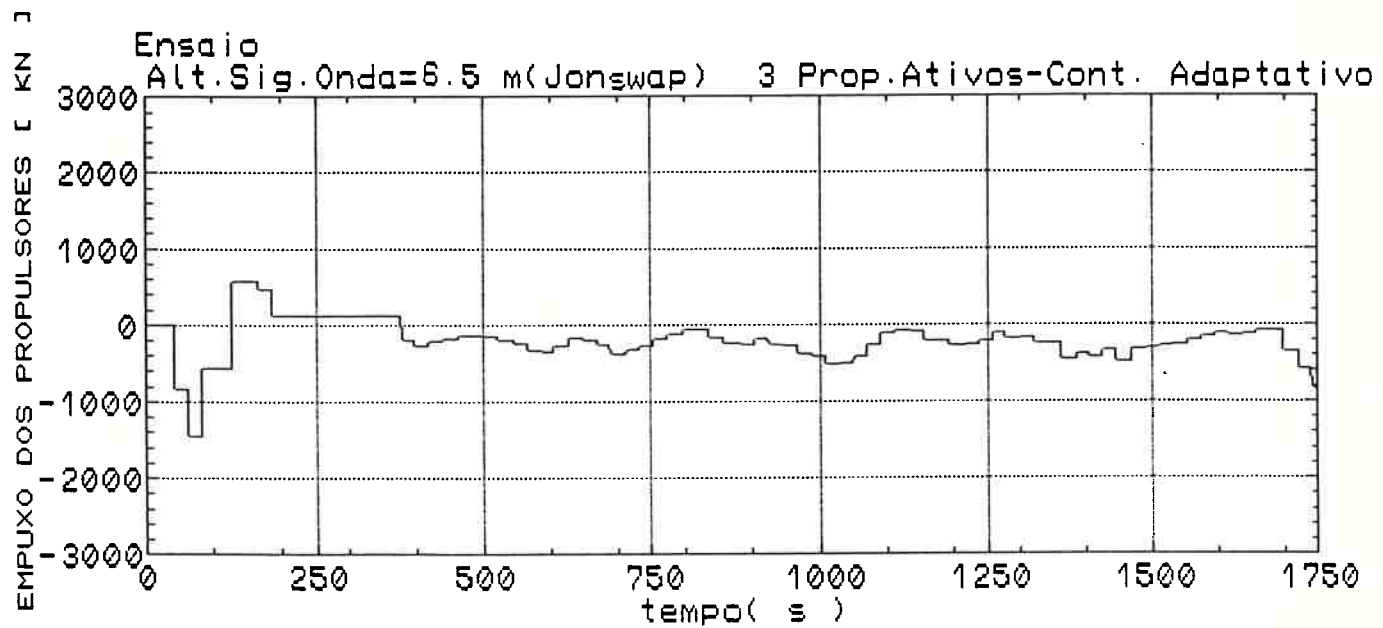


Figura 6.34d: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo - Caso 2

acaba retornando para próximo dela.

O desempenho filtro, no que tange a separação dos sinais de alta e baixa frequência, degradou-se um pouco para o deslocamento, figura 6.35b, e muito para o caso das velocidades, figura 6.35c.

O empuxo demandado pode ser avaliado pela figura 6.35d. Outras estimativas do filtro são mostradas nas figuras 6.35e-g.

Outros resultados de ensaios, semelhantes ao desta seção, são apresentados no apêndice F.

6.5.3.2 TESTES COM DOIS GRAUS DE LIBERDADE

Estes resultados foram incluídos apenas para mostrar o desacoplamento entre os movimentos desta plataforma, quando se faz o controle de avanço e aproamento. Os ensaios apresentados nesta seção devem ser vistos com reservas, uma vez que não havia se desenvolvido um sistema de controle para o aproamento. O sistema de controle utilizado foi resultante de uma mera adaptação do sistema de controle desenvolvido para o avanço e não fora previamente testado em simulações.

Os resultados deste ensaio podem ser examinados nas figuras 6.36a-d. Na figura 6.36a verifica-se que o movimento de avanço permanece controlado. As maiores magnitudes de deslocamento observadas neste caso são atribuídas ao fato de se utilizar apenas dois propulsores para o controle de deslocamento. Além disso, este ensaio é realizado em condições mais restritivas do que no caso dos ensaios com um grau de liberdade, já que o modelo pode aproar-se livremente e como os hélices são fixos a direção de aplicação do empuxo deixa de ser a direção do movimento que se quer controlar, no caso o avanço.

O gráfico 6.36b é apenas ilustrativo já que o sistema de controle não conseguiu realizar sua tarefa para o movimento de aproamento. Todas as mudanças bruscas de sentido deste movimen-

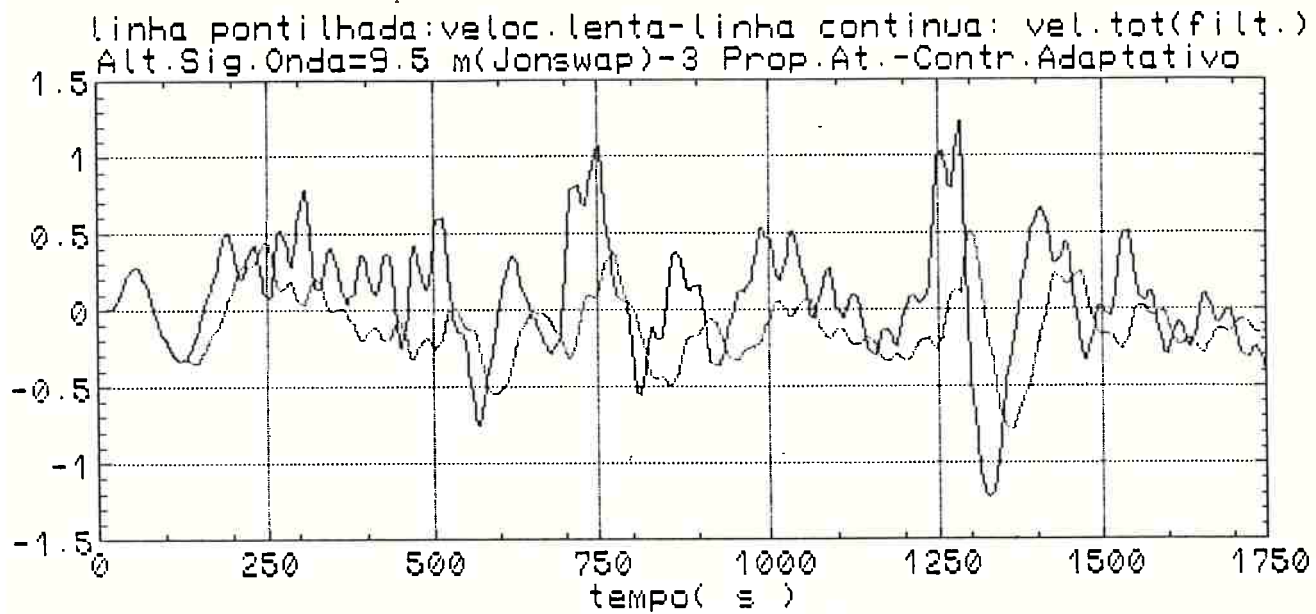


Figura 6.35c: Velocidade Estimada Total e Lenta - Caso 3

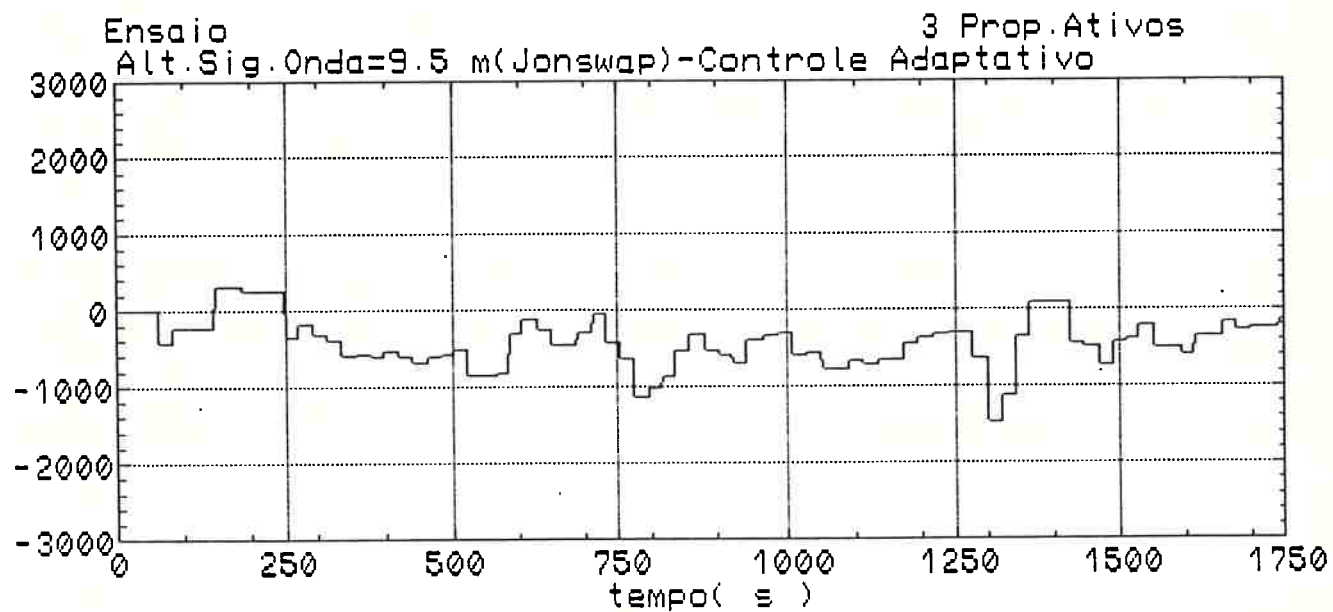


Figura 6.35d: Empuxo Demandado - Controle Adaptativo- Caso 3

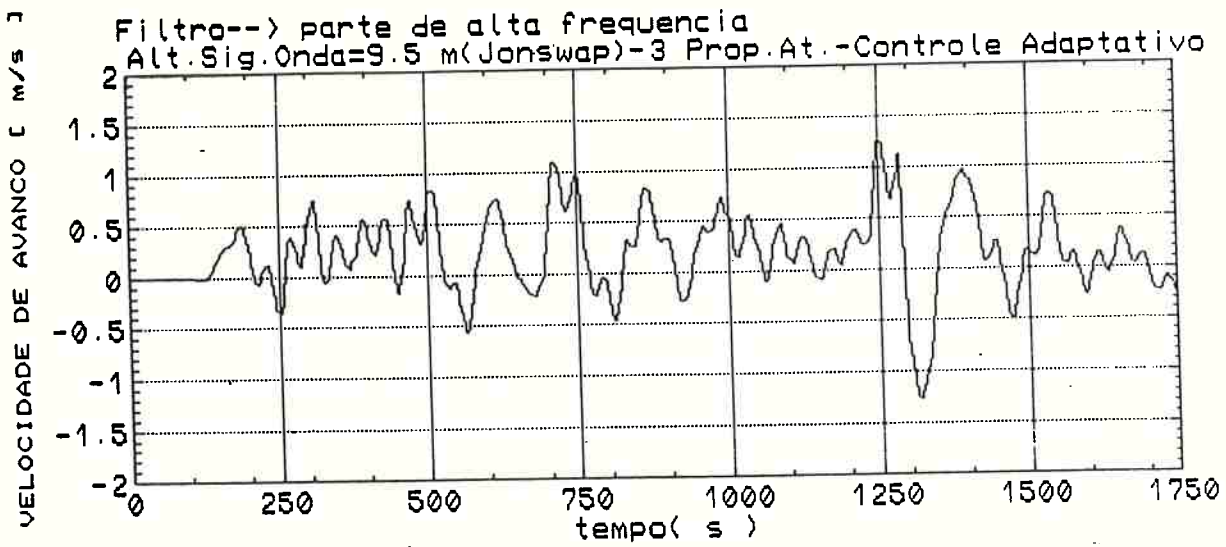


Figura 6.35e: Velocidade de Alta Frequência

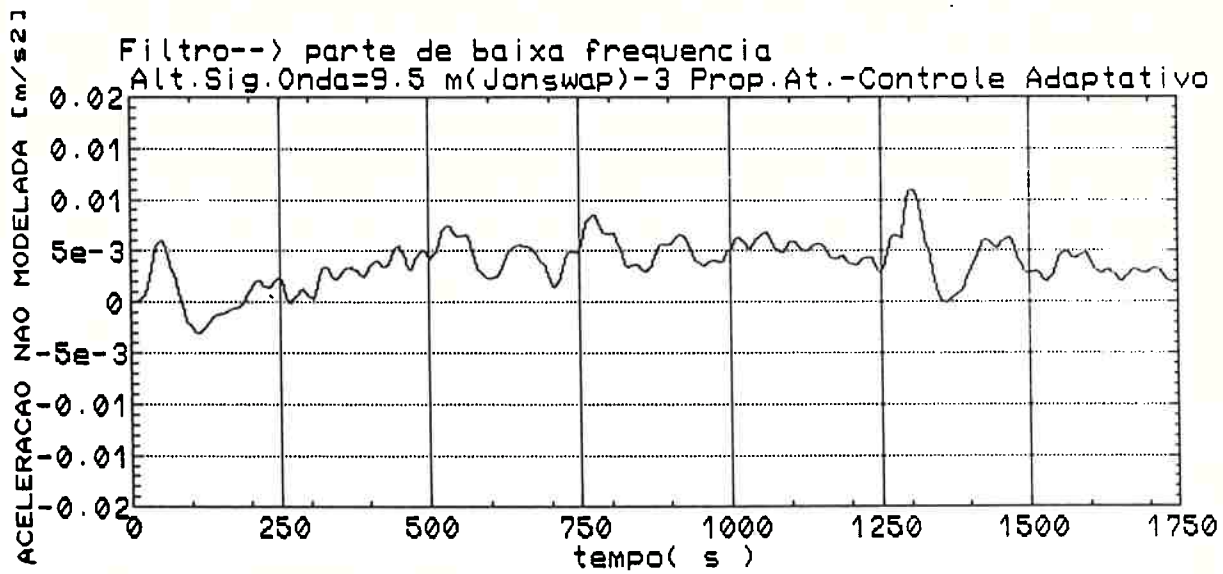


Figura 6.35f: Aceleração Não Modelada Lenta

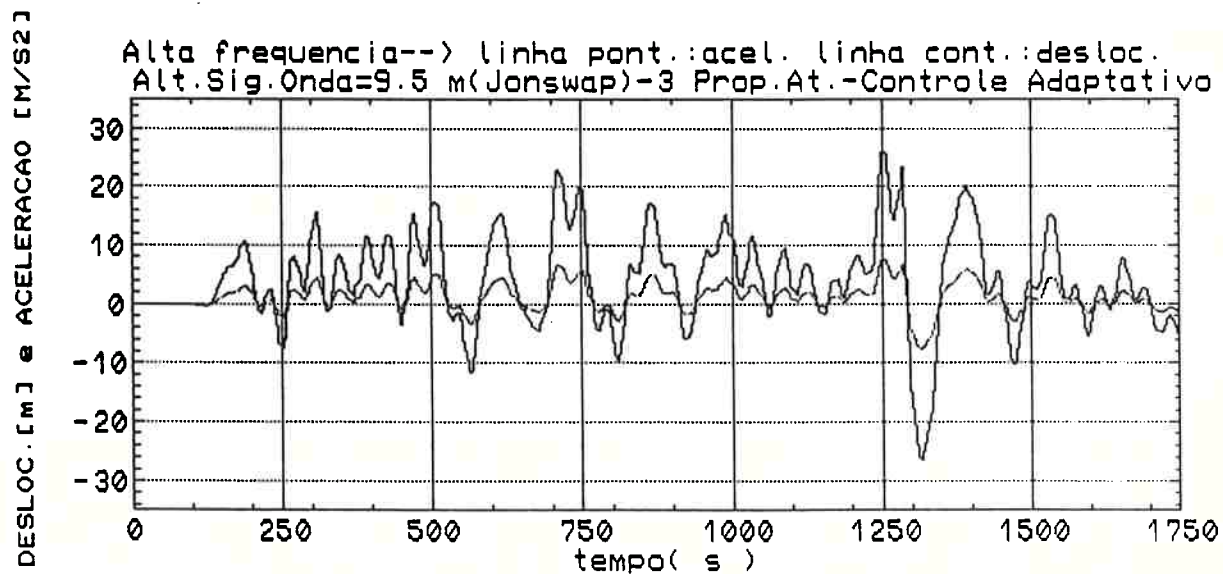


Figura 6.35g: Deslocamento e Aceleração Não Modelada
 Alta Frequência - Controle LQG - Caso 3

to, como as ocorridas ao redor dos 300 , 480 e 1050 s , foram provocadas manualmente, pois o o controlador não reagia satisfatoriamente. A causa provável desta disfunção é atribuída a dois fatos. O primeiro é devido ao sistema propulsor utilizado neste ensaio. Quando a plataforma começava a se aproar, os hélices encarregados de corrigir o avanço passavam a produzir um certo momento de empuxo, que desestabilizava o movimento de aproamento. Para ensaios com propulsores fixos recomenda-se dar prioridade à correção do aproamento. Além disso dispunha-se de apenas um propulsor fixo para atuar na correção do aproamento.

O segundo fato, talvez o principal, deve-se à má calibragem do filtro, que não conseguia isolar o movimento de baixa frequência, como mostra a figura 6.36c. A consequência pode ser avaliada na figura 6.36d, onde verifica-se que o empuxo produzido pelo propulsor é muito pequeno, insuficiente para a realização de sua tarefa.

Outros ensaios desta série são apresentados no apêndice G.

6.6 COMPARAÇÃO DE RESULTADOS

Nesta seção faz-se a comparação dos resultados dos ensaios com os obtidos nas simulações, apresentadas no capítulo anterior, e com resultados publicados por outros autores. A comparação dos resultados de simulações e ensaios visa primeiramente permitir uma avaliação do modelo matemático desenvolvido para a representação dos movimentos da plataforma RS-35 no mar e da metodologia sugerida na criação deste modelo. Esta comparação visa também avaliar o desempenho do filtro e do controlador nos dois casos.

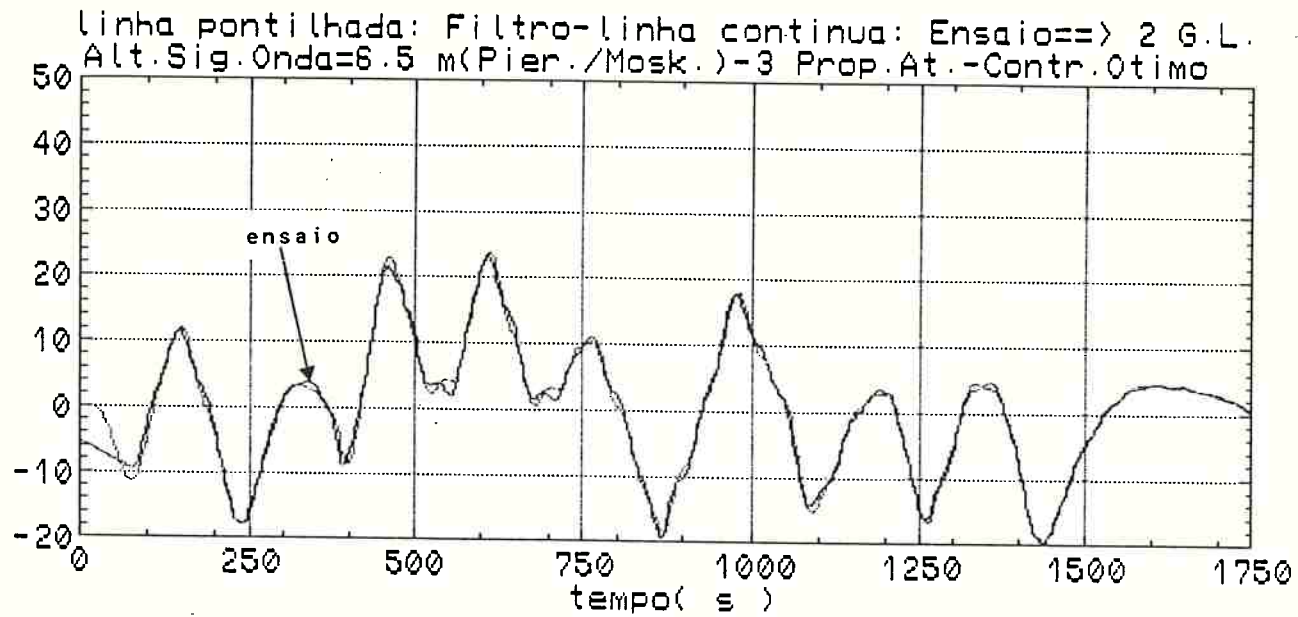


Figura 6.36a: Deslocamento Real e Estimado- Controle LQG-Caso 3

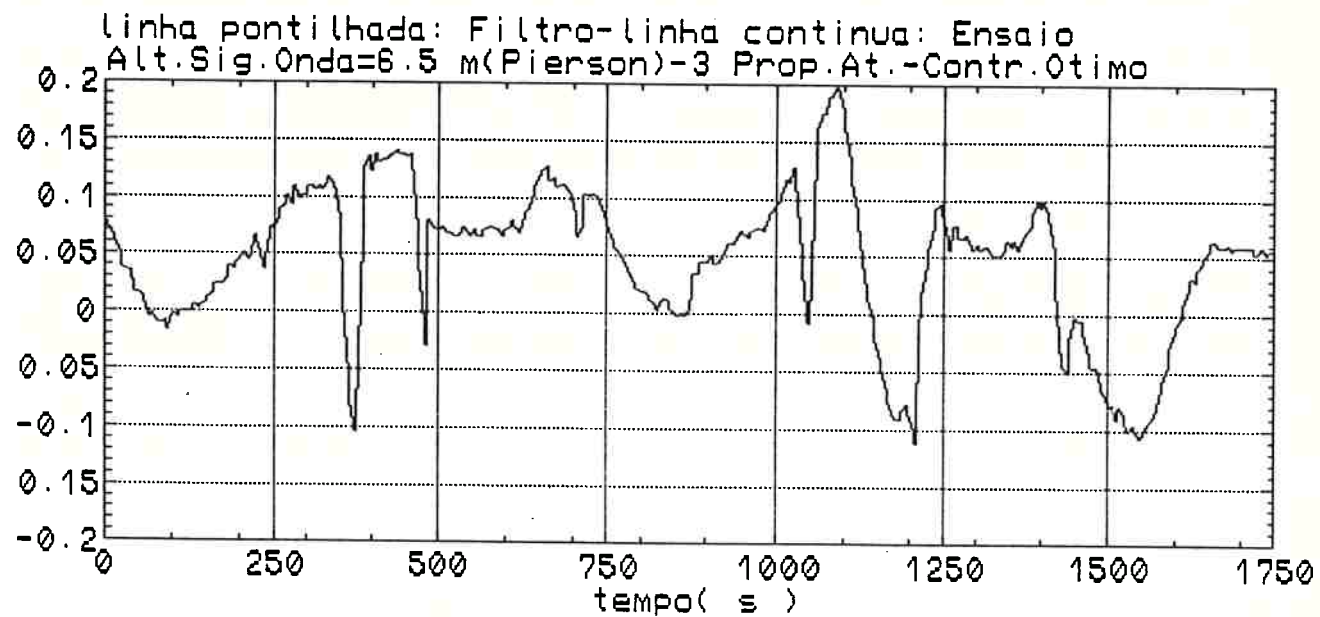


Figura 6.36b: Aproximado Real e Estimado - Controle LQG- Caso 3

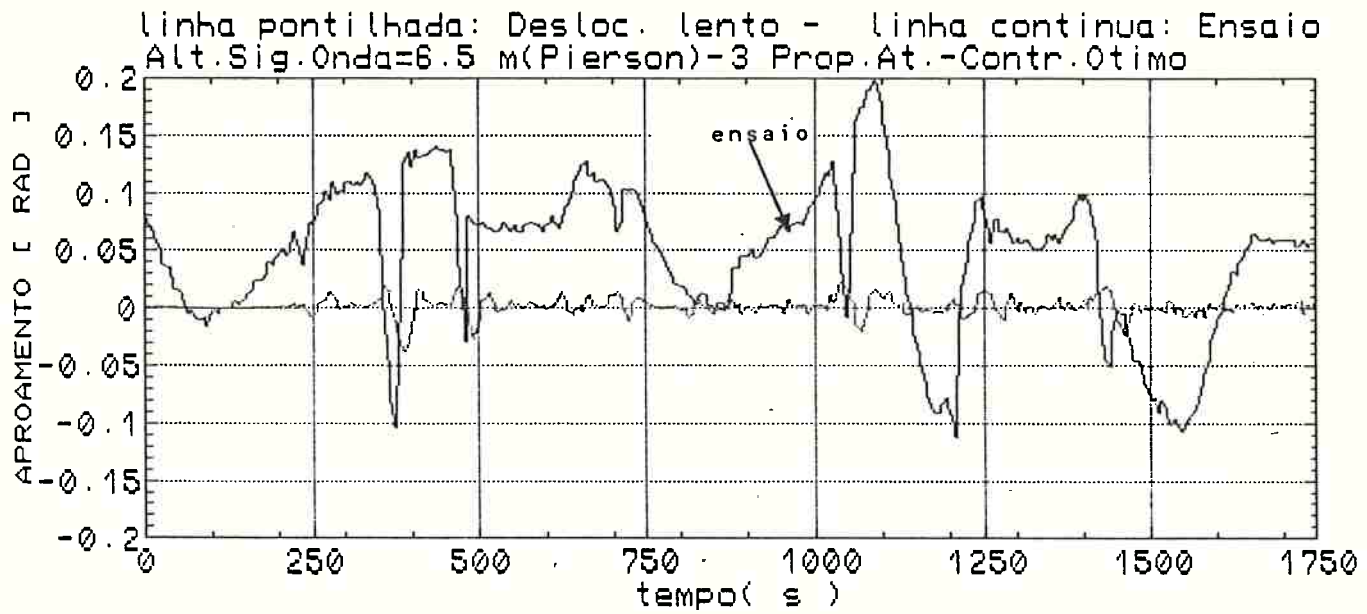


Figura 6.36c: Aproxamento Real e Estimado Lento - Caso 3

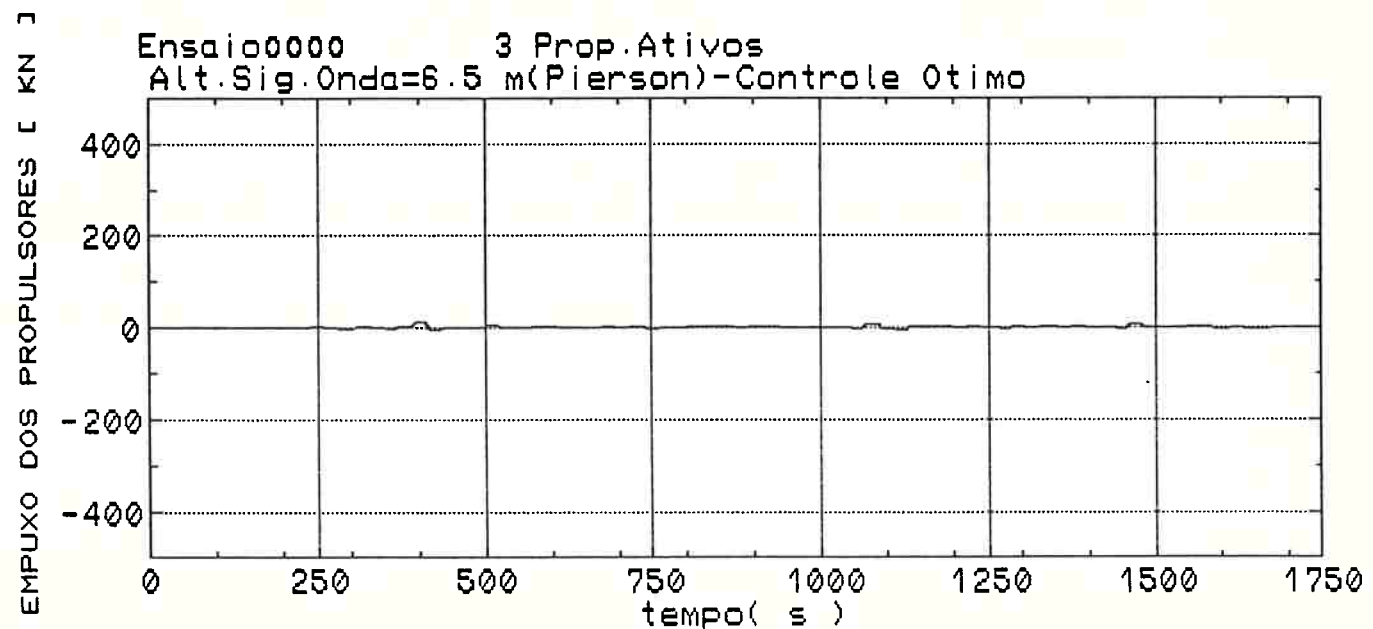


Figura 6.36d: Empuxo Demandado Controle LQG - Caso 3

6.6.1 SIMULAÇÕES E ENSAIOS

Avalia-se inicialmente o modelo matemático para os movimentos da plataforma em ondas regulares e irregulares quando os propulsores estão inativos. A seguir, faz-se a comparação quando o SPD está ativo.

A comparação entre resultados das simulações e ensaios para um mar de ondas regulares mostra que a velocidade de deslocamento lento ("drift velocity") no caso simulado é via de regra subestimada. Isto mostra que deverão ser feitos ajustes no cálculo da força de segunda ordem ("drift") se se pretende utilizar o modelo matemático aqui desenvolvido. Como optou-se por controlar apenas os movimentos gerados em mares irregulares, este trabalho não foi levado adiante.

No caso de ondas irregulares obteve-se inicialmente um resultado semelhante ao obtido com ondas regulares. O ajuste no modelo matemático para o cálculo da força de segunda ordem foi feito através do aumento do coeficiente de arrasto C_d da equação de Morison, a partir da qual esta força é calculada. Este resultado sugere que o cálculo da força de segunda ordem seja feito com coeficientes de arrasto variáveis em função do número de Keulegan-Carpenter. O programa original, utilizado para o cálculo de forças de segunda ordem de ondas irregulares foi ainda modificado, dividindo-se as colunas da plataforma em um número maior de elementos. Os resultados finais foram bastante satisfatórios como mostra a tabela 6.2 abaixo, que apresenta uma comparação dos resultados obtidos em ensaios e simulações para diferentes alturas significativas.

Observe-se ainda que os trens de ondas utilizados nos ensaios e nas simulações embora tenham a mesma altura significativa e sejam gerados a partir do espectro de Pierson-Moskowitz não são idênticos. No caso das simulações elaborou-se o programa ONDA para gerar o trem de ondas incidentes, enquanto que nos ensaios o programa de geração pertencia ao Instituto de Técni-

$H_{1/3}$ (m)	Ensaio (m/s)	Simulação (m/s)
3,00	0,11	0,10
4,00	—	0,08
4,29	0,14	—
4,74	0,15	—
5,00	0,13	0,08
6,50	0,15	0,11
9,00	—	0,19

TABELA 6.2: VELOCIDADE MEDIA DE DESLOCAMENTO DE BAIXA FREQUENCIA

cas Oceânicas e estava implantado como parte do software de controle do batedor de ondas.

A comparação dos resultados obtidos quando o SPD está ativo mostra que se obteve resultados mais satisfatórios no caso simulado, onde o estimador foi melhor calibrado e os ganhos de controle mais cuidadosamente escolhidos.

Comparando-se as figuras 5.10a' com 6.31a e 5.10b com 6.32b, verifica-se que no caso dos ensaios, as variáveis estimadas estão com um atraso bem maior do que no caso simulado, o que afeta sensivelmente o desempenho do sistema de controle. Além disso, no caso das simulações dispôs-se de mais tempo para uma melhor escolha dos ganhos de controle do que no caso dos ensaios. O resultado é que no caso dos ensaios os desvios atingidos são bem maiores do que nos casos simulados. Adicionalmente, no caso do controle ótimo utilizado nos ensaios não se implementou o controlador que atua sobre o sinal fictício da integral da posição de baixa frequência, portanto era de se esperar um maior desvio em regime permanente ("offset") neste caso.

O pior desempenho do controle adaptativo nos ensaios, relativamente aos resultados obtidos nas simulações, é atribuído primeiramente à má calibragem do filtro e também à escolha dos parâmetros a_i que dão os pesos desejados no controle das

variáveis de estado. Recordando, - simulações realizadas após o término dos ensaios mostraram que se deveria dar um peso maior à correção da velocidade de baixa frequência do que a correção do deslocamento. Nos ensaios priorizou-se a correção dos deslocamentos.

6.6.2 OUTROS AUTORES

Em (16) e (79) Grimble critica o modelo de alta frequência proposto por Balchen (15), um oscilador harmônico não amortecido com frequência de oscilação que se adapta à frequência do mar atuante. Grimble mostra que os ganhos do filtro da parte de alta frequência são oscilatórios com média nula e apresentam uma defasagem de 180° em relação às variáveis filtradas de baixa frequência. Assim, ocorrem compensações entre os ganhos de alta e baixa frequência para velocidades e deslocamentos, de tal modo que a estimativa final do filtro seja boa (próxima do valor que se deseja estimar), mas o desempenho do controlador seja fraco, já que ele atua apenas sob a estimativa de baixa frequência, que foi mascarada pelo efeito de compensação. Analisando-se as velocidades nos gráficos 5.11e e 5.11f verifica-se que estes problemas ocorrem muito menos no filtro aqui desenvolvido do que no filtro de Balchen.

Grimble (16,79) apresenta resultados da estimativa de estado para um filtro de Kalman linear e estacionário, como utilizado aqui. Os trabalhos de Grimble apresentam resultados da posição e da velocidade de baixa frequência estimadas. Comparando-se os resultados aqui obtidos com os publicados em (16) e (79), reproduzidos na figura 6.37, verifica-se que o filtro linear aqui desenvolvido é tão bom quanto o filtro proposto por Grimble.

Balchen (15) apresenta a seguinte expressão empírica para o desvio máximo (d_m) esperado em metros nas operações com SPD:

$$d_m = 0,5 R + 2 f H_{1/3} + 0,01 W_v + 0,5 \quad (\text{VI.9})$$

onde

R é o desvio padrão das medidas de posição;

f é a amplitude do movimento em ondas da plataforma;

W_v é a velocidade do vento.

A expressão acima foi aplicada para a altura significativa de onda de 6,5 m, sem a ação de ventos, que corresponde a uma das condições utilizadas em simulação e ensaio. A amplitude média para esta altura significativa é de 2,0 m. Admitindo-se que a amplitude do movimento da plataforma em ondas seja de 50% da amplitude da onda, resulta uma amplitude de movimento igual a 1,0 m. Admite-se ainda uma profundidade de 500 m e que a precisão dos sensores seja de 1% da profundidade local. Para estes dados chega-se a um d_m de 15,50 m, o que corresponderia a 3% da profundidade local.

Analisando-se os resultados das simulações, verifica-se que esta condição é satisfeita já que o deslocamento máximo é de 12,5 m tanto para o controle ótimo como para o adaptativo. No caso dos ensaios o limite d_m foi via de regra excedido, o que é explicado pelo fato de não se ter usado um sistema de controle completamente calibrado.

Triantafyllow (7) apresenta resultados simulados de um navio de 94,5 m de comprimento, 15,24 m de boca e coeficiente de bloco 0,65 operando com um SPD em ondas com altura significativa de 4,9 m geradas a partir do espectro de Bretschneider e uma corrente de 3,0 nós. Para resultados simulados ele obtém um avanço máximo de 0,54 m e uma deriva máxima de 1,74 m. Esses resultados, no entanto, são obtidos em condições bem mais favoráveis que as utilizadas nas simulações e ensaios deste trabalho. A abordagem utilizada por Triantafyllow consiste na modelagem da dinâmica de baixa de frequência sobre a qual ele aplica a teoria de sistemas multivariáveis de Rosenbrock. Embo-

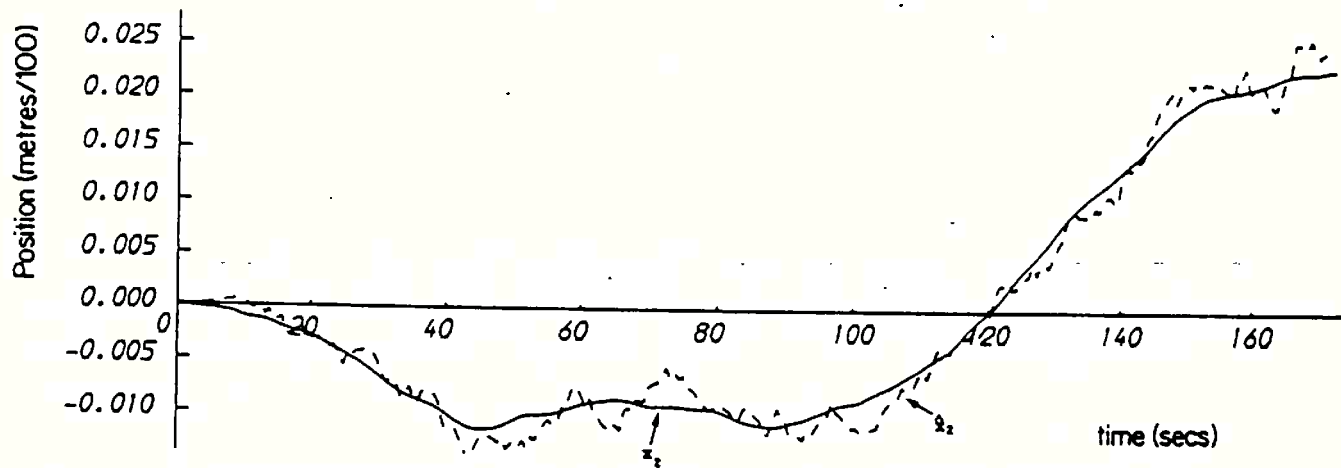


Figura 6.37a: Deslocamento de Deriva Lento "Real" e Estimado(16)

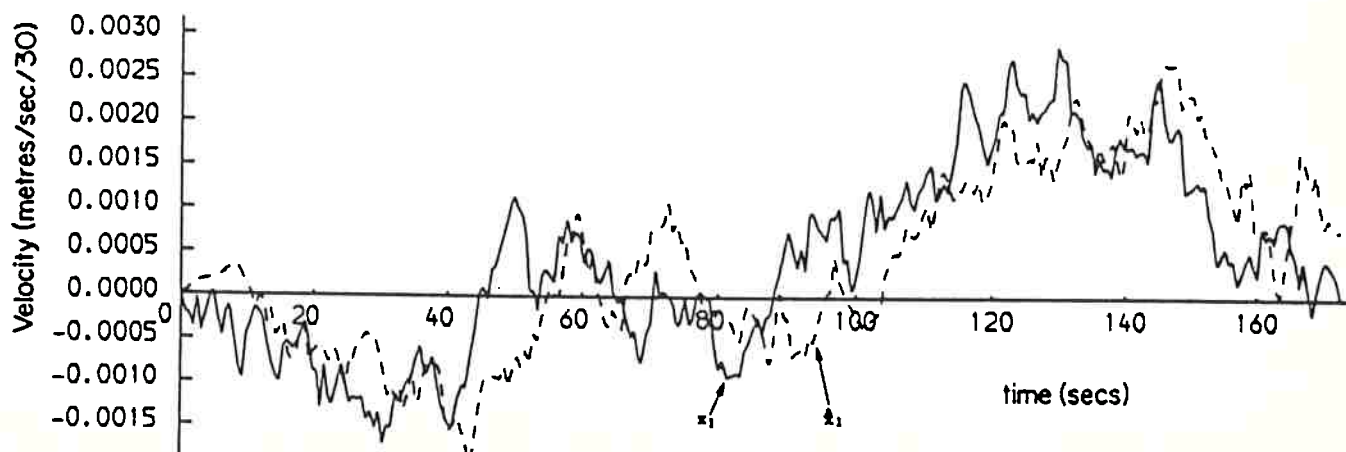


Figura 6.37b: Velocidade de Deriva Lenta "Real" e Estimada (16)

ra os movimentos de baixa frequência sofram interferência dos movimentos de alta frequência, estes não aparecem explicitamente no modelo final. Isto é, o modelo sobre o qual o controlador está atuando não engloba as forças de primeira ordem, embora as forças de segunda ordem sejam modificadas pelas de primeira. Portanto, os efeitos de alta frequência não precisam ser filtrados de um movimento composto por elementos de alta e baixa frequência. O controlador desenvolvido por Triantafyllou atua diretamente sobre a dinâmica lenta simulada do navio e não sobre um estado reconstruído sujeito a erros de medida e modelagem.

7. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Neste capítulo faz-se inicialmente um resumo do trabalho desenvolvido, destacando-se sua contribuição para o estudo do problema do posicionamento dinâmico. A seguir faz-se a conclusão do estudo com uma apreciação crítica, apontando seus pontos positivos e limitações. Na seção "Recomendações e Sugestões", que se segue, apresentam-se idéias para a eventual continuidade do trabalho desenvolvido.

7.1 RESUMO DO TRABALHO REALIZADO

O objetivo do trabalho realizado foi o desenvolvimento, implementação, teste e avaliação de um SPD para uma plataforma semisubmersível para a perfuração de poços de petróleo. Para alcançar este objetivo o trabalho foi subdividido em tres partes principais. Na primeira parte, englobada pelos capítulos 2 e 3, apresentou-se os fundamentos teóricos utilizados no decorrer do trabalho. No capítulo 2 apresentou-se a teoria envolvida no projeto do subsistema de controle, considerado o núcleo de concentração do trabalho. O subsistema de controle foi desenvolvido a partir do Princípio da Separação onde o estado é reconstruído usando-se um filtro de Kalman-Bucy, cujo modelo é compensado dinamicamente através do uso de acelerações não modeladas e cuja consistência estatística é garantida pela introdução de um ruído fictício calculado adaptativamente. Foram estudadas duas leis de controle do espaço de estado alternativas, a do controle ótimo ou LQG e uma versão do controlador adaptativo desenvolvido a partir da dualidade existente entre o problema de controle e o problema de estimação. No capítulo 3 apresentou-se o desenvolvimento de um modelo matemático para a representação dos movimentos de uma plataforma semisubmersível no mar sujeita a ação de ondas e correntes.

A segunda parte do trabalho foi destinada a parte computa-

cional e foi tratada nos capítulos 4 e 5. No capítulo 4 mostrou-se como o problema foi implementado com vistas a elaboração dos softwares utilizados nas simulações digitais e nos ensaios do tanque de provas. Aí foram apresentadas as peculiaridades do modelo matemático do filtro, subdividido nas partes de alta e baixa frequência, e tratados como modelos estacionários discretizados. Além disso, apresentou-se a modificação no algoritmo de controle ótimo, de forma a se atuar também sobre um sinal fictício equivalente à integral do deslocamento de baixa frequência, sinal este produzido pelo filtro de Kalman, de modo a se evitar um possível afastamento em regime permanente ("offset") da plataforma. Finalmente, apresentou-se no capítulo 4 a implementação do controlador adaptativo. No capítulo 5, após a escolha da plataforma RS-35 para um estudo de caso, apresentou-se e analisou-se os resultados de simulações digitais dos movimentos da plataforma no mar, primeiramente flutuando livremente sob o efeito de ondas e correntes e, em seguida, sob a ação de controle do SPD, configurado para manter a plataforma numa posição desejada. Para uma melhor avaliação do subsistema de controle analisou-se separadamente o desempenho do filtro. Os resultados do estudo de simulação serviram de subsídio para balizar a realização dos ensaios no tanque de provas, que se constituiu na terceira parte em que se subdividiu o trabalho.

Na parte experimental, tratada no capítulo 6, apresentou-se a preparação, o delineamento e a realização dos ensaios no tanque de provas com um modelo da plataforma RS-35 equipado com um SPD, para o qual desenvolveu-se um protótipo do subsistema de controle. Os resultados obtidos no tanque de provas foram comparados com os resultados das simulações com o objetivo de avaliar o modelo matemático desenvolvido e verificar o desempenho no tanque do protótipo do subsistema de controle equipado com um software de controle semelhante ao empregado nas simulações. Finalmente, realizou-se uma comparação com resultados publicados por outros autores.

7.2 APRECIÇÃO CRÍTICA E CONCLUSÃO

Dentro das limitações impostas por um trabalho acadêmico considera-se que os objetivos iniciais foram alcançados. A execução do trabalho permitiu aprofundar aspectos não só teóricos do problema tratado como também práticos, como os encontrados na construção do protótipo do subsistema de controle e na realização dos ensaios no tanque de provas.

Evidentemente, os resultados alcançados poderão ser melhorados e ampliados. A necessidade de se ter um subsistema de controle suficientemente rápido que permitisse reproduzir no ensaio com modelos reduzidos as condições encontradas no campo levou a simplificações bastante fortes no modelo do filtro, o que, em alguns casos, comprometeu o desempenho do subsistema de controle como um todo; isto ocorreu no caso de alguns sinais de entrada quando não se fez um ajuste específico do filtro, que nestas condições foi incapaz de separar os componentes de alta e baixa frequência. A principal simplificação que deve ser revista é provavelmente a de se operar com um modelo do filtro linearizado e estacionário, que poderá vir a ser substituído pelo filtro estendido de Kalman.

Outras dificuldades de caráter organizacional, como o tempo restrito para a realização dos experimentos e as dificuldades impostas por um cronograma bastante apertado, não permitiram que se melhorasse alguns resultados, como no caso da força de deriva do modelo matemático dos movimentos em ondas regulares e no caso dos resultados do tanque de provas, obtidos com um modelo do estimador não totalmente ajustado. Por outro lado, embora tenha se desenvolvido um software completo para a simulação dos movimentos no plano horizontal da plataforma no mar, devido a extensão do trabalho não foi possível desenvolver-se o subsistema de controle para os três graus de liberdade, concentrando-se a atenção no tratamento do problema do avanço. Nos ensaios com dois graus de liberdade utilizou-se uma versão modificada do controlador de avanço para controlar o aproamento,

o que, evidentemente, produziu resultados insatisfatórios no que tange ao controle propriamente, mas que serviu para dar uma idéia clara de como realizar estes experimentos. O trabalho experimental apresentou dificuldades adicionais por não se dispor de componentes especificamente projetados, como propulsores adequadamente construídos para a realização das experiências.

Os resultados obtidos indicam que o tratamento do problema de controle para o SPD, usando técnicas de controle do espaço de estado para um sistema estocástico é um instrumento poderoso e bastante versátil, permitindo um grande número de simplificações e aproximações essenciais para uma solução numérica eficiente e suficientemente rápida. Estes resultados indicam ainda a importância da realização de ensaios na avaliação de sistemas de posicionamento dinâmico.

7.3 RECOMENDAÇÕES E SUGESTÕES

Nesta seção apresentam-se sugestões para a continuidade deste trabalho e para o aprofundamento no tratamento do problema do sistema do posicionamento dinâmico.

Na parte teórica o trabalho poderá ser aprofundado pelo estudo do problema de difração em plataformas semisubmersíveis, de modo a melhorar-se o modelo matemático que representa os movimentos de uma plataforma no mar. O estudo da interferência das forças de excitações no mar, principalmente entre as forças de corrente e ondas, é um refinamento necessário se se deseja aumentar a capacidade de representação do modelo matemático dos movimentos do veículo. Um estudo da formulação espectral para a representação dos esforços produzidos pelo vento, que prevê o efeito de rajadas, se faz necessário para desenvolver um controlador de pré-alimentação ("feedforward") para o controle do vento.

Outras leis de controle poderão ser investigadas para verificar uma possível melhoria no desempenho do controlador. Há

que se investigar também o uso do Filtro Estendido de Kalman, como forma de aumentar a qualidade das estimações e verificar o grau de influência de um estimador mais sofisticado no processo de controle.

Na parte computacional pode-se desenvolver o subsistema de controle aqui utilizado para o controle do avanço, de modo a incluir o controle da deriva e do aproamento. O desenvolvimento do software para o controle da deriva é de fácil elaboração dada a simetria da plataforma RS-35, que permite utilizar o mesmo subsistema de controle utilizado no caso de avanço para o controle dos movimentos de deriva. Pode-se ainda implementar o subsistema de controle, de modo a que ele venha a operar em condições mais próximas das encontradas na realidade introduzindo-se o tempo de atraso de resposta do sistema propulsor. Isto é, estende-se o estado de forma a que ele inclua a representação do tempo de atraso de resposta dos propulsores, de forma a avaliar implicitamente a influência desta variável no desempenho do sistema. Um trabalho mais completo requererá ainda o desenvolvimento de um software para a distribuição de empuxo para um subsistema propulsor composto por hélices azimutais.

Se houver possibilidade de realizar outros ensaios sugere-se que estes sejam realizados num tanque de dimensões aproximadamente quadradas com possibilidade de excitação bidimensional. Para fazer-se o sensoriamento de posição será preciso iniciar-se o estudo de um sistema ótico, que não produz interferências no movimento do modelo, como por exemplo o laser ou o sistema de câmara móvel, e uma vez ajustados são mais precisos e de mais fácil manuseio que o sistema de "pick-ups" e roldanas aqui utilizado. Para a realização de ensaios com três graus de liberdade, no entanto, fica-se na dependência da disponibilidade de um microcomputador com frequência de operação ao redor de 20 Mhz ou da construção de um hardware específico para o controle de posição.

8. BIBLIOGRAFIA

1. MORGAN, A.C. "Dynamic Positioning Offshore Vessels." The Petroleum Publishing Co., Oklahoma, 1978 -USA.
2. CRISOL DONHA, D. "Estudo do Posicionamento Dinâmico para Plataforma Semisubmersível." Dissertação de mestrado, EPUSP 1983, S.P.- Brasil.
3. McCLURE, A.C. - Development of the Project Mohole Drilling Platform. In : Transactions SNAME, v.73, 1965 - USA.
4. PENNEY, P.W. & RIISER, R.M.- Preliminary Design of Semisubmersibles. In: North East Coast Institution of Engineers & Shipbuilders, October 1984, G.B.
5. ENGLISH, J.W. & WISE, D.A. - Hydrodynamics Aspects of Dynamic Positioning. In : NECIES Transactions, v.92, 1967.
6. SCHENEIDER, W.P.- Dynamic Positioning Systems. In: OTC(1094) 1969, USA.
7. TRIANTAFYLLOU, M. " Design of the Dynamic Positioning System of a Drilling Vessel." Tese de Doutorado -MIT Press, 1970 - USA.
8. DROSTE, W. - Das Dynamische Positionieren von Schiffen und Offshore-Geraeten. In : Hansa, 1975 pp.983-986.
9. SJOUKE, J. & LAGERS, G. - Development of Dynamic Positioning for IHC Drill-Ship. In : OTC(1948), 1971, USA.
10. SCHELLIN, T.E.- Eine Rechnerische Analyse von Dynamisch Po-

sitionierten Schwimmenden Plattformen. In: Oceanology International (222), Hamburg 1976, BRD.

11. SARGENT, J.S. & ELDRED, J.J.- Adaptive Control of Thruster Modulation for Dynamically Positioned Drillship. In : OTC(2036) 1974, USA.
12. KASSEN, E. & SEIREG, A. - Motion Analysis and Control of an Untethered Platform to Support the Working Divers. In : OTC(3286), 1978, USA.
13. LØKLING, T. -A New Generation of Dynamic Positioning Systems for Vessels. In : OTC(3581), 1979, USA.
14. DROSTE, W. -Positionsregelung von Offshore-Geraeten mit Propeller. Institut fuer Schiffbau, Universitaet Hamburg, 18^o Fortbildungskurs, Maerz 1982, Hamburg BRD.
15. BALCHEN, J.G. & Allii - A Dynamic Positioning System Based on Kalman Filtering and Optimal Control. In : Modeling, Identification and Control, 1980, v.1 n.3, Taylor & Francis 1979 UK.
16. GRIMBLE, M.J. & Allii - The Design of Dynamic Ship Positioning Control System Using Stochastic Optimal Control Theory. In: Optimal Control Applications & Methods, v.1, 1980, UK.
17. ALY, H. " Entwurf eines Rechneralgorithmus zur dynamischen Positionierung von Schiffen und Entwicklung eines Simulationsprogrammes der Regelstrecke." Diplomarbeit Institut fuer Schiffsmaschinen, Universitaet Hannover 1982 BRD.
18. YOERGER, D.R. & SLOTINE, J.J.E. - Robust Trajectory Control of Underwater Vehicles. In : IEEE Journal of Oceanic En-

gineering, v.OE-10, n°4, Oct. 1985.

19. PINKSTER J.A.- Application of an Alternative Concept in Dynamic Positioning to a Tanker Floating Production System. In: OTC (5444) 1987, USA.
20. NIENHUIS, U & Allii - Simulation on DP Vessels by Model Tests or Computations. Proceedings of a Workshop on Floating Structures and Offshore Operations, Wageningen, 1987.
21. HARBONN, J. - The TEREDEL Dynamic Positioning System : Results of 5 Years of Field Work and Experiments. In : OTC(1499), v.2, 1971, USA. .
22. SKINNER, D.J. - Drilling Without Anchore in 2000 fts Plus Water Depth. In : OTC(2151), v.1, 1975, USA.
23. HAMMET, D.S. - SEDCO 445 Dynamic Stationed Drill-Ship. In: OTC(1626), v.2, 1972, USA.
24. HAMMET, D.S. - Deepwater Drilling Without Anchors : Dynamic Stationing. In : Transactions RINA, Nov.1974, London, G.B.
25. HAMMET, D.S. - The First Dynamically Stationed Drill-Ship Semisubmersible SEDCO 709. In: OTC(2972), 1977, USA.
26. DANIEL ,J.J.S. - Review of Dynamic Positioning and Diving in the North Sea. In : Transaction (TM) Diving and Dynamic Positioning Offshore - The Institut of Marine Engineers - Oct. 1984, London, G.B.
27. BARBER, J.W. - The Safety Auditing of DP Vessels - In:Transaction (TM) Diving and Dynamic Positioning Offshore. The Institut of Marine Engineers- Oct. 1984, London, G.B.

28. HARPER, R.I. - Operational Experience with Dynamically Positioned Diving Support Vessels. In : Transaction (TM) Diving and Dynamic Positioning Offshore - The Institut of Marine Engineers- Oct. 1984, London, G.B.

29. THORNILEY, W. - Dynamic Positioning Vessels and Diving Safety. In: Transaction (TM) Diving and Dynamic Positioning Offshore -The Institut of Marine Engineers-Oct.1984, London, G.B.

30. REMERY, G.F.M. - Design of Mooring Systems. Technical Universitaet Aachen and NSMB Wageningen, 1979, BRD.

31. BRINKMEYER, H. " Beitrag zur Auslegung und Optimierung von Positionierungsanlagen mit Ankern." Doktorarbeit,Hannover 1981 BRD.

32. SCHELLIN, T.E. & Allii - Zur Verankerung Schwimmender Seebauwerke in Ungeschutzten Gewaessern Geringer Wasser Tiefe. 3^o Meerestechnik Seminar, Hamburg 1983, BRD.

33. SCHELLIN, T.E. - Berechnung von Trossenkraeften Vertaeuter Objekte. Germanischer Loyd, Hamburg, 1983 BRD.

34. CHAKRABARTI, S.K. - Moored Floating Stuctures and Hydrodynamic Coefficients. In: Ocean Stuctures Dynamics Symposium 1984, USA.

35. HOOFT, J.P.- Computer Simulations of the Behavior of Maritime Structures. In : Marine Technology, v.23, n.2, 1986.

36. ABKOWITZ, M.A. - Stability and Motion Control of Ocean Vehicles. The MIT Press - Cambridge, August 1972, USA.

37. CRUZ, J.J. " Pilotagem Automática de Embarcações com Emprego de Controle Estocástico." Dissertação de mestrado

EPUSP 1981, SP, Brasil.

38. STOCKTON, L. - Acoustic Positioning Measurement, an Overview
In : OTC(2172), v.1, 1975, USA.
39. NEUDOERFER, J.L. - An Acoustic Positioning Reference System
Integrating Long and Short Baseline Operation. In :
OTC(3553), 1979, USA.
40. ROBERTS, D. - An Advanced Acoustic Positioning Reference
System. In : OTC(2173), v.1, 1975, USA.
41. DENNIS, R.C. - Satellite Positioning and Navigation for
Offshore Applications : Past, Present and Future. In :
OTC(2170), v.1, 1975, USA.
42. BUECHLER, D.L. & HANNA, J.T. - Inertially-Aided Dynamic Po-
sitioning. In : OTC(2147), v.3, 1975, USA.
43. WILKE, K. - Positionsmesssysteme - In : 18^o Fortbildungskurs
Institut fuer Schiffbau der Universitaet Hamburg, 1982, BRD
44. DOSTERVELD, M. & OORTERMERSEN, G. - Thruster System for im-
proving Maneuverability and Position Keeping Capability
of Floating Objects. In : OTC(1625), 1972, USA.
45. SCHNEIDERS, G.C. PRONK, C. - Performance of Thruster. In:
OTC(2230), v.1, 1975, USA.
46. MADE, A.v.d. & BUSSAMAKER, O. - Thruster for Dynamic Posi-
tioning. In : 2nd International Offshore Craft Conferen-
ce, The British Library, London Division, 1976, G.B.
47. BROWN, N.A. & NORTON, J.A. - Thruster Design for Acoustic
Positioning System. In : Marine Technology, v.12, n^o2,

April 1975, USA.

48. NORBY, R.A. & RIDLEY, D.E. - Notes on Thrusters of Ship Manuevering and Dynamic Positioning. In : SNAME Transactions, pp.395, 1980.
49. GRIMBLE, M.J. & Allii - The Design of Dynamic Ship Positioning Control Systems Using Extended Kalman Filtering Techniques. In : IEEE July, 1979.
50. GRIMBLE, M.J. - Solution of the Stochastic Optimal Control Problem in the S-Domain for Systems with Time Delay. In : Proceedings of the IEE, v.126, n°7, July 1979.
51. GRIMBLE, M.J. & Allii- Design of Optimal Stochastic Regulating System Including Integral Action. In: Proceedings of the IEE , Control & Science, v.126, n°9, Sept. 1979.
52. FOTAKIS, J. & Allii - A Comparison of Characteristic Locus and Optimal Designs for Dynamic Ship Positioning Systems. In: IEEE - Automatic Control, v.AC-27, n°6, Dec.1982.
53. FENTON, J. Allii - Attitude Control of Flexible Satellite in Noisy Environment. In: IEE, v.126, n°12, Dec.1979.
54. RAUCH, H.E. - Optimum Estimation of Satellite Trajectories Including Random Fluctuations in Drag. In: AIAA Journal v.3,n.4, April 1965, N.Y. USA.
55. BREAKWELL, J.V. & RAUCH, H.E. - Optimum Guidance of a Low Thrust Interplanetary Vehicle. In: AIAA Journal v.4, n°4, April 1966 N.Y. USA.
56. TRIANTAFYLLOU, M.S. & Allii - Real Time Estimation of Ship Motions Using Kalman Filtering Techniques. IEEE Journal of Oceanic Engineering, v.OE-8, n°1, Jan. 1983.

57. GELB, A. " Applied Optimal Estimation." Cambridge MIT Press 1974, USA.
58. MORO, J. " Modelagem e Síntese Preliminar de um Sistema de Controle de Atitude Ativo em 3 Eixos Para Satélites Artificiais." Tese de Doutorado, EPUSP, SP 1983, Brasil.
59. BRYSON, A.E. & Allii " Applied Optimal Control." Ginn Company, Waltham - Massachussets 1975, USA.
60. KWARKERNAAK, H. & SIVAN, R. " Linear Optimal Control Dynamic Systems." Willey Interscience, New York, 1972.
61. BOECHER, J. & Allii " Nichtlineare und Adaptive Regelungssysteme." - Springer Verlag, Berlin, BRD, 1986.
62. JAZWINSKI, A.H. "Stochastic Processes and Filtering Theory." Academic Press, N. York 1970, USA.
63. BRINATI, H.L. " Investigação sobre o Emprego do Filtro Estendido de Kalman para a Identificação da Manobrabilidade do Navio." Tese de Doutorado EPUSP, SP, 1976, Brasil.
64. SCHUTZ, D.G. & MELSA, J.L. "State Functions and Linear Control Systems." McGraw Hill Book Company, 1967, USA.
65. OGATA, K. " Modern Control Engineering." Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1970.
66. DISTEFANO III, J.J. & Allii "Regelsystem." McGraw Hill Book Company GmbH, Duesseldorf, BRD, 1976.
67. SARPKEYA, T. & ISAACSON, M. " Mechanics of Wave Forces on Offshore Structures." Van Nostrand Reinhold Company, 1981 USA.

68. CHAKRABARTI, S.K. " Hydrodynamics of Offshore Structures." Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1987, BRD.
69. ROSENBROCK, H.H. " Computer-Aided Control System Design." Academic Press Inc. - 2^o Edition, 1976.
70. CLAUSS, G.F. - Notas de aula do curso Meerestechnische Konstruktionen 1. 1987 T.U. Berlin, Berlin.
71. KRUPPA, C. - Notas de aula do curso Propellertheorie . 1987 T.U. Berlin, Berlin.
72. BREBBIA, C.A. & WALKER, S. " Dynamic Analysis of Offshore Structures." Newnes-Butterworths, London, Boston, 1979.
73. HALLAN, M.G. & Allii " Dynamic of Marine Structures: Methods of Calculating the Dynamic Response of Fixed Structures Subject to Wave dan Current Action." Ciria Underwater Engineering Group, Oct. 1978, London, G.B.
74. KOKKINOWRACHOS, K. & Allii "Theoretische und Experimentelle Untersuchungen des Bewegungsverhaltens von Halbtaucher." Westdeutscher Verlag 1980 BRD.
75. KOKKINOWRACHOS, K.- Entwurfsmethoden fuer Schwimmende Offshore Konstruktionen. In: 22^o Fortbildungskurs des Instituts fuer Schiffbau de Universitaet Hamburg, BRD 1986.
76. VUGTS, J.H. "The Hydrodynamic Forces and Ship Motion in Waves." T.H.Delft, 1970 Holland.
77. PINCENIN, M.C. - An Integrated Program for Dynamic Structural Calculation of Mobil Offshore Units. In: OTC (1974) USA.

78. MINKENBERG, H.L. & Allii - Will the "Regular Wave Concept" Yield Meaningful Motion Prediction of Offshore Structures? In: OTC (2040) 1974 USA.
79. DENIS, M.St. - On the Motions of Oceanic Platforms. In : International Symposium on the Dynamic of Marine Vehicles and Structures in Waves, 1975, G.B.
80. HOOFT, J.P. - Motion of Stationary Structures. In: International Symposium on the Dynamic of Marine Vehicles and Structures in Waves. 1975, G.B.
81. STANTON, P.N. & KUANG, J.G. - Evaluation of Semisubmersible Drilling Vessels. Journal of Petroleum Technology, April 1975.
82. OCHI, M.K. & BALES, S.L. - Effect of Various Spectral Formulations in Predicting Responses of Marine Vehicles and Ocean Structures - In : OTC(2743), 1977, USA.
83. PIJFERS, V.G.C. & BRINK, A.W. - Calculated Drift Forces of Two SEMisubmersible Platform Types in Regular and Irregular Waves - In : OTC(2977), 1977, USA.
84. OPPENHEIM, B.W. & WILSON, P.A. - Continuous Digital Simulation of the Second-Order Slowly Varying Wave Drift Force In : Journal of Ship Research, n°3, v.24, Sept. 1980.
85. PINKSTER, J.A.- Mean and Low Frequency Wave Forces on Semisubmersibles. In: OTC (3951) 1981 USA.
86. PINKSTER, J.A.- Mean and Low Frequency Wave Drifting Forces of Floating Structures. In : Ocean Engineering, v.6, pp.593-615, 1979 Great Britain.
87. CHUNG, J.S. - Motion of a Floating Structure in Water of

Uniform Depth. In: Journal of Hydronautics, n°10, v.3, July, 1976.

88. Germanischer Lloyd - Weiterentwicklung eines Programmsystems zur Rationalen Beurteilung der Festigkeit von Plattformkonstruktionen. Hamburg, 1975, BRD.
89. Rules of the Construction and Classification of Offshore Platforms. Bureau Veritas, France, 1975.
90. PATEL, M.H.-On the Wave Induced Motion Response of Semisubmersibles. In : The Royal Institution of Naval Architects 1982, pg 221-228, London, GB.
91. CLAUSS, G.F. - Multi-Scale Model Tests with a Ring-Shaped Semisubmersible. In: OTC(3297), 1978, USA.
92. CLAUSS, G.F & Allii - Propulsionsversuch mit dem Halbtaucher RS-35. TUB, IST, Bericht n°79/10, 1979, Berlin.
93. CLAUSS, G.F. & Allii- Propulsionsversuche mit dem Halbtaucher RS 35. IMT(120) 1980, Hamburg BRD.
94. CLAUSS, G. & BAUER, P. - Halbtauchersystem RS35 - Entwicklungs- und Modellversuchsergebnisse. In : Intermarintec, 1982 Hamburg (RFA).
95. CLAUSS, G.F. & BAUER, P. - Dynamic Stability and Operational Characteristics on the RS-35 Drilling and Propulsion System. Sonderdruck aus Schiff & Hafen/ Kommandobruecke, Nov. 1983, BRD.
96. CLAUSS, G.F. & BERGMANN J. - Gaussian Wave Packets - A New Approach to Seakeeping Tests of Ocean Structures. In : Applied Ocean Research, v.8, n°4, 1986.

97. CLAUSS, G.F. - Meerestechnike Konstruktionen. Aufbauseminar 1987, Berlin.
98. OESTERGAARD, C. & SCHELLIN, T.E. - Berechnung von Bewegungsgroessen, Hydrodynamischen Kraefte und von Beanspruchungen eines Halbtauchers im Seegang. Germanische Lloyd, 1975.
99. The Open University - Optimal Control - Unit 15 - The Open University Press - G.B., 1978.
100. SCHELLIN, T.E. - Verankerung von Meerestechnischen Konstruktionen. Gastvorlesung T.U. Berlin - Institut fuer Schiffs- und Meerestechnik - Berlin.
101. HOOFT, J.P. - A Mathematical Method of Determining Hydrodynamically Induced Forces on a Semisubmersible. In : Transactions SNAME, n°79, 1971.
102. NUNES, D. - Programa para a Discretização de Sistemas Estacionários Contínuos. IPT-SP, 1985, Brasil.
103. OGILVIE, T.F. - Second-Order Hydrodynamics Effects on Ocean Platforms. Department of Ocean Engineering, MIT Press Cambridge, 1980.
104. KUO, B.C. " Automatic Control Systems." 5^e Edition Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.Y., USA, 1987.
105. TAKAHASHI, Y & Allii " Control and Dynamic Systems." Addison-Wesley Publishing Comp., Massachusetts, USA, 1970.
106. TRAN, V.T. - Ein Beitrag zur Berechnung der Bewegungen und Beanspruchungen de Halbtaucherkonstruktion RS35. ISM87/1 1987, Berlin.

107. BRYSON, A.E. & LUEMBERGER, D.G. - The Synthesis of Regulator Logic Using State State Concepts. In : Proceedings of the IEEE, v.58, n°11, Nov. 1970.

BIBLIOGRAFIA NÃO CITADA

OESTERGAARD, C. & SCHELLIN, T.E. - On the Treatment of Viscous Effects in the Analysis of Ocean Platforms. Schiff & Hafen/Kommandobruecke, Hefte 4, 1987, BRD.

CLAUSS, G.F. - Stability and Dynamics of Semisubmersible After Accidental Damage. In : OTC(4729), 1984, USA.

PINKSTER, J.A - On the Determination of the Statistical Properties of the Behaviour of Moored Tankers. Marin - Proceedings of a Workshop on Floating Structures and Offshore Operations, Wageningen, 1987.

McCLURE, A.C. & SCHNEIDER, W.P. - Planning for Dynamic Positioning - Petroleum Engineer, May 1977.

NEWLAND, D.E. "Random Vibrations and Spectral Analysis." Longman Inc., N.Y., 1975, USA.

STEARNS, S.D. "Digitale Verarbeitung Analoger Signale." R. Oldenburg Verlag GmbH, Muenchen, 1987, BRD.

BELKNER, H. & BREHMER "Lebesguesche Integrale." VEB - Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1984 Berlin.

MUKERJI, P.K. - Random Responses of Semi-submersibles: Finite Band Width Approach. In: OTC(5141) 1986 USA.

- NAESS, A. -Statistical Analysis of Second-Order Response of Marine Structures. In :Journal of Ship Research, v.29, n°4, Dec. 1985.
- CAO, J.Z. & Allii- The Slow Frequency Hydrodynamic Coefficients in Surge for a Semi-submersible. In: Proceedings of the Off-shore Indian Conference, pp. 311-316, Madras 1987, Indian.
- SEN, M. & PAZ, M.B. - Dynamic Compensation Method for Discrete Systems. In : Computer Aided Design, v.17, n°7, Sept. 1985.
- OESTERGAARD. C. & SCHELLIN, T.E. - Comparison of Experimental and Theoretical Wave Actions on Floating and Compliant Off-shore Structures. In :Applied Ocean Research, 1987, v.9, n°4.
- SAHIN, I. - On the Application of Green's Function Integral Equation on the Motion Analysis of Floating Structures. In: IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1986 pp 398-401.
- TAKAKI, M. & Allii - A Control Device for Stabilizing a Semi-submersible Platform with a Large List Angle in Waves. Proceedings of a Workshop on Floating Structures and Offshore Operations, Wageningen, 1987.
- PATEL, M.H. & WITZ, J.A. - On the Active Control of Marine Vehicles with Pneumatic Compliances. Departement of Mechanical Engineering, University College London, 1986 pp. 134-144.
- REMERY, G.F.M. & Allii -The Slow Drift Oscillations of a Moored Object in Random Seas. In: OTC(1500), 1971 USA.

APENDICE A

A.1 DEDUÇÃO DA LEI DE CONTROLE ÓTIMO

Apresenta-se aqui a obtenção da lei de controle ótimo para um sistema determinístico utilizando o método de Pontryagin (59).

Tem-se:

a) A equação de estado modelo:

$$\dot{X}(t) = FX(t) + LV(t) \quad , \quad X(t_0) = X_0 \quad (a.1)$$

b) O índice de desempenho escolhido como:

$$J = \int_0^{t_f} [X^T(t) VX(t) + U^T(t) TU(t)] dt \quad (a.2)$$

onde

t_f é o tempo final.

Este índice na forma diferencial é dado por:

$$\dot{J} = X^T(t) VX(t) + U^T(t) TU(t) \quad (a.3)$$

c) Formula-se a hamiltoniana $H_h(t)$, como uma função de X , U e T :

$$H_h(t) = X^T(t) VX(t) + U^T(t) TU(t) + \lambda^T(t) [FX(t) + LV(t)] \quad (a.4)$$

onde

$\lambda(t)$ é uma função de custo.

d) Aplica-se o princípio de Mínimo de Pontryagin:

$$d.1) \quad \frac{\partial H_h(t)}{\partial U(t)} = 0 \quad \rightarrow \quad U^T T(t) + \lambda^T(t) L = 0 \quad (a.5)$$

$$U(t) = -T^{-1}L^T\lambda(t) \quad (a.6)$$

$$d.2) \quad \frac{\partial H_n(t)}{\partial X} = -\dot{\lambda}^T(t) \quad (a.7)$$

$$\dot{\lambda}^T(t) = -X^T(t)V - \lambda^T(t)F \quad (a.8)$$

$$\dot{\lambda}(t) = -VX(t) - F^T\lambda(t) \quad (a.9)$$

d.3) Condição de transversão (99):

$$\frac{\partial \Phi(t)}{\partial X(t_f)} = \lambda^T(t_f) \quad (a.10)$$

onde

$\Phi(t)$ é uma matriz componente de um índice de desempenho mais completo.

Para o índice escolhido:

$$\begin{aligned} \Phi(t) = 0 \quad \text{-->} \quad \lambda^T(t_f) = 0 \\ \lambda(t_f) = 0 \end{aligned} \quad (a.11)$$

e) Conhecidos $X(t_0)$ e $\lambda(t_f)$, calcula-se $\lambda(t_0)$.

De (a.1) e (a.6) tem-se:

$$\dot{X}(t) = FX(t) - LT^{-1}L^T\lambda(t) \quad , \quad X(t_0) = X_0 \quad (a.12)$$

Com (a.9) e (a.12) constrói-se o seguinte sistema:

$$\dot{X}(t) = FX(t) - LT^{-1}L^T\lambda(t) \quad , \quad X(t_0) = X_0 \quad (a.13.1)$$

$$\dot{\lambda}(t) = -VX(t) - F^T\lambda(t) \quad , \quad \lambda(t_f) = 0 \quad (a.13.2)$$

Usando-se as condições de contorno, obtém-se a solução de (a.13):

$$\lambda(t) = S(t)X(t) \quad (a.14)$$

onde

$S(t)$ é uma matriz resultante da solução.

Derivando-se (a.14), tem-se:

$$\dot{\lambda}(t) = \dot{S}(t)X(t) + S(t)\dot{X}(t) \quad (a.15)$$

Substituindo-se (a.13) em (a.15), obtém-se:

$$\begin{aligned} -VX(t) - F^TS(t)X(t) &= \dot{S}(t)X(t) + S(t)FX(t) + \\ &- S(t)LT^{-1}L^T[S(t)X(t)] \end{aligned} \quad (a.16)$$

Rearranjando-se (a.16), tem-se:

$$\begin{aligned} [\dot{S}(t) + S(t)F + F^TS(t) - S(t)LT^{-1}L^TS(t) + V] X(t) &= 0 \\ \dot{S}(t) &= -S(t)F - F^TS(t) + S(t)LT^{-1}L^TS(t) - V \end{aligned} \quad (a.17)$$

De (a.14) obtém-se a condição de contorno para a equação de Riccati (a.17), dada por:

$$S(t_f) = 0 \quad (a.15)$$

A lei de controle $U(t)$ é obtida de (a.6) e (a.14) por:

$$U(t) = - T^{-1}L^T S(t)X(t) \quad (a.16)$$

onde

$S(t)$ é a solução da equação matricial de Riccati.

APENDICE B : PROPRIEDADES ESTATISTICAS DE RUIDOS

B1. Propriedades estatísticas do ruído:

$$\sigma(k) = - 2r(k)\sigma(k) + \sigma^2(k) \quad (\text{b.1.1})$$

a) Valor Esperado:

Primeiramente, recordando as hipóteses estabelecidas para o ruído de medida em (2.6), tem-se que:

$$\sigma(k) = N[0, R(k)] \quad (\text{b.1.2})$$

Aplicando-e o operador esperança à (2.34), vem:

$$E[\sigma(k)] = E[-2r(k)\sigma(k)] + E[\sigma^2] \quad (\text{b.1.3})$$

Supondo-se a independência entre o resíduo e o ruído de medida, o primeiro termo do segundo membro se anula, já que

$$E[\sigma(k)] = 0$$

Portanto, o valor esperado do ruído $\sigma(k+1)$ de acordo com (2.35) é, então:

$$E[\sigma(k)] = R(k) \quad (\text{b.1.4})$$

b) Variância:

$$\text{VAR}[\sigma(k)] = E[\sigma^2(k)] - E[\sigma(k)]^2 \quad (\text{b.1.5})$$

Para o segundo termo do segundo membro de (2.36) tem-se:

$$E[\sigma(k)]^2 = R^2(k) \quad (\text{b.1.6})$$

Quanto ao primeiro termo do segundo membro, tem-se:

$$E[\sigma^2(k)] = E[4r^2(k)\sigma^2(k) - 4r(k)\sigma^3(k) + \sigma^4(k)] \quad (\text{b.1.7})$$

De acordo com (58):

$$E[\sigma^3(k)] = 0 \quad \text{e} \quad E[\sigma^4(k)] = 3R^2(k) \quad (\text{b.1.8})$$

Além disso, de acordo com a hipótese de maximização de ocorrência do ruído estabelecida por (2.28), tem-se

$$E[r^2(k)] = r^2(k) \quad (\text{b.1.9})$$

Então, levando-se (2.40) e (2.41) em (b.1.7) tem-se:

$$E[\sigma^2(k)] = 4r^2(k)R(k) + 3R^2(k) \quad (\text{b.1.10})$$

Levando-se (2.38) e (2.42) em (b.1.5) obtém-se a expressão para a variância do ruído σ_{k+1} :

$$\text{VAR}[\sigma(k)] = 4r^2(k)R(k) + 2R^2(k) \quad (\text{b.1.11})$$

B.2 PROPRIEDADES ESTATÍSTICAS DO RUÍDO:

$$s(k) = -\sigma(k) + R(k) \quad (\text{b.2.1})$$

a) valor esperado:

$$E[s(k)] = E[-\sigma(k)] + E[R(k)] \quad (\text{b.2.2})$$

Do apêndice b.1 tem-se pela expressão (b.1.4) que:

$$E[\sigma(k)] = R(k) \quad (\text{b.2.3})$$

portanto,

$$E[-\sigma(k)] = - E [\sigma(k)] = -R(k) \quad (b.2.4)$$

Portanto o valor esperado de $s(k)$ é dado por :

$$E[s(k)] = 0 \quad (b.2.5)$$

b) Variância:

$$E[s(k)^2] = E[\sigma^2(k) - 2R(k)\sigma(k) + R^2(k)] \quad (b.2.6)$$

$$E[s(k)^2] = E[\sigma^2(k) - E[2R(k)\sigma(k)] + E[R^2(k)]] \quad (b.2.7)$$

Do apêndice tem-se pela expressão (b.1.10) que:

$$E[\sigma^2(k)] = 4r^2(k)R(k) + 3R^2(k+1) \quad (b.2.8)$$

Por outro lado:

$$E[2R(k)\sigma(k)] = 2R(k)E[\sigma(k)] - 2R^2(k) , \quad (b.2.9)$$

já que o valor esperado de $\sigma(k) = R^2(k)$.

De (b.2.8) e (b.2.9) obtém-se de (b.2.7) a expressão para a variância deste sinal:

$$E[s^2(k)] = 4r^2(k)R(k) + 2R^2(k) \quad (b.2.10)$$

APENDICE C.1: ROTINA ONDA

Este programa calcula a elevação da superfície do mar num determinado instante. Os resultados são mandados para o arquivo ONDA. No fim do programa aparecerá na tela um gráfico, onde a abcissa é o tempo e a ordenada é a elevação em metros. Para rodar o programa basta responder às questões que aparecerem na tela.

Program Onda

```
real ondax(1000)
integer*2 n,m,s,c
real*4 azuf,var
integer*4 i,j,kt,kq,kount
real*4 aa,t,wn,g,tfim,step,wmax,wmin,delw,wdel,awdel,fi,freq
REAL*4 spekt,ampl,aux,are,antes,amax1,amin1,ampmax,tper,tax1,tax2
real*4 tim1,tim2,pi,al,ra,amax2,amin2
data g,pi/9.81,3.141592654/
open(8,file='onda')
open(7,file='reson')
call gettim(h,m,s,c)
ra= real((s*1000 + 10*c))/10000.
call random(ra)
print '(a)', 'signific. wave ampl. [m] ?='
read(*,*)aa
wn=0.4*sqrt(g/aa)
t=0.0
wmin=0.18
wmax=1.5
print '(a)', 'final time [sec.] ?='
read(*,*) tfim
print '(a)', 'step [sec] ?='
read(*,*) step
kt=0
kq=0
kount=0
antes=0.0
var=0.0
delw=(wmax-wmin)/30
wdel=delw/20
10 t= t+step
kount=kount+1
antes=are
are=0.0
if(t.gt.tfim) go to 100
do 20 i=1,30
call alea(ra,al)
```

```

awdel=delw*a1
call random(ra)
fi= 2*pi*ra
freq=wmin+(i-1)*delw+awdel
spekt=(8.1/(10**3))*(g**2/freq**5)
tei=g/(a*freq**2)**2
teil=exp(-0.032*tei)
spekt=spekt*teil
ampl=sqrt(2*spekt*delw)
aux=ampl*cos(freq*t+fi)
are=are + aux
20 continue
ondax(kount)=are/2.65
go to 10
100 continue
do 57 I=1,int(tfim)
var=var+step
write(8,40)var,ondax(i)
40 format(2f20.5)
57 continue
call graf(ondax,0.,tfim,-15.,15.,1,int(tfim),step)
end
=====
subroutine alea(a,a1)
real*4 ant

save ant
call random(a)
al=sin(2*3.141592654*a)
if(al.eq.ant) al=(al/al)*sqrt(abs(al))
ant=al
return
end
=====
subroutine random(a)
real*4 ant,azuf
integer*4 izuf

save ant
izuf=anint(a*1003.)
azuf=amod((izuf*11.),100003.)
a=amod(azuf,1003.00000)/1003.00000
if(a.eq.ant) a= sqrt(a)
ant=a
return
end
=====
subroutine graf(xdat,xmin,xmax,ymin,ymax,ilin1,nlin,step)

real xdat(*)
integer*4 jj

```

```
real*4 x,y,var
call gopen('quer')
call gvipo2(2500,27200,2000,11800)
call gscale(xmin,xmax,5,ymin,ymax,5)
call gxlabel('zeit [sec.]')
call gylab('drift x [m]')
call gframe
call ggrid
call gxnum
call gynum
call gnewcu
call gmove(0.,0.)
call gdash(1111)
x=0.0
y=0.0
do 100 jj=1,nlin
x=x+step
y=xdat(jj)
100 call gdraw(x,y)
read(*,*)
call gclose
return
end
```

APENDICE C.2: ROTINA HUGEL

Dado um perfil de ondas qualquer, este programa calcula os períodos e altura de cada onda do trem. A segunda coluna do arquivo ONDA produzido pelo programa ONDA.FOR, apresentado no apêndice anterior, pode ser utilizada como entrada para este programa. O programa pergunta qual é o arquivo a ser aberto e onde os resultados devem ser escritos. Outras perguntas são feita através do monitor.

PROGRAM HUGEL

```
real xdat(1000),hfield(1000),tfield(1000)
character*12 strin1
character*12 strin2
write(*,'(a)') ' file to be analysed ?='
read(*,'(bn,a12)') strin1
write(*,'(a)') ' file to be writed ?='
read(*,'(bn,a12)') strin2
open(1,file=strin1)
open(8,file=strin2)
write(*,'(a)') ' number of lines from readfile ='
read(*,*) nlin
write(*,'(a)') ' xmin ='
read(*,*) min
write(*,'(a)') ' xmax ='
read(*,*) max
do 55 I=1,nlin
read(1,*) xdat(i)
55 continue
print *,xdat(950)
write(*,'(a)') ' step ='
read(*,*) step
write(*,'(a)') ' max. number of heig. and period ='
read(*,*) nhma
do 100 i=1,nlin
100 amean= amean+xdat(i)
amean=amean/nlin

call heiper(xdat,min,max,step,amean,nhma,nh,hfield,tfield)

do 500 i=1,nh
write(8,205) hfield(i),tfield(i)
205 format(2f20.5)
500 continue
end
```

=====

```

      subroutine helper(field,first,last,dt,mean,hnmax,hn,
*)          hfield,tfield)
c -----
c calculates zero-upcrossing wave height and period for time series
c field. Results are stored in one-dimensional arrays hfield and
c tfield.
c
c parameters:  nmax      = number of data points in field
c              field    = time series
c              first    = first data point for analysis
c              last     = last data point for analysis
c              dt       = time lag between data points
c              mean     = mean value of field
c              hnmax    = maximum number of heights and periods
c              hn       = number of heights and periods in field
c              hfield   = wave heights
c              tfield   = wave periods
c
c Zero-Upcrossings are calculated related to MEAN.
c
c A zero-upcrossing is only a zero-upcrossing if the mean water
c level IS crossed!!!!
c
c -----jan bergmann, mar. 87-----
c
c      integer j,nmax,first,last,hnmax,hn,li,is
c      real field(*),dt,hfield(*),tfield(*),tzup1,tzup2,
*)      crest,throu,tc,mean
c
c -----
c first check
c -----
c
c      if(first.ge.last) then
c          stop 'execution aborted in helper (first )= last'
c      end if
c
c -----
c find first zero-upcrossing to start analysis
c -----
c
c      do 10 j=first+1,last
c          if(field(j-1).le.mean .and. field(j).gt.mean) goto 20
10  continue
c
c -----
c evidently no zero-upcrossing
c -----
c
c      stop 'no zero-upcrossing - check input data'

```

```

c
c-----
c off we go
c-----
c
20      li=0
        tzup1=tc(j,field(j-1),field(j),dt,mean)
c
c-----
c we are now in a wave crest
c-----
c
25      is=j
        crest=field(is)
        do 30 j=is+1,last
c
c                                     look for zero-downcrossing
        if(field(j).lt.mean) goto 40
c
c                                     look for maximum in crest
        if(field(j).gt.crest) crest=field(j)
30      continue
c
c                                     end of data
        if(hn.eq.0) stop 'no wave in record - check input data'
        return
c
c-----
c now we are in a wave trough
c-----
c
40      is=j
        throu=field(is)
        do 50 j=is+1,last
c
c                                     look for zero-upcrossing
        if(field(j).gt.mean) goto 60
c
c                                     look for minimum in through
        if(field(j).lt.throu) throu=field(j)
50      continue
c
c                                     end of data
        if(hn.eq.0) stop 'no wave in record - check input data'
        return
c
c-----
c one cycle completed
c-----
c
60      tzup2=tc(j,field(j-1),field(j),dt,mean)
        li=li+1
        if(li.gt.hnmax) return
        hfield(li)=crest-throu
        if(hfield(li).le.0.) then
            write(*,*) 'hfield(',li,') = ',hfield(li)
            stop 'execution aborted in helper'

```



```

end if
tfield(li)=tzup2-tzup1
if(tfield(li).le.0.) then
  write(*,*) 'tfield(',li,') = ',tfield(li)
  stop 'execution aborted in heiper'
end if
tzup1=tzup2
hn=li
goto 25

```

```

end

```

```

-----
c end of subroutine heiper
-----

```

```

real function tc(j,z1,z2,dt,mean)

```

```

-----
c interpolate zero-crossing between t1 and t2
c
c parameters:      j      = index
c                  z1     = data point at j-1
c                  z2     = data point at j
c                  dt     = time lag between t1 and t2
c                  mean   = mean value of field (line to be crossed)
c-----jan bergmann, mar. 87-----

```

```

integer j
real z1,z2,dt,mean

```

```

-----
c off we go
-----

```

```

tc=dt*(real(j-1)+(mean-z1)/(z2-z1))
return
end

```

```

-----
c end of function tc
-----

```

APENDICE C.3 : SUBROTINA SIMULA

Através desta subrotina é possível simular-se o comportamento da plataforma RS-35 no mar. A ação ambiental restringe-se aos distúrbios provocados pelas forças hidrodinâmicas, quais sejam ondas e correntes. Os dados de entrada fazem parte de um arquivo formatado chamado DATMAT onde se especifica como dado de entrada a altura significativa de onda e seu ângulo de incidência relativamente a um referencial inercial e a velocidade de corrente com seu ângulo de incidência relativo ao mesmo referencial inercial. Outras informações deste arquivo são o tempo de simulação desejado, seu tempo inicial, o intervalo de tempo de simulação ("step"), condições iniciais da plataforma como posição e velocidades iniciais nos tres graus de liberdade de interesse.

Para o caso em que a força de segunda ordem é de interesse o arquivo DATMAT deve dispor ainda da sequência de valores assumidas por esta força no decorrer do tempo, estando ela discretizada no intervalo de tempo de simulação.

Esta subrotina necessita ainda do arquivo WELLE, onde estão contidas informações sobre a onda incidente, na forma de períodos e altura.

Neste apêndice inclui-se também o programa principal, chamado "sisifo", que chama a subrotina SIMULA, para facilitar o entendimento do interessado. Quando for de interesse o programa "sisifo", chama também a subrotina ESTMA, apresentada no apêndice c.5, para colocar o filtro de Kalman em ação. Os resultados de "sisifo" vão para cinco arquivos : OUTPUT, KAPPUT, KGAIN, COMPA, DIMENS. Além disso, na tela aparece o resultado da simulação nos tres graus de liberdade de interesse, sendo as duas primeiras colunas a velocidade e o deslocamento em avanço, as duas seguintes relativas as mesmas variáveis para a deriva e as duas últimas relativas ao aproamento. Os dados relativos a deslocamentos que aparecem na tela não estão corrompidos pelo ruído de medidas. No arquivo KAPPUT encontram-se reproduzidas as ondas que incidiram sobre a plataforma, na forma de períodos e alturas. Os arquivos OUTPUT e DIMENS são construídos para avaliar o desempenho do filtro, na estimação do estado relativo ao movimento de avanço. A primeira coluna de OUTPUT apresenta o tempo, a segunda a estimativa do deslocamento, a terceira o deslocamento simulado com a inclusão dos ruídos de medida, a quarta a velocidade estimada, a quinta a velocidade simulada e a sexta o empuxo demandado na atividade de controle. Em DIMENS encontra-se apenas informações do Filtro, sendo, da segunda até a quinta relativas ao movimento de baixa frequência, onde a quinta dá a integral do deslocamento de baixa frequência. O arquivo KGAIN apresenta os ganhos do filtro durante toda a simulação. O arquivo COMPA contém no final da simulação dados para a construção das curvas de RQM e dos resíduos.

PROGRAM sisifo

```
REAL XAD(7),DID(1,7)
COMMON /LOWE/XX(6),TAD
COMMON /BACH/IXIX
COMMON /STUT/A(7,7),B(7,1),G(7,7),H(1,7),PQ(7,7),Q(7,7),HQ(1,7)
COMMON /TATU/X(7,1),P(7,7)
COMMON /JACA/U,GANV,GANX,GANE,ROT
COMMON /BOBO/SIGX,SIGY,SIGZ
COMMON /XABU/ T,STEP,YX(20),DY(20),STIME,FTIME,IO,NOR
COMMON /ACTION/VC,AIC0,AA,PL,WAMP,W,AIW0,TF,TR,R2,TANT,DRANT
COMMON /PILS/FDRI(6),NKO
COMMON /CHE/TA,KOUNT,ANEWX,ANEWY,ANEWZ
COMMON /FIX/D(7,1)
```

```
DATA GRAV,NN,MM,LL/9.81,7,7,1/
```

```
OPEN(1,FILE='DATMAT')
OPEN(5,FILE='WELLE')
OPEN(8,FILE='OUTPUT')
OPEN(9,FILE='KAPPUT')
OPEN(10,FILE='DIMENS')
OPEN(12,FILE='kgain')
OPEN(11,FILE='COMPA')
```

```
READ(1,*)NOR,STIME,FTIME,STEP,UMOD,VAR
LMN=ANINT(FTIME/STEP)
READ(1,*)PL,AA,VC,AIC0,AIW0
READ(1,*)GANV,GANX,GANE
CALL READMT(X,P,Q,A,G,B,H,NN,MM,LL)
IO=-1
TI=STIME
TAT=0.0
TMOD=2*3.1415926/UMOD
CALL WRMOD(NN,MM,LL,IO)
```

```
SIGX=0.7
SIGY=0.7
SIGZ=0.2
```

```
DO 10 I=1,NN
  DO 10 J=1,NN
    IF(I.EQ.J) THEN
      PQ(I,I)=0.25e-02
    ELSE
      PQ(I,J)=0.0
    END IF
  10 CONTINUE
```

```

C=====PSEUDO MEASUREMENT VECTOR HQ INITIAL GENERATION
  do 17 i=1,nn
    hq(1,i)=0
    do 27 j=1,nn
      hq(1,i)=hq(1,i)+H(1,J)*G(J,I)
27    continue
    hq(1,i)=hq(1,i)**2
17  continue

      WRITE(8,8)T,(XX(I),I=1,2),SXV,SXD,QK
      WRITE(9,8)T,W,WAMP,TR
      WRITE(10,84)T,(X(I,LL),I=1,7)

DO 250 KKK=1,LMN

  CALL SIMULA(Y,YW,YY)

  CALL ESTMA(X,P,Y,VAR,NN,NN,LL)

  COMP=T-TAT
  IF (COMP.GE.TMOD) THEN
    TAT=T
    CALL REGEL(VC)
    ROMA=X(1,1)+X(5,1)
    BIS=U*61369.64*1000/4.0
    ROT=-((2259.2*ROMA+SQRT(ABS(5104113.8*(ROMA**2)+980.4*BIS)))/
+ 12750.4
    IF(U.LT.0.0) ROT=-ROT
    ROTANT=ROT
  PRINT *,T,ROT
  ELSE
  END IF
  SXV=X(1,LL)+X(5,LL)
  SXD=X(2,LL)+X(6,LL)
do 96 I=1,7
  did(1,i)=d(i,1)
96  continue

write(12,'(f10.5,7g12.5)') t,(did(1,i),i=1,7)
e=y-sxd
sqp=sqrt(p(2,2))
sqpm=-sqp

9  IF(T.GE.TI) THEN
    TI=T
    QK=U*61369.64
    WRITE(8,8)T,XX(1),Y,SXV,SXD,QK
    WRITE(9,8)T,W,WAMP,TR
    WRITE(10,84)T,(X(I,LL),I=1,7)
    WRITE(11,8)T,E,sqp,sqpm

```

```

84          FORMAT(8g12.5)
8           FORMAT(10G12.4)
           ELSE
           END IF

```

```

250 CONTINUE

```

```

STOP
END

```

```

=====
C=====
C      SUBROUTINE SIMULA(YS,YW,YY)
C=====
C      SIMULATION PROGRAM FOR SURFACE VEHICLE MOVIMENTS
C=====NUMERICAL INTEGRATION USING THE 4TH ORDER RUNGE-KUTTA METHOD
C=====

```

```

INTEGER IQ(20)
CHARACTER STRING*5

```

```

COMMON /LOWE/XX(6),TAD
COMMON /BOBO/SIGX,SIGY,SIGZ
COMMON /BACH/IXIX
COMMON /XABU/ T,STEP,Y(20),DY(20),STIME,FTIME,NDT,NOR
COMMON /ACTION/VC,AIC0,AA,PL,WAMP,W,AIW0,TF,TR,R2,TANT,DRANT
COMMON /PILS/FDRI(6),NKO
COMMON /CHE/TA,KOUNT,ANEWX,ANEWY,ANEWZ

```

```

DATA G/9.81/

```

```

IF(NDT.LT.0)THEN
  WRITE(*,56)
56  FORMAT(' VARIABLE (1) = SURGE VELOCITY',/, ' VARIABLE (2) = SURGE
*DISPLACEMENT',/, ' VARIABLE (3) = SWAY VELOCITY',/, ' VARIABLE (4) =
* SWAY DISPLACEMENT',/, ' VARIABLE (5) = YAW VELOCITY',/, ' VARIABLE
*(6) = YAW ANGLE',//)
  READ(1,*)JK,IX,TAU,IXIX
  WRITE(*,2)NOR,STIME,FTIME,STEP
2  FORMAT(6X,' SYSTEM ORDER = ',I3,14X,' INITIAL TIME = ',F10.4,/,7X,
*'FINAL TIME = ',F10.4,11X,'STEP = ',F10.5,//)
  TA=0.0
  KOUNT=0.0
  DO 3 I=1,NOR
3  Y(I)=0.0
  READ(1,88)NP,IQ
88  FORMAT(26I3)
  T=STIME
  CALL MODEL(IX,JK)
  WRITE(*,5)

```

```

5 FORMAT(//13X,6(2X,' STATE ',2X))
  WRITE(*,6)
6 FORMAT(2X,' TIME ',4X,6(2X,' VARIABLE ',1X))
  WRITE(*,7)(IQ(J),J=1,NP)
7 FORMAT(13X,6(2X,'( ',I2,' )',6X))
  WRITE(*,8)T,(Y(I),I=1,NP)
      ELSE
      END IF
CALL RUNGE(IX,JK)
RGL=SQRT(G*PL)
XX(1)=Y(1)
  XX(2)=Y(2)
XX(3)=Y(3)
XX(4)=Y(4)
XX(5)=Y(5)
XX(6)=Y(6)
C  TAD=T/SQRT(PL/G)
  YS=Y(2)+GAUSS(0.0,SIGX,IX)
  YW=Y(4)+GAUSS(0.0,SIGY,IX)
  YY=Y(6)+GAUSS(0.0,SIGZ,IX)
  WRITE(*,8)T,(Y(I),I=1,NP)
  RETURN
8 FORMAT(f7.1,6G12.4)
60 FORMAT(1X,'*****')
  END
C=====
SUBROUTINE RUNGE(IX,JK)
C=====
  REAL SY(20),Y0(20),Y1(20),Y2(20)
  COMMON /XABU/ T,DT,Y(20),DY(20),STIME,FTIME,NDT,NOR
  COMMON /ACTION/VC,AIC0,AA,PL,WAMP,W,AIW0,TF,TR,R2,TANT,DRANT
  COMMON /BACH/IXIX
  COMMON /PILS/FDRI(6),NKO
  COMMON /CHE/TA,KOUNT,ANEWX,ANEWY,ANEWZ
  COMMON /GIBA/FW
  DATA G/9.81/
  NDT=0
  H=DT/2.
  DO 10 I=1,NOR
    SY(I)=Y(I)
    Y0(I)=DY(I)
10  Y(I)=H*DY(I)+Y(I)
    T=T+H
    CALL MODEL(IX,JK)
    DO 20 I=1,NOR
      Y1(I)=DY(I)
20  Y(I)=SY(I)+H*DY(I)
    CALL MODEL(IX,JK)
    DO 30 I=1,NOR
      Y2(I)=DY(I)
30  Y(I)=SY(I)+DT*DY(I)

```

```

T=T+H
CALL MODEL(IX,JK)
H=H/3.
DO 40 I=1,NOR
PRT1=2.0*(Y1(I)+Y2(I))
PRT2=Y0(I)+DY(I)
Y(I)=SY(I)+H*(PRT1+PRT2)
40 CONTINUE
CALL MODEL(IX,JK)
RETURN
END

```

```

=====
SUBROUTINE MODEL(IX,JK)
=====

```

```

COMMON /XABU/ T,DT,Y(20),DY(20),STIME,FTIME,NDT,NOR
COMMON /ACTION/VC,AIC0,AA,PL,WAMP,W,AIW0,TF,TR,R2,TANT,DRANT
COMMON /PILS/FDRI(6),NKO
COMMON /CHE/TA,KOUNT,ANEWX,ANEWY,ANEWZ
COMMON /BACH/IXIX
COMMON /JACA/U,GANV,GANX,GANE,ROT
DATA G/9.81/
IF(NDT)10,20,20
10 NDT=0
DRANT=0.0
TANT=0.0
NKO=0
TF=0.0

READ(1,*)(Y(I),I=1,NOR)
WRITE(*,3)PL,AA
3 FORMAT(1X,' CARACT.DIM.PLAT.= ',F10.5,' M',10X,' WAVE/SIGN.HIGH= ',F1
*0.5,' M')
WRITE(*,4)VC,AIC0,AIW0
4 FORMAT(1X,' CURRENT VELOCITY= ',F10.5,' M/S',8X,' CURRENT ANGLE= ',F1
*0.5,' RAD',/, ' WAVE INCIDENCE ANGLE= ',F10.5,' RAD',/,,)

88 CALL PARAM(W,WAMP)
IF(W.LT.0.4)GO TO 88
W=W*(1+W*VC*COS(AIW0-AIC0)/G)
TR=2*3.1415926/W
IF(W.GT.1.0)WAMP=0.0

20 AIC=AIC0-Y(6)
AIW=AIW0-Y(6)
TC=T-TF
IF(TC.GT.TR)THEN
77 CALL PARAM(W,WAMP)
IF(W.LT.0.4)GO TO 77
W=W*(1+W*VC*COS(AIW0-AIC0)/G)
TF=T
TR=2*3.1415926/W

```



```

        ELSE
        END IF
CALL DRAGX(T,Y(1),Y(5),VC,AIC,WAMP,W,AIW,FAX,FAZX)
CALL DRAGY(T,Y(3),Y(5),VC,AIC,WAMP,W,AIW,FAY,FAZY)

CALL KRYLOV(FKX,FKY,FKZ)
CALL INERTI(DY(1),DY(3),FIX,FIY,FIZ)
FAZ=FAZX+FAZY+FKZ+FIZ

IF(T.EQ.TANT)THEN
  DRIX=DRANT
ELSE
787  NK0=NK0+1
    IF(NK0.GT.6)THEN
      READ(1,*)(FDRI(I),I=1,6)
      NK0=1
    END IF
    DRIX=FDRI(NK0)/(37000.00+24369.67)
    IF(DRIX.EQ.0)GO TO 787
    DRANT=DRIX
    TANT=T
  END IF

DY(1)=(FAX+FKX)+0.7742*Y(3)*Y(6)+U*IXIX+FIX+DRIX
DY(2)=Y(1)*COS(Y(6))-Y(3)*SIN(Y(6))
DY(3)=(FAY+FKY)-0.7742*Y(1)*Y(6)+FIY
DY(4)=Y(1)*SIN(Y(6))+Y(3)*COS(Y(6))
DY(5)=FAZ
DY(6)=Y(5)

RETURN
END

```

```

C=====
  FUNCTION GAUSS(AMEDIA,SIGMA,IX)
C=====
C  A RANDOM VARIABLE IS GENERATED BY THE SUM OF 12 RANDOM VARIABLES
  S=0.0
  DO 10 I=1,12
10  S=S+RANDOM(IX)
  GAUSS=(S-6.0)*SIGMA+AMEDIA
  RETURN
  END
C=====
  FUNCTION RANDOM(IX)
C=====
C  A RANDOM NUMBER BETWEEN ZERO AND ONE IS GENERATED
  REAL*4 ANT,AZUF,A

  SAVE ANT
  AZUF=AMOD((IX*11.),100003.)
  A=AMOD(AZUF,1003.)/1003.

```

```

IF(A.EQ.ANT) A=SQRT(A)
ANT=A
RANDOM=A
IX=ANINT(A*1000.)
RETURN
END

```

```

=====
SUBROUTINE DRAGX(T,U,R,VC,AIC,WAMP,W,AIW,FAX,FAZX)
=====

```

```

C===CALCULATS RELATIVE VELOCITY AND DRAG FORCES IN ALL ELEMENTS=====

```

```

C      FOR SURGE-DIRECTION
      DIMENSION URX(16),VARX(16),ZAR(16),URCX(16)
      COMMON /XAXA/ VTX(16)
      COMMON /BAER/FOX
      DATA G/9.81/
      A=41.535
      B=11.129
      C=30.406
      DRCOEF=0.5*1.020*1.0
      URX(1)=-R*B
      URX(2)=-R*C
      URX(3)=-R*A
      URX(4)=-R*A
      URX(5)=-R*C
      URX(6)=-R*B
      URX(7)=R*B
      URX(8)=R*C
      URX(9)=R*A
      URX(10)=R*A
      URX(11)=R*C
      URX(12)=R*B
      URX(13)=-R*C
      URX(14)=-R*C
      URX(15)=R*C
      URX(16)=R*C
      CALL VELOX(T,WAMP,W,AIW)
      DO 10 I=1,16
      URCX(I)=VTX(I)-U-URX(I)
10  URX(I)=VC*COS(AIC)+URCX(I)
      CALL FORCAX(URX,VARX)
      CALL MOMENX(VARX,ZAR)
      FAX=0.0
      FOX=0.0
      FCX=0.0
      FAZX=0.0
      DO 30 I=1,16
      FAZX=FAZX+DRCOEF*ABS(URX(I))*ZAR(I)
30  FAX=FAX+DRCOEF*ABS(URX(I))*VARX(I)
      CALL FORCAX(URCX,VARX)
      DO 40 I=1,16
40  FOX=FOX+DRCOEF*ABS(URCX(I))*VARX(I)

```

```

FAX=FAX/(24369.64+37000.0)
FOX=FOX/(24369.64+37000.0)
FAZX=FAZX/(23157440+72238656)
RETURN
END

```

```

C=====
SUBROUTINE VELOX(T,WAMP,W,AIW)

```

```

C=====
C=====CALCULATS FLUID ABSOLUT VELOCITY IN X-DIRECTION FOR ALL ELEMENTS=====

```

```

COMMON /XAXA/ VTX(16)
COMMON /XUXU/ DWX(16)
DATA G/9.81/
ZH=22.7
ZC=6.0

```

```

C=====MASS TRANSPORT VELOCITY=====

```

```

VTMH=(WAMP**2)*((W**3)/G)*EXP(-2*ZH*(W**2)/G)
VTMC=(WAMP**2)*((W**3)/G)*EXP(-2*ZC*(W**2)/G)
VTMH=VTMH*COS(AIW)
VTMC=VTMC*COS(AIW)

```

```

C=====ABSOLUT VELOCITY=====

```

```

CALL WELLE(W,AIW,T,WAMP)
DO 10 I=1,12
10 VTX(I)=VTMH+DWX(I)
DO 20 I=13,16
20 VTX(I)=VTMC+DWX(I)
RETURN
END

```

```

C=====
SUBROUTINE DRAGY(T,U,R,VC,AIC,WAMP,W,AIW,FAY,FAZY)

```

```

C=====
C=====CALCULATS RELATIVE VELOCITY AND DRAG FORCES IN ALL ELEMENTS=====

```

```

DIMENSION URY(16),VARY(16),ZAR(16),URCY(16)
COMMON /XEXE/ VTY(16)
COMMON /URSO/FOY
DATA G/9.81/
A=41.535
B=11.129
C=30.406
DRCOEF=0.5*1.020*1.0
URY(1)=R*A
URY(2)=R*C
URY(3)=R*B
URY(4)=-R*B
URY(5)=-R*C
URY(6)=-R*A
URY(7)=-R*A
URY(8)=-R*C
URY(9)=-R*B
URY(10)=R*B
URY(11)=R*C
URY(12)=R*A

```

```

URY(13)=R*C
URY(14)=-R*C
URY(15)=-R*C
URY(16)=R*C
CALL VELOY(T,WAMP,W,AIW)
DO 10 I=1,16
URCY(I)=VTY(I)-V-URY(I)
10 URY(I)=VC*SIN(AIC)+URY(I)
CALL FORCAY(URY,VARY)
CALL MOMENY(VARY,ZAR)
FAY=0.0
FOY=0.0
FCY=0.0
FAZY=0.0
DO 30 I=1,16
FAZY=FAZY+DRCOEF*ABS(URY(I))*ZAR(I)
30 FAY=FAY+DRCOEF*ABS(URY(I))*VARY(I)
CALL FORCAY(URCY,VARY)
DO 40 I=1,16
40 FOY=FOY+DRCOEF*ABS(URCY(I))*VARY(I)
FAY=FAY/(24369.64+37000.0)
FOY=FOY/(24369.64+37000.0)
FAZY=FAZY/(23157440+72238656)
RETURN
END

```

```

C=====
SUBROUTINE VELOY(T,WAMP,W,AIW)

```

```

C=====
C=====CALCULATS FLUID ABSOLUT VELOCITY IN ALL ELEMENTS=====
COMMON /XEXE/ VTY(16)
COMMON /XOXO/ DWY(16)
DATA G/9.81/
ZH=22.7
ZC=6.0

```

```

C=====MASS TRANSPORT VELOCITY=====
VTMH=(WAMP**2)*((W**3)/G)*EXP(-2*ZH*(W**2)/G)
VTMC=(WAMP**2)*((W**3)/G)*EXP(-2*ZC*(W**2)/G)
VTMH=VTMH*SIN(AIW)
VTMC=VTMC*SIN(AIW)

```

```

C=====TOTAL ABSOLUT VELOCITY=====
CALL WELLE(W,AIW,T,WAMP)
DO 10 I=1,12
10 VTY(I)=VTMH+DWY(I)
DO 20 I=13,16
20 VTY(I)=VTMC+DWY(I)
RETURN
END

```

```

C=====
SUBROUTINE WELLE(W,AIW,T,WAMP)

```

```

C=====
C==CALCULATION OF WAVE FLUID VELOCITY IN ELEMENT CENTER=====

```

C=====

```
DIMENSION AUX(16)
COMMON /XUXU/ DWX(16)
COMMON /XOXO/ DWY(16)
COMMON /CRAZY/AWX(16),AWY(16)
COMPLEX WT,CAUX(16),COI,SII,WI
REAL K
DATA G/9.81/
A=41.535
B=11.129
C=30.406
CO=COS(AIW)
SI=SIN(AIW)
K=(W**2)/G
ARH=-K*23.0
ARC=-K*6.9
WTT=W*T
WI=CMPLX(0.,0,W)
WT=CMPLX(0.,0,WTT)
COI=CMPLX(0.,0,CO)
SII=CMPLX(0.,0,SI)
AUX(1)=-K*(A*CO+B*SI)
AUX(2)=-K*(C*CO+C*SI)
AUX(3)=-K*(B*CO+A*SI)
AUX(4)=K*(B*CO-A*SI)
AUX(5)=K*(C*CO-C*SI)
AUX(6)=K*(A*CO-B*SI)
AUX(7)=K*(A*CO+B*SI)
AUX(8)=K*(C*CO+C*SI)
AUX(9)=K*(B*CO+A*SI)
AUX(10)=-K*(B*CO-A*SI)
AUX(11)=-K*(C*CO-C*SI)
AUX(12)=-K*(A*CO-B*SI)
AUX(13)=AUX(2)
AUX(14)=AUX(5)
AUX(15)=AUX(8)
AUX(16)=AUX(11)
DO 10 I=1,12
10 CAUX(I)=CMPLX(ARH,AUX(I))
DO 20 I=13,16
20 CAUX(I)=CMPLX(ARC,AUX(I))
DO 30 I=1,16
30 CAUX(I)=WAMP*CEXP(CAUX(I))
DO 40 I=1,16
DWX(I)=REAL(W*CAUX(I)*CEXP(WT)*(-COI))
DWY(I)=REAL(W*CAUX(I)*CEXP(WT)*(-SII))
AWX(I)=REAL(WI*W*CAUX(I)*CEXP(WT)*(-COI))
40 AWY(I)=REAL(WI*W*CAUX(I)*CEXP(WT)*(-SII))
RETURN
END
```

C=====

```

SUBROUTINE WVCOEF(AA,T,W,WAMP,R2,FAZ,DRIFX,DRIFY,DRIFZ)
C=====
C=====CALCULATS WAVE REGULAR 2nd ORDER FORCES COEFFICIENTS=====
COMMON /CHE/TA,KOUNT,ANEWX,ANEWY,ANEWZ
COMMON /BAER/FOX
COMMON /URSO/FOY
TE=2*3.1415926/W
TC=T-TA
WM=AA*0.626/2.0
ALFA=0.5*1.02*WM**2
IF (TE.GT.TC) THEN
    KOUNT=KOUNT+1
    ANEWX=ANEWX+FOX/ALFA
    ANEWY=ANEWY+FOY/ALFA
    ANEWZ=ANEWZ+FAZ/ALFA
ELSE
    COEFX=(ANEWX/(KOUNT))
    COEFY=(ANEWY/(KOUNT))
    COEFZ=(ANEWZ/(KOUNT))
    KOUNT=0
    TA=T
    ANEWX=0.0
    ANEWY=0.0
    ANEWZ=0.0
    DRIFX=0.5*1.02*COEFX*R2
    DRIFY=0.5*1.02*COEFY*R2
    DRIFZ=0.5*1.02*COEFZ*R2
END IF
RETURN
END
C=====
SUBROUTINE DRIFT2(T,AA,IX,JK,W,WAMP,R2)
C CALCULATS SECOND ORDER WAVE PARAMETERS
C=====
DATA G/9.81/
WMAX=0.98
WMIN=0.1
DELW=(WMAX-WMIN)/30.0
ARE=0.0
PARE=0.0
AIM=0.0
PAIM=0.0
DO 10 L=1,30
WDEL=(DELW/20)*ALEA(JK)
FI=2.0*3.1415926*RANDOM(IX)
FREQ=WMIN+(L-1)*DELW+WDEL
C=====PIERSON-MOSKOWITZ SPECTRUM=====
SPEKT=(EXP(-0.032*(G/(AA*FREQ**2))**2)*8.1*G**2)/((10**3)*FREQ**5)
AMPL=SQRT(2*SPEKT*DELW)
AUX1=AMPL*COS(FREQ*T+FI)
AUX2=AMPL*SIN(FREQ*T+FI)

```

```

AUX3=-FREQ*AUX2
AUX4=FREQ*AUX1
ARE=ARE+AUX1
PARE=PARE+AUX3
AIM=AIM+AUX2
10 PAIM=PAIM+AUX4
R2=ARE**2+AIM**2
PR2=PARE**2+PAIM**2
PETA=(ARE*PAIM-AIM*PARE)/R2
W=SQRT((PETA**2)+PR2/R2)
C=====THE WAVE AMPLITUDE ARE SUPOSED TO BE GAUSSIAN DISTRIBUTUED=====
AMEDIA=AA*0.626/2.0
SIGMA=AA/4.005
16 WAMP=GAUSS(AMEDIA,SIGMA,IX)
IF(WAMP.LT.0.0)GO TO 16
RETURN
END

C=====
FUNCTION ALEA(JK)
C GENERATS RANDOM NUMBER BETWEEN -1.0 AND +1.0
C=====
REAL*4 ANT,RND,AL

SAVE ANT
AL=SIN(2.*3.141592654*RANDOM(JK))
IF(AL.EQ.ANT) AL=(ABS(AL)/AL)*SQRT(ABS(AL))
ANT=AL
ALEA=AL
JK=ANINT(AL*1000.)
RETURN
END

C=====
SUBROUTINE MOMENX(VARX,ZAR)
C=====
DIMENSION VARX(16),ZAR(16)
A=41.535
B=11.129
C=30.406
ZAR(1)=VARX(1)*(-B)
ZAR(2)=VARX(2)*(-C)
ZAR(3)=VARX(3)*(-A)
ZAR(4)=VARX(4)*(-A)
ZAR(5)=VARX(5)*(-C)
ZAR(6)=VARX(6)*(-B)
ZAR(7)=VARX(7)*B
ZAR(8)=VARX(8)*C
ZAR(9)=VARX(9)*A
ZAR(10)=VARX(10)*A
ZAR(11)=VARX(11)*C
ZAR(12)=VARX(12)*B
ZAR(13)=VARX(13)*(-C)

```



```

ZAR(14)=VARX(14)*(-C)
ZAR(15)=VARX(15)*C
ZAR(16)=VARX(16)*C
RETURN
END

```

```

C=====
SUBROUTINE MOMENY(VARY,ZAR)

```

```

C=====
DIMENSION VARY(16),ZAR(16)
A=41.535
B=11.129
C=30.406
ZAR(1)=VARY(1)*A
ZAR(2)=VARY(2)*C
ZAR(3)=VARY(3)*B
ZAR(4)=VARY(4)*(-B)
ZAR(5)=VARY(5)*(-C)
ZAR(6)=VARY(6)*(-A)
ZAR(7)=VARY(7)*(-A)
ZAR(8)=VARY(8)*(-C)
ZAR(9)=VARY(9)*(-B)
ZAR(10)=VARY(10)*B
ZAR(11)=VARY(11)*C
ZAR(12)=VARY(12)*A
ZAR(13)=VARY(13)*C
ZAR(14)=VARY(14)*(-C)
ZAR(15)=VARY(15)*(-C)
ZAR(16)=VARY(16)*C
RETURN
END

```

```

C=====
SUBROUTINE KRYLOV(FKX,FKY,FKZ)

```

```

C=====
COMMON /CRAZY/AWX(16),AWY(16)
DIMENSION ZARX(16),ZARY(16)
FKX=0.0
FKY=0.0
FKZ=0.0
PI=3.1415926
HV=PI*23.0*5.3**2
CV=PI*17.4*6.36**2
DO 10 I=1,12
FKX=FKX+1.020*HV*AWX(I)
10 FKY=FKY+1.020*HV*AWY(I)
DO 20 I=13,16
FKX=FKX+1.020*CV*AWX(I)
20 FKY=FKY+1.020*CV*AWY(I)
CALL MOMENX(AWX,ZARX)
CALL MOMENY(AWY,ZARY)
DO 30 I=1,12
30 FKZ=FKZ+1.020*HV*(ZARX(I)+ZARY(I))

```

```

DO 40 I=13,16
40 FKZ=FKZ+1.020*CV*(ZARX(I)+ZARY(I))
FKX=FKX/(24369.64+37000.0)
FKY=FKY/(24369.64+37000.0)
FKZ=FKZ/(23157440+72238656)
RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE INERTI(AX,AY,FX,FIY,FIZ)
COMMON /CRAZY/AWX(16),AWY(16)
REAL ZARX(16),ZARY(16),VARX(16),VARY(16)

```

```

DH=10.6
DC=12.72
PI=3.1415926
CA=1.0
C1=(DH**2)*CA*23.4*PI*1.020/4
C2=(DC**2)*CA*18.0*PI*1.020/4
DO 5 I=1,12

```

```

VARX(I) = (AWX(I)-AX)*C1
VARY(I) = (AWY(I)-AY)*C1

```

```
5 CONTINUE
```

```
DO 55 I = 13,16
```

```

VARX(I) = (AWX(I)-AX)*C2
VARY(I) = (AWY(I)-AY)*C2

```

```
55 CONTINUE
```

```
FIX=0.0
```

```
FIY=0.0
```

```
FIZ=0.0
```

```
DO 10 I=1,12
```

```
FIX=FIX+VARX(I)
```

```
10 FIY=FIY+VARY(I)
```

```
DO 20 I=13,16
```

```
FIX=FIX+VARX(I)
```

```
20 FIY=FIY+VARY(I)
```

```
CALL MOMENX(VARX,ZARX)
```

```
CALL MOMENY(VARY,ZARY)
```

```
DO 30 I=1,12
```

```
30 FIZ=FIZ+(ZARX(I)+ZARY(I))
```

```
DO 40 I=13,16
```

```
40 FIZ=FIZ+(ZARX(I)+ZARY(I))
```

```
AMASS=24369.64+37000.00
```

```
AMAMO=23157440.00+72238656
```

```
FIX=FIX/AMASS
```

```
FIY=FIY/AMASS
```

```
FIZ=FIZ/AMAMO
```

```
RETURN
```

```
END
```

C=====

```
SUBROUTINE FORCAX(URX,VARX)
```

```

C=====
C=====AUXILIAR SUBROUTINE FOR CALCULATIONS OF FORCES=====
      DIMENSION URX(16),VARX(16)
      D=235.6
      E=172.4
      F=63.1
      H=221.3
      VARX(1)=URX(1)*D
      VARX(7)=URX(7)*D
      VARX(2)=URX(2)*E
      VARX(8)=URX(8)*E
      VARX(3)=URX(3)*F
      VARX(9)=URX(9)*F
      VARX(4)=URX(4)*F
      VARX(10)=URX(10)*F
      VARX(5)=URX(5)*E
      VARX(11)=URX(11)*E
      VARX(6)=URX(6)*D
      VARX(12)=URX(12)*D
      DO 20 I=13,16
20  VARX(I)=URX(I)*H
      RETURN
      END

```

```

C=====
      SUBROUTINE FORCAY(URY,VARY)

```

```

C=====
C=====AUXILIAR SUBROUTINE FOR CALCULATIONS OF FORCES=====

```

```

      DIMENSION URY(16),VARY(16)
      D=235.6
      E=172.4
      F=63.1
      H=221.3
      VARY(1)=URY(1)*F
      VARY(7)=URY(7)*F
      VARY(2)=URY(2)*E
      VARY(8)=URY(8)*E
      VARY(3)=URY(3)*D
      VARY(9)=URY(9)*D
      VARY(4)=URY(4)*D
      VARY(10)=URY(10)*D
      VARY(5)=URY(5)*E
      VARY(11)=URY(11)*E
      VARY(6)=URY(6)*F
      VARY(12)=URY(12)*F
      DO 20 I=13,16
20  VARY(I)=URY(I)*H
      RETURN
      END

```

```

C=====
      SUBROUTINE REGEL(VC)

```

```

C=====

```

```
COMMON /TATU/X(7,1),P(7,7)
COMMON /JACA/U,GANV,GANX,GANE,ROT
```

```
IF(ABS(X(2,1)).LE.2.5) X(4,1)=0.0
U=GANV*X(1,1)+GANX*X(2,1)+GANE*X(4,1)
IF(U.LE.-0.055) U=-0.055
IF(U.GT.0.055) U=0.055
RETURN
END
```

```
C=====
SUBROUTINE PARAM(W,WAMP)
```

```
C=====
C GENERATION OF VALUES FOR WAVE AMPLITUDE(WAMP) AND FREQUENZ(W)
```

```
real*4 LAMB,PER,HOHE,PI,BRECH
```

```
DATA PI/3.141592654/
```

```
10 READ(5,*)HOHE,PER
```

```
LAMB=(PER**2)*9.81/(2.*PI)
```

```
BRECH=HOHE/LAMB
```

```
IF(BRECH.GT.7.0) GO TO 10
```

```
WAMP=HOHE/2.0
```

```
W=(2.*PI)/PER
```

```
RETURN
```

```
END
C=====
```

As forças de onda de segunda ordem podem ser geradas pela própria subrotina SIMULA, quando então ela passa a ser chamada SIMULA2. Para tanto basta, que na subrotina MODEL, substitua-se a chamada da subrotina PARAM pela da DRIFT2. Fora do loop do IF onde esta DRIFT2, deverá aparecer adicionalmente a chamada da subrotina WVCOEF. Neste caso, o arquivo WELLE é desnecessário.

APENDICE C.4: ROTINA DISCRET

Este programa discretiza um sistema linear contínuo, usando o passo (step) especificado pelo programador. A ordem máxima do sistema é 10. A matriz A deve conter a matriz da planta do sistema, B a matriz ou vetor de controle e C a matriz de mixagem de ruídos. O programa substitui as matrizes contínuas de entrada pelas matrizes do sistema discretizado. Os dados de entrada devem estar arquivados no arquivo DCDDADS2.TXT. O programa está configurado para solucionar um sistema de ordem 7. Para utilizá-lo com um sistema de ordem diferente, deve se modificar os Formats na subrotina WRTMOD.

```

C=====PROGRAM FOR DISCRETISING OF CONTINUOUS SYSTEMS=====
COMMON /XABU/ A(10,10),B(10,10),C(10,10)
CHARACTER STRING*5,FT*8
C DO 10 MOV=1,3

OPEN(1,FILE='DCDDADS2.TXT')
READ(1,*)N,M,L,DT,STRING
WRITE(6,2)
2 FORMAT(///,50X,' ***** ')
WRITE(6,3)STRING
3 FORMAT(50X,' *',A5,'*')
WRITE(6,4)
4 FORMAT(50X,' ***** ')
WRITE(6,5)N,M,L,DT
5 FORMAT(6X,' ORDEM DO SISTEMA = ',I3,/,6X,' VARIAVEIS DE CONTROLE
+= ',I3,/,
*,6X,' FONTES DE RUIDO = ',I3,/,6X,' INTERVALO DE DISCRETIZAAO = '
+,f10.5,/)
CALL MATRIX(A,N,N)
CALL MATRIX(B,N,M)
CALL MATRIX(C,N,L)
WRITE(6,6)
6 FORMAT('*****SISTEMA CONTINUO*****')
print '(//)'
CALL WRTMOD(N,M,L)
CALL TAYLOR(N,M,L,DT,KK)
WRITE(6,109)
109 FORMAT('1')
WRITE(6,7)
7 FORMAT(///,'*****SISTEMA DISCRETO*****')
print '(//)'
CALL WRTMOD(N,M,L)
print '(//)'
WRITE(6,8)KK

```

```

3 FORMAT(6X, ' EXPANSAO DE TAYLOR AT ',I4, ' TERMOS ')
10 CONTINUE
STOP
END

SUBROUTINE MATRIX(A,N,M)
DIMENSION A(10,10)
READ(1,*)(A(I,J),J=1,M),I=1,N)
RETURN
END

SUBROUTINE WRTMOD(N,M,L)
COMMON /XABU/ A(10,10),B(10,10),C(10,10)
WRITE(6,40)((A(I,J),J=1,N),I=1,N)
40 FORMAT(' MATRIZ DE TRANSIAO ',/(6X,7F10.5))
print '(//)'
WRITE(6,50)((B(I,J),J=1,M),I=1,N)
50 FORMAT(' MATRIZ DE CONTROLE ',/(6X,F10.5))
print '(//)'
WRITE(6,60)((C(I,J),J=1,L),I=1,N)
60 FORMAT(' MATRIZ DE MIXAGEM DE RUIDO ',/(6X,7F10.5))
RETURN
END

SUBROUTINE TAYLOR(N,M,L,DT,KK)
COMMON /XABU/ A(10,10),B(10,10),C(10,10)
DIMENSION AUX1(10,10),AUX2(10,10),AUX3(10,10),AUX4(10,10),AUX5(10,
*10)
KMAX=30
DO 70 I=1,N
DO 70 J=1,N
IF(I.EQ.J)THEN
AUX1(I,J)=1.0
AUX2(I,J)=1.0
AUX3(I,J)=1.0
ELSE
AUX1(I,J)=0.0
AUX2(I,J)=0.0
AUX3(I,J)=0.0
END IF
70 A(I,J)=A(I,J)*DT
KK=1
80 CALL MULTMM(A,AUX1,AUX4,N,N,N)
CALL TRSFER(AUX4,AUX1,N,N)
K1=KK+1
ALF=0.0
BET=0.0
DO 90 I=1,N
DO 90 J=1,N
AUX1(I,J)=AUX1(I,J)/KK
Z1=AUX1(I,J)

```

```

Z2=AUX2(I,J)
Z3=AUX3(I,J)
AUX2(I,J)=Z2+Z1
AUX3(I,J)=Z3+Z1/K1
ALF=ALF+ABS(AUX2(I,J)-Z2)
90 BET=BET+ABS(AUX3(I,J)-Z3)
KK=K1
IF(KK.GT.KMAX)GO TO 100
SUM=ALF+BET
IF(SUM.GT.0.0)GO TO 80
100 CONTINUE
DO 110 I=1,N
DO 110 J=1,N
AUX3(I,J)=AUX3(I,J)*DT
110 A(I,J)=AUX2(I,J)
CALL MULTMM(AUX3,B,AUX5,N,M,N)
CALL TRSFER(AUX5,B,N,M)
CALL MULTMM(AUX3,C,AUX4,N,N,L)
CALL TRSFER(AUX4,C,N,L)
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE MULTMM(X,Y,Z,L,M,N)
DIMENSION X(10,10),Y(10,10),Z(10,10)
DO 200 I=1,L
DO 200 K=1,M
S=0.0
DO 400 J=1,N
400 S=S+X(I,J)*Y(J,K)
200 Z(I,K)=S
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE TRSFER(X,Y,N,M)
DIMENSION X(10,10),Y(10,10)
DO 600 I=1,N
DO 600 J=1,M
600 Y(I,J)=X(I,J)
RETURN
END

```


APENDICE C.5: SUBROTINA ESTMA

Este conjunto de subrotinas, comandadas pela subrotina ESTMA, constitui a implementação do Filtro de Kalman-Bucy. O vetor de estados resulta em X, a matriz de covariância dos erros de estimativa é dada por P, Y é a observação realizada (entrada), VAR é a variância dos ruídos de medida. O conjunto de subrotinas foi escrito para operar com o programa "sisifo", apresentado no apêndice c.3. As subrotinas estão escritas para um sistema de ordem sete. O ruído dinâmico é calculado adaptativamente.

```

C=====
      SUBROUTINE ESTMA(X,P,Y,VAR,N,M,L)
C=====

C=====ESTIMATION USING ADAPTIVE NOISE
C      N--> SYSTEM ORDER ; L--> COLUNS OF X ; M--> AUXILIAR PARAMETER

      REAL AUX1(7,1),AUX2(1,1),AUX3(7,7),HQT(7,1),F1(1,7),F2(1,1),
      *AUX4(7,7),AT(7,7),C(7,7),X(N,L),P(N,N)

      COMMON /JACA/U,GANV,GANX,GANE,ROT
      COMMON /BACH/IXIX
      COMMON /STUT/A(7,7),B(7,1),G(7,7),H(1,7),PQ(7,7),Q(7,7),HQ(1,7)

C=====PROPAGATION

      CALL MULTMM(A,X,AUX1,N,L,N)
      CALL ROLOM(A,P,C,AT,AUX3,N,N)
      DO 10 I=1,N
          X(I,L)=AUX1(I,L)+B(I,L)*U*IXIX
10      PQ(I,I)=PQ(I,I)+1.0E-12

C=====a)===ADAPTIVE NOISE
C=====a.1)=====INOVATION

          CALL MULTMM(H,X,AUX2,L,L,N)
          E=Y-AUX2(L,L)
          R2=E**2
          S=0.0
          DO 70 I=1,N
              S=S+HQ(1,I)*Q(I,I)
70      CONTINUE
          CALL MULTMM(H,A,F1,L,N,N)
          CALL ROLOM(F1,P,AUX1,HQT,F2,N,L)

C=====a.2)=====PSEUDO MEASUREMENT ERROR
          Z1=R2+VAR-F2(L,L)-S
C=====a.3)=====PSEUDO MEASUREMENT VARIANCE

```

```
Z2=4.0*R2*VAR+2.0*VAR**2
```

```
C=====a.4)=====
C++++>THE KALMAN-FILTER ESTIMATES Q=DYNAMIC COVARIANCE NOISE MATRIX AND
C      PQ= ERROR ESTIMATION VECTOR OF Q ++++++
```

```
CALL KALMAN(Q,PQ,HQ,Z1,Z2,N,N,L)
```

```
DO 20 I=1,N
DO 20 J=1,N
20      IF(Q(I,J).LT.0.0) Q(I,J)=0.0
```

```
C=====a.5)=====ADAPTIVE NOISE INTRODUCTION IN THE COVARIANCE MATRIX P==
CALL ROLOM(G,Q,C,AT,AUX4,N,N)
```

```
DO 30 I=1,N
DO 30 J=1,N
30      P(I,J)=AUX3(I,J)+AUX4(I,J)
```

```
C=====b)=====
C=====THE KALMAN-FILTER GIVES STATE-STATES ESTIMATIONS
```

```
CALL KALMAN(X,P,H,E,VAR,N,L,L)
```

```
RETURN
END
```

```
C=====
SUBROUTINE KALMAN(X,P,H,E,VAR,L,N,M)
C=====
```

```
C=====KALMAN-WIENER FILTER PROCEDURE
C      L--> SYSTEM ORDER; N-->COLUNS OF X; M--> LINES OF H
```

```
REAL H(M,L),P(L,L),HT(7,1),R(1,1),X(L,N),AUX1(7,7),AUX2(7,7)
```

```
COMMON /FIX/C(7,1)
```

```
CALL ROLOM(H,P,C,HT,R,L,M)
```

```
D=1/(R(1,1)+VAR)
```

```
DO 10 I=1,L
10      C(I,M)=C(I,M)*D
```

```
IF(N.GT.1)THEN
```

```
DO 40 I=1,L
40      X(I,I)=X(I,I)+C(I,M)*E
```

```
ELSE
```

```
DO 50 I=1,L
50      X(I,M)=X(I,M)+C(I,M)*E
```

```
END IF
```

```
CALL MULTMM(C,H,AUX1,L,L,M)
```

```
DO 20 I=1,L
DO 20 J=1,L
```

```

        IF(I.EQ.J)THEN
            AUX1(I,J)=1.0-AUX1(I,J)
        ELSE
            AUX1(I,J)=-AUX1(I,J)
        END IF

```

```

20 CONTINUE

```

```

        CALL MULTMM(AUX1,P,AUX2,L,L,L)
        DO 30 I=1,L
            DO 30 J=1,L
30         P(I,J)=AUX2(I,J)

```

```

        RETURN
        END

```

```

C=====
SUBROUTINE READMT(X,P,Q,A,B,C,D,N,M,L)
C=====

```

```

REAL A(N,N),B(N,N),C(N,L),D(L,N),X(N,L),P(N,N),Q(N,N)

```

```

CALL MATRIX(X,N,L)
CALL MATRIX(P,N,N)
CALL MATRIX(Q,N,N)
CALL MATRIX(A,N,N)
CALL MATRIX(B,N,N)
CALL MATRIX(C,N,L)
CALL MATRIX(D,L,N)

```

```

        RETURN
        END

```

```

C=====
SUBROUTINE MATRIX(A,N,M)
C=====
C====N->LINES NUMBER ; M-> COLUNES NUMBER

```

```

REAL A(N,M)

```

```

READ(1,*)((A(I,J),J=1,M),I=1,N)

```

```

        RETURN
        END

```

```

C=====
SUBROUTINE WRMOD(N,M,L,IO)
C=====

```

```

COMMON /STUT/A(7,7),B(7,1),G(7,7),H(1,7),PQ(7,7),Q(7,7),HQ(1,7)
COMMON /TATU/X(7,1),P(7,7)

```

```

IF(IO.LT.0)THEN
    WRITE(*,10)
10    FORMAT(' DISCRETIZED MATRIX A')

```

```

CALL WRTMAT(A,N,N)
WRITE(*,12)
12  FORMAT(' DISCRETIZED MATRIX G')
CALL WRTMAT(G,N,N)
WRITE(*,14)
14  FORMAT(' DISCRETIZED VECTOR B')
CALL WRTVCT(B,N)
WRITE(*,16)
16  FORMAT(' MATRIX H')
CALL WRTMAT(H,L,N)
WRITE(*,34)
34  FORMAT(' INITIAL VALUE X STATE-VECTOR')
CALL WRTVCT(X,N)
WRITE(*,36)
36  FORMAT(' INITIAL VALUE P ESTIMATION ERROR COVARIANCE
      *MATRIX ')
CALL WRTMAT(P,N,N)
WRITE(*,38)
38  FORMAT(' INITIAL VALUE Q = DYNAMIC NOISE ESTIMATED
      *MATRIX ')
CALL WRTMAT(Q,N,N)
ELSE
C 28  WRITE(8,28)
C     FORMAT(' INVERSE MATRIX')
C     CALL WRTMAT(AUX,N,N)
WRITE(8,40)
40  FORMAT(' X NACH KALMAN')
CALL WRTVCT(X,N)
WRITE(8,42)
42  FORMAT(' P NACH KALMAN')
CALL WRTMAT(P,N,N)
END IF

```

```

RETURN
END

```

```

C=====
C  SUBROUTINE WRTMAT(A,N,M)
C=====

```

```

REAL A(N,M)

WRITE(*,10)((A(I,J),J=1,M),I=1,N)
10  FORMAT((6X,7g10.4))

```

```

RETURN
END

```

```

C=====
C  SUBROUTINE MULTMM(A,B,R,L,M,N)
C=====
C=====L-->LINES OF A ; M--> COLUNS OF B ; N-->COLUNS OF A AND LINES OF B

```

```

REAL A(L,N),B(N,M),R(L,M)

DO 10 I=1,L
  DO 10 K=1,M
    S=0.0
    DO 20 J=1,N
      20 S=S+A(I,J)*B(J,K)
10 R(I,K)=S

RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE WRTVCT(A,N)

```

C=====

```

REAL A(N)

WRITE(*,20)(A(I),I=1,N)
20 FORMAT(6X,F10.5)

RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE ROLOM(A,B,C,AT,R,N,L)

```

C=====

```

C AT=TRANSPOSE OF A ; ==> R=A*B*AT
C N--> SYSTEM ORDER ; L--> LINES OF A

```

```

REAL A(L,N),B(N,N),C(N,L),AT(N,L),R(L,L)

```

```

DO 10 I=1,L
  DO 10 J=1,N
10 AT(J,I)=A(I,J)
CALL MULTMM(B,AT,C,N,L,N)
CALL MULTMM(A,C,R,L,L,N)

```

```

RETURN
END

```

C=====

APENDICE C.6: ROTINA PONTRY

Este programa calcula a matriz de Riccati através de um procedimento retroativo (backward). Para a integração, utiliza-se o algoritmo de Runge-Kutta de quarta ordem, com um passo fixo, determinado pelo programador. As matrizes de peso para as variáveis de estado devem estar na matriz Q e o peso para a variável de controle em P. Os dados são lidos do monitor e para maior praticidade recomenda-se escrever um arquivo com os parâmetros e variáveis pedidos. O programa dá os ganhos de controle ótimo para o controle de realimentação (feedback) e ganhos de controle para o controle de pré-alimentação (feedforward), para o caso em que o sistema está sendo excitado por um distúrbio conhecido a priori (veja exemplo de aplicação em Crisol Donha (2)).

Os resultados são enviados para o monitor.

As variáveis de entrada são: N --> ordem do sistema;

TEND--> tempo final (instante a partir do qual a integração começa a regredir;

STEP--> passo de integração;

EPS--> precisão desejada;

PI--> peso da variável de controle;

Q--> matriz de peso das variáveis de estado.

PROGRAM PONTRY

C
C
C
C

PROGRAM TO THE NUMERICAL EVALUATION OF CONTROLS VALUES USING
PONTRYAGINS METHOD

```

DOUBLE PRECISION S,C,COMP,A,B,AT,BT,Q,R,RPRIME,TOL,P,DT2,T
DOUBLE PRECISION BP,PT,RP,CK,MK,JL,JM,D
DIMENSION S(10,10),BP(10,10),PT(10,10),RP(10,10),JL(10),JM(10),CK(
*10,10),MK(10,10),C(10,10)
COMMON /TECO/A(10,10),B(10,10),AT(10,10),BT(10,10),Q(10,10),R(10,1
*0),RPRIME(10,10),TOL(10,10),P,DT2,T
COMMON /LELE/N,M
READ(*,*)N,M,TEND,STEP,EPS,PI
CALL MATRIX(A,N,N)
CALL MATRIX(B,N,M)
WRITE(6,20)
20 FORMAT(' MATRIX A')
CALL WRTMAT(A,N,N)
WRITE(6,7)(B(I,1),I=1,N)
7 FORMAT(' B ',/, (1X,D10.5))
CALL MATRIX(R,N,N)
CALL MATRIX(Q,N,N)

```



```

60 BP(J,M)=B(J,M)*P
CALL MULTMM(BP,BT,PT,N,N,M)
DO 78 I=1,10
DO 78 J=1,10
IF(I.EQ.J)THEN
    RP(I,J)=1.0
ELSE
    RP(I,J)=0.0
END IF
78 CONTINUE
CALL MULTMM(R,PT,RP,N,N,N)
DO 70 I=1,N
DO 70 J=1,N
70 RP(I,J)=RP(I,J)-AT(I,J)
CALL MINV(RP,10,D,JL,JM)
CALL MULTMM(RP,R,MK,N,N,N)
CALL MULTMM(S,MK,CK,M,N,N)
WRITE(6,275)(CK(M,I),I=1,N)
275 FORMAT(' CONTROL EXTERNAL FORCES MATRIX ',/(1X,3D20.10))
STOP
END

```

```

C=====
SUBROUTINE RUNGE2
DOUBLE PRECISION SY,Y0,Y1,Y2,HH,PRT1,PRT2
DOUBLE PRECISION A,B,AT,BT,Q,R,RPRIME,TOL,P,DT2,T
DIMENSION SY(10,10),Y0(10,10),Y1(10,10),Y2(10,10)
COMMON /TECO/A(10,10),B(10,10),AT(10,10),BT(10,10),Q(10,10),R(10,1
*0),RPRIME(10,10),TOL(10,10),P,DT2,T
COMMON /LELE/N,M
HH=DT2/2.
DO 10 I=1,N
DO 10 J=1,N
SY(I,J)=R(I,J)
Y0(I,J)=RPRIME(I,J)
10 R(I,J)=HH*RPRIME(I,J)+R(I,J)
T=T+HH
CALL GLEICH
DO 20 I=1,N
DO 20 J=1,N
Y1(I,J)=RPRIME(I,J)
20 R(I,J)=SY(I,J)+HH*RPRIME(I,J)
CALL GLEICH
DO 30 I=1,N
DO 30 J=1,N
Y2(I,J)=RPRIME(I,J)
30 R(I,J)=SY(I,J)+DT2*RPRIME(I,J)
T=T+HH
CALL GLEICH
HH=HH/3.
DO 40 I=1,N
DO 40 J=1,N

```

```

PRT1=2.0*(Y1(I,J)+Y2(I,J))
PRT2=Y0(I,J)+RPRIME(I,J)
40 R(I,J)=SY(I,J)+HH*(PRT1+PRT2)
CALL GLEICH
RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE GLEICH
DOUBLE PRECISION S1,S2,S3,S4,S5,S,RT
DOUBLE PRECISION A,B,AT,BT,Q,R,RPRIME,TOL,P,DT2,T
DIMENSION S1(10,10),S2(10,10),S3(10,10),S4(10,10),S5(10,10),S(10,1
*0),RT(10,10)
COMMON /TECO/A(10,10),B(10,10),AT(10,10),BT(10,10),Q(10,10),R(10,1
*0),RPRIME(10,10),TOL(10,10),P,DT2,T
COMMON /LELE/N,M
DO 10 I=1,N
10 S(I,1)=B(I,1)*P
CALL MULTMM(R,A,S1,N,N,N)
CALL MULTMM(AT,R,S2,N,N,N)
CALL MULTMM(S,BT,S3,N,N,1)
CALL ROLOM(R,S3,S4,RT,S5,N,N)
DO 20 I=1,N
DO 20 J=1,N
20 RPRIME(I,J)=-S1(I,J)-S2(I,J)-Q(I,J)+S5(I,J)
RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE MATRIX(A,N,M)
C====N->LINES NUMBER ; M-> COLUNES NUMBER
DOUBLE PRECISION A(10,10)
READ(*,*)((A(I,J),J=1,M),I=1,N)
RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE WRTMAT(A,N,M)
DOUBLE PRECISION A(10,10)
WRITE(6,10)((A(I,J),J=1,M),I=1,N)
10 FORMAT((6X,3D15.8))
RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE MULTMM(A,B,R,L,M,N)
C====L-->LINES OF A ; M--> COLUNS OF B ; N-->COLUNS OF A AND LINES OF B
DOUBLE PRECISION A(10,10),B(10,10),R(10,10)
DOUBLE PRECISION S
DO 10 I=1,L
DO 10 K=1,M
S=0.0
DO 20 J=1,N
20 S=S+A(I,J)*B(J,K)
10 R(I,K)=S

```

RETURN
END

```
C=====
C SUBROUTINE ROLOM(A,B,C,AT,R,N,L)
C AT=TRANPOSE OF A ;==> R=A*B*AT
C N--> SYSTEM ORDER ; L--> LINES OF A
C DOUBLE PRECISION A(10,10),B(10,10),C(10,10),AT(10,10),R(10,10)
C DO 10 I=1,L
C DO 10 J=1,N
10 AT(J,I)=A(I,J)
C CALL MULTMM(B,AT,C,N,L,N)
C CALL MULTMM(A,C,R,L,L,N)
C RETURN
C END
```

```
C=====
C
C .....
C SUBROUTINE MINV
C
C PURPOSE
C INVERT A MATRIX
C
C USAGE
C CALL MINV(A,N,D,L,M)
C
C DESCRIPTION OF PARAMETERS
C A - INPUT MATRIX, DESTROYED IN COMPUTATION AND REPLACED BY
C RESULTANT INVERSE.
C N - ORDER OF MATRIX A
C D - RESULTANT DETERMINANT
C L - WORK VECTOR OF LENGTH N
C M - WORK VECTOR OF LENGTH N
C
C REMARKS
C MATRIX A MUST BE A GENERAL MATRIX
C
C SUBROUTINES AND FUNCTION SUBPROGRAMS REQUIRED
C NONE
C
C METHOD
C THE STANDARD GAUSS-JORDAN METHOD IS USED. THE DETERMINANT
C IS ALSO CALCULATED. A DETERMINANT OF ZERO INDICATES THAT
C THE MATRIX IS SINGULAR.
C
C .....
C SUBROUTINE MINV(A,N,D,L,M)
C DIMENSION A(1),L(1),M(1)
C
C .....
```



```

35 I=M(K)
   IF(I-K) 45,45,38
38 JP=N*(I-1)
   DO 40 J=1,N
     JK=NK+J
     JI=JP+J
     HOLD=-A(JK)
     A(JK)=A(JI)
40 A(JI) =HOLD

```

C
C
C
C

DIVIDE COLUMN BY MINUS PIVOT (VALUE OF PIVOT ELEMENT IS
CONTAINED IN BIGA)

```

45 IF(BIGA) 48,46,48
46 D=0.0
   RETURN
48 DO 55 I=1,N
   IF(I-K) 50,55,50
50 IK=NK+I
   A(IK)=A(IK)/(-BIGA)
55 CONTINUE

```

C
C
C

REDUCE MATRIX

```

DO 65 I=1,N
  IK=NK+I
  HOLD=A(IK)
  IJ=I-N
  DO 65 J=1,N
    IJ=IJ+N
    IF(I-K) 60,65,60
60 IF(J-K) 62,65,62
62 KJ=IJ-I+K
   A(IJ)=HOLD*A(KJ)+A(IJ)
65 CONTINUE

```

C
C
C

DIVIDE ROW BY PIVOT

```

KJ=K-N
DO 75 J=1,N
  KJ=KJ+N
  IF(J-K) 70,75,70
70 A(KJ)=A(KJ)/BIGA
75 CONTINUE

```

C
C
C

PRODUCT OF PIVOTS

D=D*BIGA

C
C
C

REPLACE PIVOT BY RECIPROCAL

```
A(KK)=1.0/BIGA
80 CONTINUE
```

```
C
C      FINAL ROW AND COLUMN INTERCHANGE
C
```

```
      K=N
100 K=(K-1)
      IF(K) 150,150,105
105 I=L(K)
      IF(I-K) 120,120,108
108 JQ=N*(K-1)
      JR=N*(I-1)
      DO 110 J=1,N
          JK=JQ+J
          HOLD=A(JK)
          JI=JR+J
          A(JK)=-A(JI)
110 A(JI) =HOLD
120 J=M(K)
      IF(J-K) 100,100,125
125 KI=K-N
      DO 130 I=1,N
          KI=KI+N
          HOLD=A(KI)
          JI=KI-K+J
          A(KI)=-A(JI)
130 A(JI) =HOLD
      GO TO 100
150 RETURN
      END
```

```
C=====
```

APENDICE C.7: SUBROTINA BERZEL

Quando se desejar utilizar o controle adaptativo ao invés do controle ótimo, deve-se retirar a subrotina REGEL do programa "sisifo" e colocar as subrotinas apresentadas neste apêndice. As variáveis desta subrotina estão especificadas abaixo:

XF--> Vetor das variáveis de estado que se quer controlar;
P--> Parte da matriz de covariância relativa à XF;
WGT--> Pesos dados pelo programador para o controle das variáveis de estado (alfas)
ABA--> Parte da matriz da planta do sistema relativa à XF.
U--> Variável de controle (saída)
N--> Ordem do sistema que se está controlando.

```

C=====
SUBROUTINE BERZE(XF,P,WGT,ABA,U,N)
C=====

INTEGER*4 N,I,J,LR
REAL*4 XF(3,1),P(2,1),DFI(2,2),WGT(2,1),ABA(2,2)
REAL*4 ABX(3,1),SQP(2,1),SQQ(2,1),FI(2,1),ENT(2,1),BOUT(2,2)
REAL*4 XS(2,1),RUIDO(2,1),INVN(2,2),AUX1(2,1),AUX2(1,1),AUX3(1,2)
REAL*4 U,R1,A,B,Q,BT

COMMON /UNI/ A(2,2),B(2,1),Q(2,1),BT(1,2)

LR=1
DO 10 I=1,N
    ENT(I,1)=B(I,1)*U
    XS(I,1)=XF(I,1)+ENT(I,1)
    ABX(I,1)=ABS(XF(I,1))
    SQP(I,1)=ABS(SQRT(P(I,1)))
    SQQ(I,1)=ABS(SQRT(Q(I,1)))
10 CONTINUE
    ABX(3,1)=ABS(XF(3,1))
    FI(1,1)=XS(1,1)
    FI(2,1)=XS(2,1)
    RUIDO(1,1)=(ENT(1,1)-FI(1,1))*0.01
    RUIDO(2,1)=(ENT(2,1)-FI(2,1))
    CALL BETA(ABA,SQP,SQQ,B,ABX,WGT,BOUT,N)
    DO 30 I=1,N
        DO 30 J=1,N
            IF(I.EQ.J)THEN
                INVN(I,I)=1./BOUT(I,I)
            ELSE
                INVN(I,J)=0.0
            END IF
        30 CONTINUE

```



```

CALL ROLOM(BT, INVN, AUX1, B, AUX2, N, LR)
R1=1./AUX2(1,1)
CALL MULTMM(BT, INVN, AUX3, LR, N, N)
CALL MULTMM(AUX3, RUIDO, AUX2, LR, LR, N)
U=R1*AUX2(1,1)

```

```

RETURN
END

```

C=====

```

SUBROUTINE BETA(A,P,Q,B,X,WGT,BOUT,N)

```

```

REAL*4 A(2,2),P(2,1),Q(2,1),B(2,1),X(3,1),DFI(2,2),WGT(2,1)
REAL*4 BOUT(2,2),AUX1(2,1),AUX2(2,1),AUX3(2,1)
INTEGER*4 N,I,J

```

```

j=1

```

```

CALL MULTMM(A,P,AUX1,N,j,N)

```

```

DO 10 I=1,N

```

```

    AUX3(I,1)=B(I,1)*X(3,1)

```

```

    aux2(I,1)=AUX1(I,1)+AUX3(I,1)+Q(I,1)

```

```

10 CONTINUE

```

```

DO 30 I=1,N

```

```

    BOUT(I,I)=WGT(I,1)*aux2(I,1)**2

```

```

30 CONTINUE

```

```

RETURN

```

```

END

```

APENDICE C.8: PROGRAMA KARTE

Este é um program típico para o gerenciamento da placa de interface para aquisição e transmissão de dados, através da qual os propulsores do modelo da plataforma RS-35 foram comandados. Este programa prevê o controle num só direção, no caso o avanço. Outros programas foram elaborados, entre eles um para o controle de dois movimentos: avanço e aproamento. O programa utiliza um filtro semelhante ao utilizado nas simulações e o conjunto de subrotinas ESTMA, que sofreu pequenas modificações para se obter um algoritmo mais rápido do que o utilizado nas simulações. Este conjunto de subrotinas faz parte de KARCO.FOR, que deixa de se apresentado por sua extrema semelhança com ESTMA. O "set" de subrotinas KARCO.FOR, deve ser lincado juntamente com WAITMU ao programa KARTE.FOR. WAITMU é uma subrotina que comanda o tempo que a palca fica desativada (tempo de espera entre aquisições).

Esta subrotina foi implementada para operar com ganhos de controle ótimos, calculados a priori. Há uma versão que foi implementada para operar com ganhos de controle adaptativos, baseados na subrotina BERZEL, apresentada no apêndice c.7.

O programa foi elaborado de tal forma que todos os propulsores produzam aproximadamente a mesma quantidade de empuxo, evitando o desequilíbrio do modelo no tanque.

O usuário deverá responder algumas questões que aparecem no monitor antes do início da aquisição de dados.

```
$DECLARE
$STORAGE=2
```

```
C=====
```

PROGRAM KARTE

```
C=====
```

```
C THIS PROGRAM WILL RUN WITH HELP FROM A SET OF SUBROUTINES UNDER THE
C NAME KARCO.FOR AND WAITMU, THAT MUST BE LINKED BEFORE PROGRAM RUN.
```

```
$INCLUDE: 'ATLDEFS.FOR'
$INCLUDE: 'ATLERRS.FOR'
```

```

C      INTEGER*2 ADCHANNELS(16)           CHANNEL SCAN LIST
C      INTEGER*2 ADGAINS(16)             GAINS FOR CHANNELS
C      INTEGER*2 SAIDA(2)                 OUTPUT
```

C STORAGE FOR UNIT CONFIGURATION DATA

```
INTEGER*2 ICONFIG(KCONFIG)
COMMON /CONFIG/ ICONFIG
```

```
INTEGER*2 BASEADR, CDEVID, CDEVFLAGS, SCAN, CHANNELS
```

C equivalence the data array with the variables

```
EQUIVALENCE (ICONFIG(KCBASEADR),BASEADR),
1 (ICONFIG(KCDEVID),CDEVID),
2 (ICONFIG(KCDEVFLAGS),CDEVFLAGS),(ICONFIG(KCSCAN),SCAN),
3 (ICONFIG(KCCHANNELS), CHANNELS)
```

C DECLARATION OF VARIABLES TO BE USED IN THIS PROGRAM UNIT

```
CHARACTER RESP
INTEGER*2 MAXCHANNEL, DATAVALUE, STATUS
INTEGER*2 SCANKK,gain,WERT
REAL*4 VOLT,PL,UANT,TRAF0,SPAN1,SPAN2,last,last1,last2
INTEGER*4 lkount,NANA
INTEGER*2 hour,min,sec,hund
INTEGER*4 LKM,LMN,NOR,NN,MM,LL,IXIX,I,J,LK,I0
REAL*4 T,A,B,G,H,PQ,Q,HQ,X,P,U,GANV,GANX,GANE,ROT,GRAV,STIME,AT,
+HQT,HT,GT,SQR,SKR,STB
REAL*4 FTIME,STEP,VMOD,VAR,AA,VC,AIC0,AIW0,TI,TAT,TMOD,Y,COMP
REAL*4 SCHUB,QK,XYZ1,esc,XYZ2
REAL YRES(5000,7),ZRES(5000,5),OUT(2)
```

C VARIABLES USED IN OTHER PROGRAM UNITS (INCLUDING IN KARCO.FOR)

```
COMMON /ZEIT/T
COMMON /BACH/IXIX
COMMON /STUT/A(6,6),B(6,1),G(6,6),H(1,6),PQ(6,6),Q(6,6),HQ(1,6),
+AT(6,6),HQT(6,1),HT(6,1),GT(6,6)
COMMON /TATU/X(6,1),P(6,6)
COMMON /JACA/U,GANV,GANX,GANE,ROT
```

C DECLARATION OF CONSTANT VARIABLES OF THIS UNIT

```
DATA STB,GRAV,NN,MM,LL/53.0,9.81,6,6,1/
```

C BEGIN PROGRAM OPENNING THE NECESSARIES READ AND WRITE FILES

```
OPEN(8,FILE='AUA.FF6')
OPEN(1,FILE='DATMA6')
OPEN(10,FILE='DIMFF6')
```

C INITIALIZE THE ATLAB SUBROUTINES

```
STATUS = ALINIT ()
```

C ADDRESS BOARD 1, THE FIRST UNIT

```

STATUS = ALSB ( 1 )

C PERFORM A RESET ON THE DEVICE

STATUS = ALRSET ( )

C SET NULL FOR OUTPUT VALUES
SAIDA(1)=2048
SAIDA(2)=2048
STATUS = ALDV(-1,SAIDA)

C READ UNIT CONFIGURATION
call dumpconfiguration

C READ INFORMATIONS VALID FOR ATUAL PROGRAM RUN
READ(1,*)NOR,STIME,FTIME,STEP,VMOD,VAR
LKM=ANINT(FTIME/STEP)
SQR=SQRT(STB)
SKR=STB**3
print '(///a,i5///)', ' NUMBER OF INTERACTIONS=',1km
READ(1,*)PL,AA,VC,AIC0,AIW0

C READ CONTROL PROPELERS GAINS (if IXIX=0, no control action
C will have place, if IXIX=1 proppelers will be active)
READ(1,*)GANV,GANX,GANE,IXIX

C READ DISCRET MATRIX FOR KALMAN ESTIMATIONS
CALL READMT(X,P,Q,A,G,B,H,NN,LL)
DO 55 I=1,NN
HT(I,LL)=H(LL,I)
DO 55 J=1,NN
AT(J,I)=A(I,J)
55 GT(J,I)=G(I,J)

C SET DATE FOR PRINTS
LKOUNT=0
IO=-1
TI=STIME
TAT=0.0

C PERIOD OF PROPELLERS MODULATION IS CALCULED
TMOD=2*3.1415926/VMOD

C DISCRET MATRIX ARE PRINTED FOR MONITORING
CALL WRMOD(NN,LL,IO)

C GENERATION OF PARAMETERS FOR KALMAN FILTER ACTION
DO 10 I=1,NN
DO 10 J=1,NN
10 PQ(I,J)=0.0

```

```

PSEUDO MEASUREMENT VECTOR HQ INITIAL GENERATION
CALL MULTMM(H,G,HQ,LL,NN,NN)
DO 20 J=1,NN
HQ(LL,J)=HQ(LL,J)**2
20 HQT(J,LL)=HQ(LL,J)

C REQUEST THE GAIN. NOTE THE USE OF UNIT CONFIGURATION DATA
C TO DETERMINE THE MAX CHANNEL NUMBER AND NEED FOR GAIN VALUES.
print '(//)'
WRITE(*,*) ' WARNING : ANALOG INPUTS ALWAYS THROUGH CHANNEL 0 '
print '(//)'
WRITE(*,*) ' WARNING : ANALOG OUTPUT1 ==> MOTOR 1 & 2 '
WRITE(*,*) ' WARNING : ANALOG OUTPUT2 ==> MOTOR 3 & 4 '
print '(//)'
ADCHANNELS(1)=0
WRITE(*,'(A)\') ' RETURN TO CONTINUE '
READ(*,*)

C GET BOARD GAIN
WRITE(*,'(A)\') ' Enter desired gain [1,2,4 or 8]: '
READ(*,'(BN,I2)') ADGAINS(1)

C GET TRANSFORMATION GAINS FOR INDUCTIVE PICK-UPS
WRITE(*,'(A)\') ' Enter PICK-UP gains [CM/VOLT]: '
READ(*,*) TRAF0

C SET MAXIMUM TIME OF ACQUISITION AVOIDING ERRORS STOPING THE COMPUTER
STATUS = ALST(3000)

ESC=1./SQRT(53.0)
nana=(ESC-0.08759)*1000000.0+900.0
PRINT '(a,i6)', ' nana=',nana

gain= adgains(1)

C DATA ACQUISITION BEGIN FOLLOWING USERS ORDER
WRITE(*,*) ' Beginning Data Acquisition..'
555 WRITE(*,*) ' Can we begin? '
READ(*,'(BN,A1)') RESP
if((resp.eq.'Y').or.(resp.eq.'y')) then
else
go to 555
end if

call gettim(hour,min,sec,hund)

```

```
lasti=real( (sec + 60*min + 3600*hour)*100.0 + hund)
```

```
DO 250 lk =1,1km  
T=T+STEP
```

```
STATUS = ALAV ( ADCHANNELS, ADGAINS, DATAVALUE )
```

```
y=volt(datavalue,gain)*TRAF0/100.0
```

```
C WITH THE NEW INFORMATION IN HANDS
```

```
C FILTERS ROUTINES ARE CALLED TO ESTIMATION OF OTHERS STATE VARIABLES  
CALL ESTMA(X,P,Y,VAR,NN,LL)
```

```
C IF NECESSARY/POSSIBLE A NEW PROPELLER ACTION IS DEFINIED
```

```
COMP=T-TAT
```

```
IF(COMP.GE.TMOD)THEN
```

```
TAT=T
```

```
IF(ABS(X(2,1)).LE.(0.1))THEN
```

```
SAIDA(1)=2048
```

```
SAIDA(2)=2048
```

```
ELSE
```

```
CALL REGEL(VC)
```

```
IF(U.GT.0.04561) U=0.04561
```

```
IF(U.LT.-0.04561) U=-0.04561
```

```
SCHUB=U*412.22/3.0
```

```
CALL ACTION(SCHUB,OUT,x(1,1))
```

```
SAIDA(1)=WERT(OUT(1))
```

```
SAIDA(2)=WERT(OUT(2))
```

```
END IF
```

```
IF(U.LT.0) STATUS=ALEFi(0)
```

```
IF(U.GE.0) STATUS=ALEFo(0)
```

```
STATUS=ALDV(-1,SAIDA)
```

```
ELSE
```

```
END IF
```

```
C RESULTS ARE STORED
```

```
9 IF(T.GE.TI)THEN
```

```
TI=T+STEP*3.6400549
```

```
QK=U*0.41222*SKR
```

```
XYZ1=(X(2,1)+X(5,1))*STB
```

```
XYZ2=(X(1,1)+X(4,1))*SQR
```

```
LKOUNT=LKOUNT+1
```

```
YRES(LKOUNT,1)=T
```

```
DO 125 I=2,7
```

```
YRES(LKOUNT,I)=X(I-1,1)
```

```
ZRES(LKOUNT,1)=T*SQR
```

```
ZRES(LKOUNT,2)=Y*STB
```

```
ZRES(LKOUNT,3)=XYZ1
```

```
ZRES(LKOUNT,4)=XYZ2
```

```
ZRES(LKOUNT,5)=QK
```

125

```
ELSE
END IF
```

```
C WAIT UNTILL A NEW STEP CAN BE INICIALIZED
CALL WAITMU(NANA)
```

```
250 CONTINUE
```

```
call gettim(hour,min,sec,hund)
last2=real(( sec + 60*min + 3600*hour ) * 100.0 + hund)
last=last2-last1
print '(a,G20.10,a)', ' tempo de computa'ao =',last,'hundSEC'
```

```
C TERMINATE ATLAB OPERATIONS
```

```
SAIDA(1)=2048
SAIDA(2)=2048
STATUS=ALDV(-1,SAIDA)
STATUS = ALTERM ( )
close(1)
```

```
C RESULTS OF THIS RUN ARE PRINTED IN VARIOUS FILES
```

```
WRITE(10,8)((YRES(I,J),J=1,7),I=1,LKOUNT)
WRITE(8,84)((ZRES(I,J),J=1,5),I=1,LKOUNT)
84 FORMAT(F10.3,4F15.8)
8 FORMAT(7G12.4)
END
```

```
C=====
```

```
real function volt (value,gain)
```

```
integer*2 value,gain
integer*2 gap
parameter (gap=2047)
```

```
if (value.lt.gap) then
    volt = 10*float(value)/(gap*gain)
else
    volt = 10*float(value-2*gap)/(gap*gain)
endif
return
end
```

```
C=====
```

```
SUBROUTINE REGEL(VC)
```

```
C=====
```

```
INTEGER*4 IBLAU
REAL*4 VC,X,P,U,GANV,GANX,GANE,ROT
```

```
COMMON /TATU/X(6,1),P(6,6)
COMMON /JACA/U,GANV,GANX,GANE,ROT
```



```

IBLAU=1
IF(VC.EQ.0.0) IBLAU=0
U=GANV*X(1,1)+GANX*X(2,1)+IBLAU*(-X(3,1))
RETURN
END

```

```

C=====
integer*2 function WERT(volt)

real volt

WERT = abs (2048 * (volt/10.0 + 1.0))
end
C=====

```

SUBROUTINE DUMPCONFIGURATION

```

$INCLUDE: 'ATLDEFS.FOR'
$INCLUDE: 'ATLERRS.FOR'

```

C declare a common block array to hold the configuration data

```

INTEGER*2 ICONFIG(KCONFIG)
COMMON /CONFIG/ ICONFIG

```

```

INTEGER*2 BASEADR, CDEVID, CDEVFLAGS, SCAN, CHANNELS
INTEGER*2 STATUS

```

C equivalence the data array with the variables

```

EQUIVALENCE (ICONFIG(KCBASEADR),BASEADR),
1 (ICONFIG(KCDEVID),CDEVID),
2 (ICONFIG(KCDEVFLAGS),CDEVFLAGS),(ICONFIG(KCSCAN),SCAN),
3 (ICONFIG(KCCHANNELS), CHANNELS)

```

C begin subroutine. get the unit configuration.

```

STATUS = ALGC ( ICONFIG )
IF ( STATUS .EQ. KNORMAL ) THEN

    IF (CDEVID .EQ. IUNUSED) THEN
        WRITE(*,*) 'no device defined.'
    ELSE
        WRITE(*,100)
        IF (DEVID .EQ. K2828) THEN
            WRITE(*,102)
        ELSEIF (DEVID .EQ. K2827) THEN
            WRITE(*,104)
        ELSEIF (DEVID .EQ. K2821SE) THEN
            WRITE(*,106)
        ELSEIF (DEVID .EQ. K2821DI) THEN
            WRITE(*,108)

```

```

ELSE
WRITE(*,110)
ENDIF

WRITE(*,400) BASEADR
FORMAT(' Base I/O address is ', I4, ' decimal.')
```

400

```

WRITE(*,402) CHANNELS
FORMAT(' ', I2, ' A/D channels.')
```

402

```

ENDIF
ENDIF

100 FORMAT(' Device id is '\)
102 FORMAT('DT2828')
104 FORMAT('DT2827')
106 FORMAT('DT2821SE')
108 FORMAT('DT2821DI')
110 FORMAT('DT2821')
RETURN
END
```

```

C=====
SUBROUTINE ACTION(SC,SA,v)

REAL*4 SA(2),SC,PARAB,mod1,mod2,v,para1,para2

if(abs(v).le.0.14) then
  SA(1)=PARAB(1,SC)/1.5
  SA(2)=PARAB(2,SC)/1.5
else
  if(v.gt.0.14) then
    SA(1)=PARA1(1,SC)/1.5
    SA(2)=PARA1(2,SC)/1.5
  else
    SA(1)=PARA2(1,SC)/1.5
    SA(2)=PARA2(2,SC)/1.5
  end if
end if

mod1=abs(sa(1))
mod2=abs(sa(2))
IF(SA(1).EQ.0.) GO TO 25
if(mod1.ge.10.) sa(1)=9.9999*mod1/sa(1)
if(mod1.lt.2.) sa(1)=0
25 IF(SA(2).EQ.0.) GO TO 35
if(mod2.ge.10.) sa(2)=9.9999*mod2/sa(2)
if(mod2.lt.2.) sa(2)=0
35 print *,sa
  sa(1)=abs(sa(1))
  sa(2)=abs(sa(2))

RETURN
END
C=====
```

```

REAL FUNCTION PARAB(I,S)

REAL*4 S,P,PF,A
INTEGER I

IF(I.EQ.1)THEN
  IF(S.LT.-4.5) THEN
    PARAB=15
    GO TO 22
  END IF
  IF(S.GE.-4.5.AND.S.LT.-1.4) THEN
    A=4.11290
    P=-2.41936
  END IF
  IF(S.GE.-1.4.AND.S.LT.-0.1) THEN
    A=2.11539
    P=-3.84615
  END IF
  IF(S.GE.-0.1.AND.S.LT.0.1) THEN
    A=0.0
    P=-25.0000
  END IF
  IF(S.GE.0.1.AND.S.LT.0.8) THEN
    A=-2.0
    P=-5.0
  END IF
  IF(S.GE.0.8.AND.S.LE.4.35) THEN
    A=-3.97183
    P=-2.53521
  END IF
  IF(S.GT.4.35) THEN
    PARAB=-15
    GO TO 22
  END IF
ELSE
  IF(S.LT.-2.5) THEN
    PARAB=15
    GO TO 22
  END IF
  IF(S.GE.-2.5.AND.S.LT.-1.0) THEN
    A=5.83333
    P=-3.66667
  END IF
  IF(S.GE.-1.0.AND.S.LT.-0.38) THEN
    A=4.17742
    P=-5.32258
  END IF
  IF(S.GE.-0.38.AND.S.LT.-0.10) THEN
    A=2.12857
    P=-10.71428
  END IF

```

```

IF(S.GE.-0.10.AND.S.LT.0.05) THEN
  A=-1.6
  P=-4.8
END IF
IF(S.GE.0.05.AND.S.LE.0.65) THEN
  A=-3.56667
  P=-8.66667
END IF
IF(S.GE.0.65.AND.S.LE.2.2) THEN
  A=-6.76774
  P=-3.74194
END IF
IF(S.GT.2.2) THEN
  PARAB=-15
  GO TO 22
END IF
END IF

```

```

PARAB=(A+P*S)
22 CONTINUE
RETURN
END

```

C=====

```

REAL FUNCTION PARA1(I,S)

```

```

REAL*4 S,P,PF,A
INTEGER I

```

```

IF(I.EQ.1) THEN
  if(s.lt.-4.10) then
    para1=15.
    go to 22
  end if
  IF(S.GE.-4.10.AND.S.LT.-0.80) THEN
    A=5.06061
    P=-2.42424
  END IF
  IF(S.GE.-0.80.AND.S.LT.-0.00) THEN
    A=2.5
    P=-5.625
  END IF
  IF(S.GE.-0.00.AND.S.LT.0.40) THEN
    A=2.500
    P=-12.50
  END IF
  IF(S.GE.0.40.AND.S.LT.1.0) THEN
    A=-0.96667
    P=-3.83333
  END IF
  IF(S.GE.1.0.AND.S.LT.4.70) THEN
    A=-2.04324

```

```

        P=-2.75676
    END IF
    if(s.gt.4.70) then
        para1=-15.
        go to 22
    end if
ELSE
    if(s.lt.-1.7) then
        para1=15.
        go to 22
    end if
    IF(S.GE.-1.7.AND.S.LT.-0.2) THEN
        A=6.84
        P=-4.8
    END IF
    IF(S.GE.-0.2.AND.S.LT.0.08) THEN
        A=4.37143
        P=-17.14286
    END IF
    IF(S.GE.0.08.AND.S.LT.0.20) THEN
        A=8.33333
        P=-66.66667
    END IF
    IF(S.GE.0.20.AND.S.LT.0.65) THEN
        A=-3.66667
        P=-6.66667
    END IF
    IF(S.GE.0.65.AND.S.LE.2.35) THEN
        A=-5.32353
        P=-4.11765
    END IF
    if(s.gt.2.35) then
        para1=-15.
        go to 22
    end if
END IF

```

```

    PARA1=(A+P*S)
22 continue
    RETURN
    END

```

C=====

```

REAL FUNCTION PARA2(I,S)

```

```

REAL*4 S,P,PF,A
INTEGER I

```

```

IF(I.EQ.1)THEN
    if(s.lt.-4.70) then
        para2=15.
        go to 22
    end if

```

```

end if
IF(S.GE.-4.70.AND.S.LT.-1.00) THEN
  A=2.04324
  P=-2.75676
END IF
IF(S.GE.-1.00.AND.S.LT.-0.40) THEN
  A=0.96667
  P=-3.83333
END IF
IF(S.GE.-0.40.AND.S.LT.0.00) THEN
  A=-2.500
  P=-12.50
END IF
IF(S.GE.0.00.AND.S.LT.0.8) THEN
  A=-2.5
  P=-5.625
END IF
IF(S.GE.0.8.AND.S.LT.4.10) THEN
  A=-5.06061
  P=-2.42424
END IF
  if(s.gt.4.10) then
    para2=-15.
    go to 22
  end if
ELSE
  if(s.lt.-2.35) then
    para2=15.
    go to 22
  end if
IF(S.GE.-2.35.AND.S.LT.-0.65) THEN
  A=5.32353
  P=-4.117665
END IF
IF(S.GE.-0.65.AND.S.LT.-.20) THEN
  A=3.66667
  P=-6.66667
END IF
IF(S.GE.-.20.AND.S.LT.-.08) THEN
  A=-8.33333
  P=-66.66667
END IF
IF(S.GE.-.08.AND.S.LT.0.20) THEN
  A=-4.37143
  P=-17.14286
END IF
IF(S.GE.0.20.AND.S.LE.1.70) THEN
  A=-6.84
  P=-4.8
END IF
  if(s.gt.1.70) then

```

```
        para2=-15.  
        go to 22  
    end if  
END IF  
  
    PARA2=(A+P*S)  
22 continue  
  
RETURN  
END
```

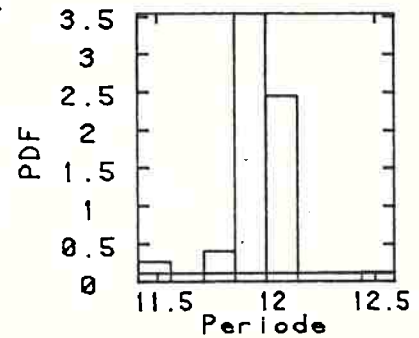
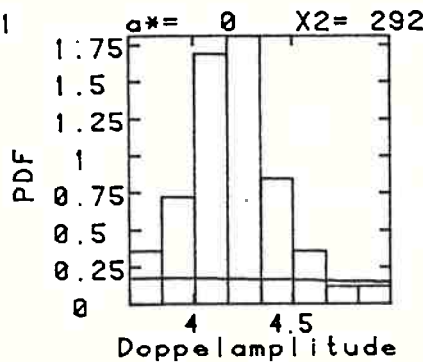
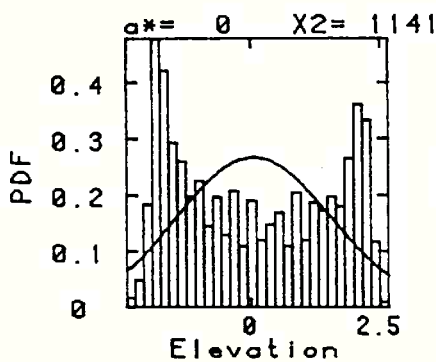
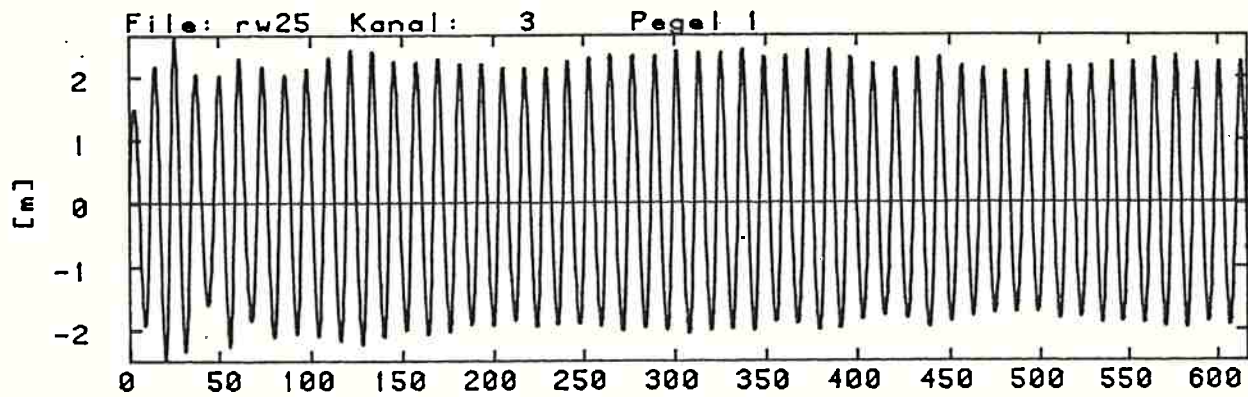
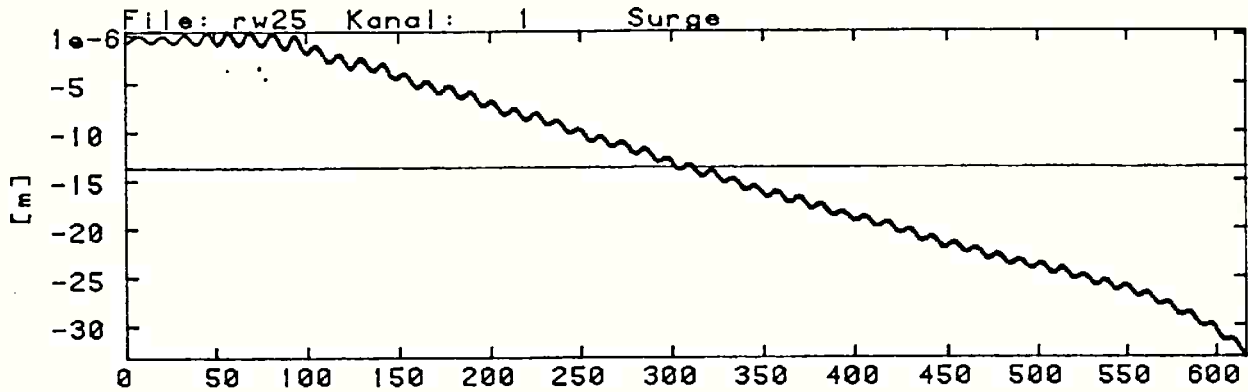
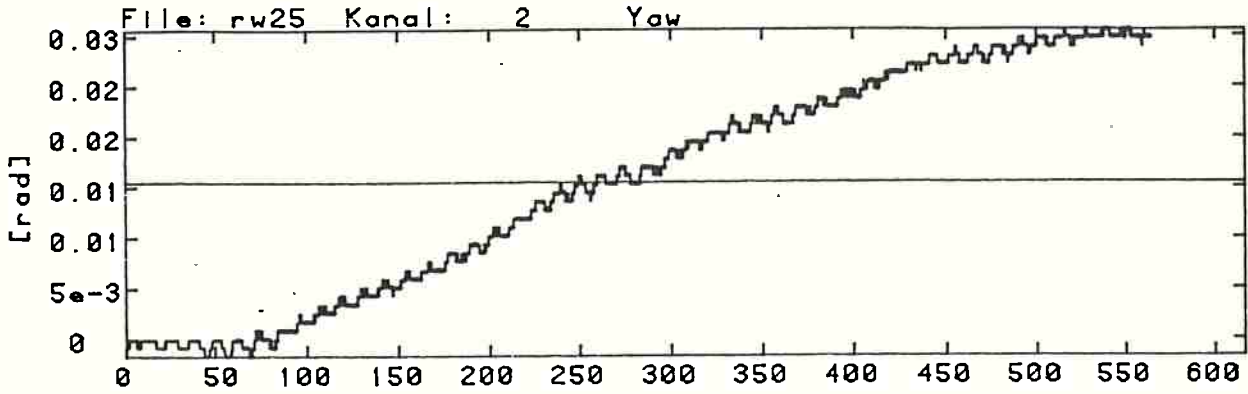
P.S.: Este programa utiliza diversas subrotinas para o gerenciamento da placa de interface, que não foram elaboradas pelo autor, mas pelos produtores da placa. Assim, todas as subrotinas, cujos nomes se iniciam pelas letras AT pertencem ao pacote de subrotinas de gerenciamento.

APÊNDICE D : OUTROS ENSAIOS PARA A CONDIÇÃO LIVRE

- ONDAS REGULARES -

Neste apêndice H é a altura e T é o período das ondas programadas para o ENSAIO.

ENSAIO D1

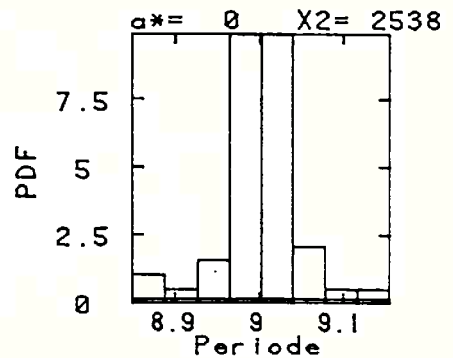
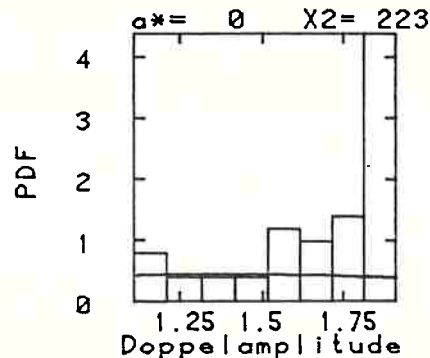
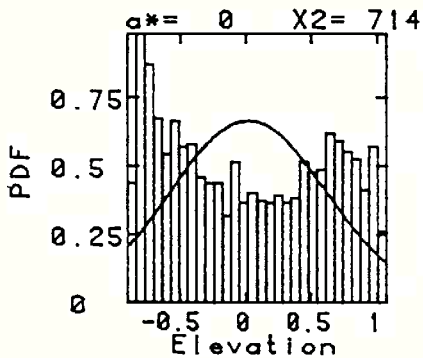
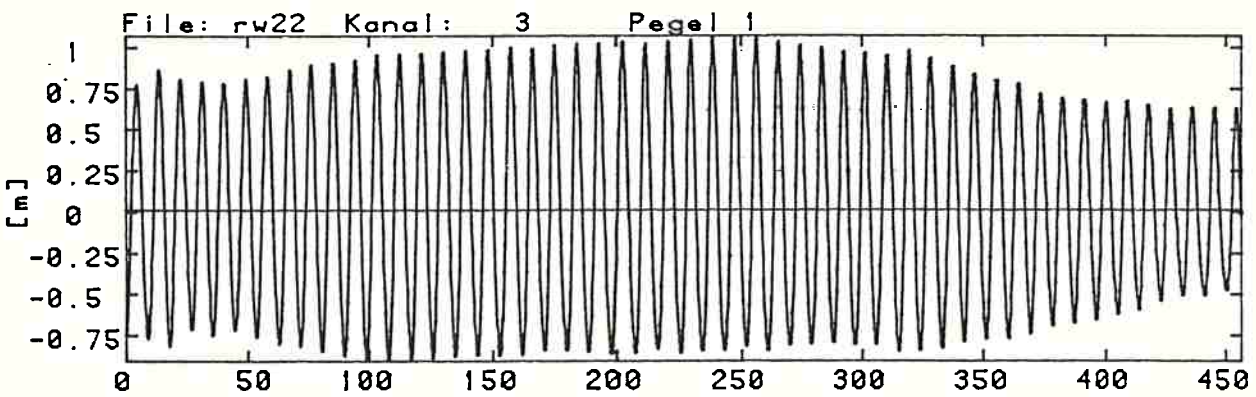
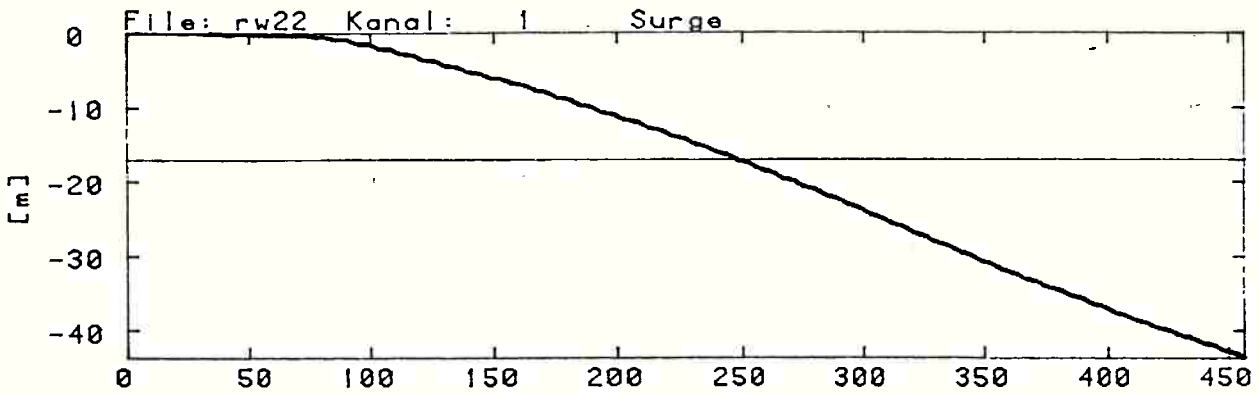
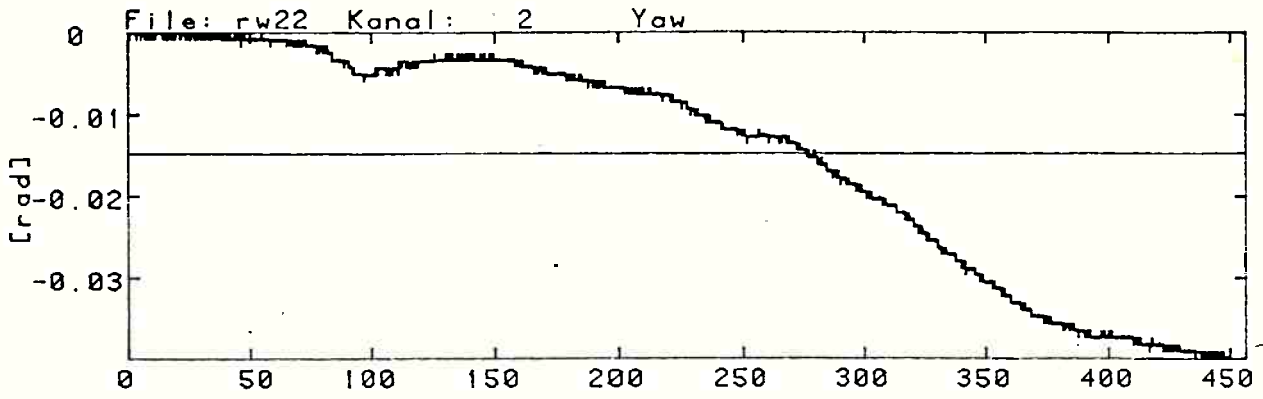


N = 1643
 HN = 50
 dt = 0.38 [s]
 Var = 2.21 [m**2]
 Max = 2.66 [m]
 Min = -2.48 [m]

Hmean = 4.22 [m]
 Hvar = 0.06 [m**2]
 Hmax = 5 [m]
 H1/3 = 4.47 [m]
 H1/10 = 4.67 [m]

Tmean = 12 [s]
 Tvar = 0.02 [s**2]
 Tmax = 12.6 [s]
 Tmin = 11.4 [s]
 THmax = 11.4 [s]

ENSAIO D2

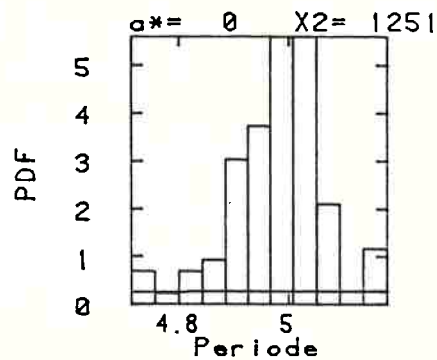
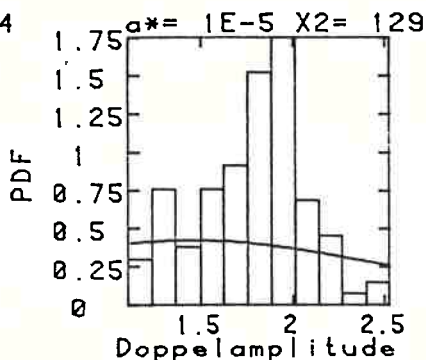
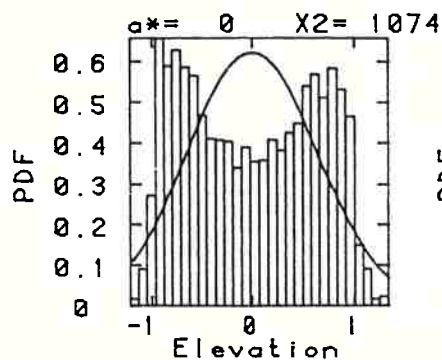
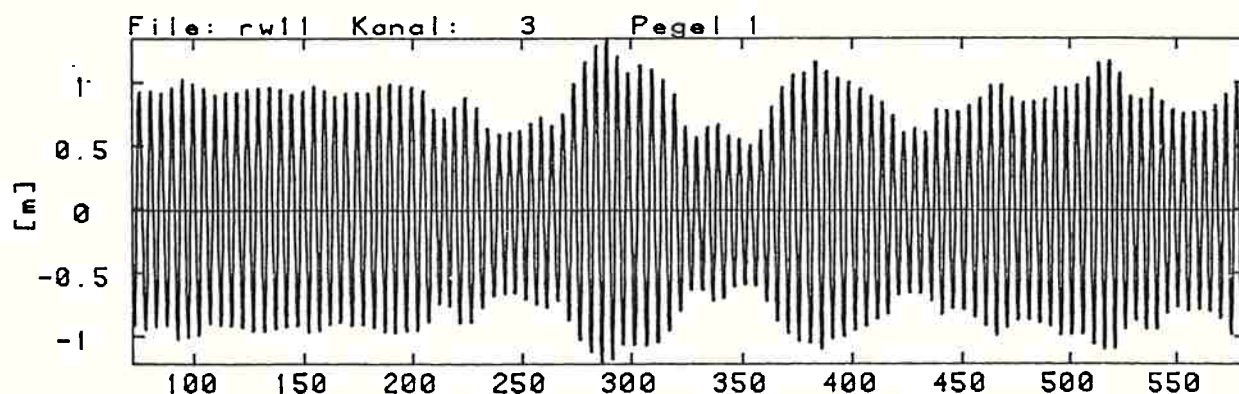
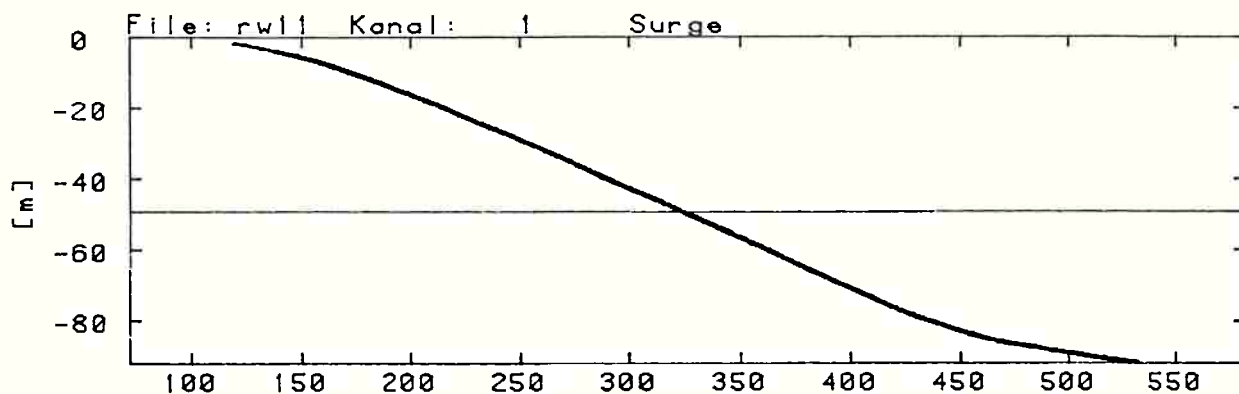
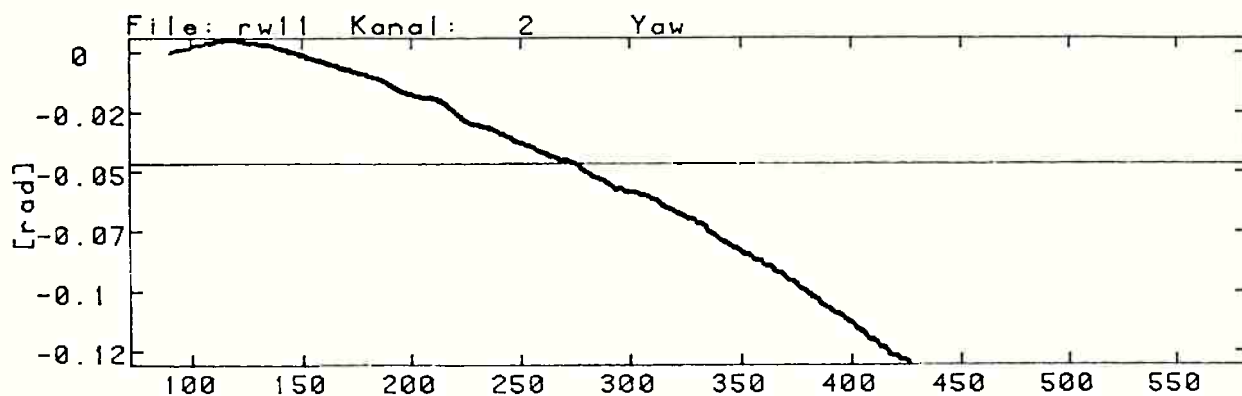


N = 1619
 HN = 50
 dt = 0.28 [s]
 Var = 0.36 [m**2]
 Max = 1.07 [m]
 Min = -0.91 [m]

Hmean = 1.68 [m]
 Hvar = 0.06 [m**2]
 Hmax = 1.92 [m]
 H1/3 = 1.88 [m]
 H1/10 = 1.9 [m]

Tmean = 9 [s]
 Tvar = 2e-3 [s**2]
 Tmax = 9.16 [s]
 Tmin = 8.85 [s]
 THmax = 8.98 [s]

ENSAIO D3



N = 3270
 HN = 102
 dt = 0.16 [s]
 Var = 0.41 [m**2]
 Max = 1.35 [m]
 Min = -1.22 [m]

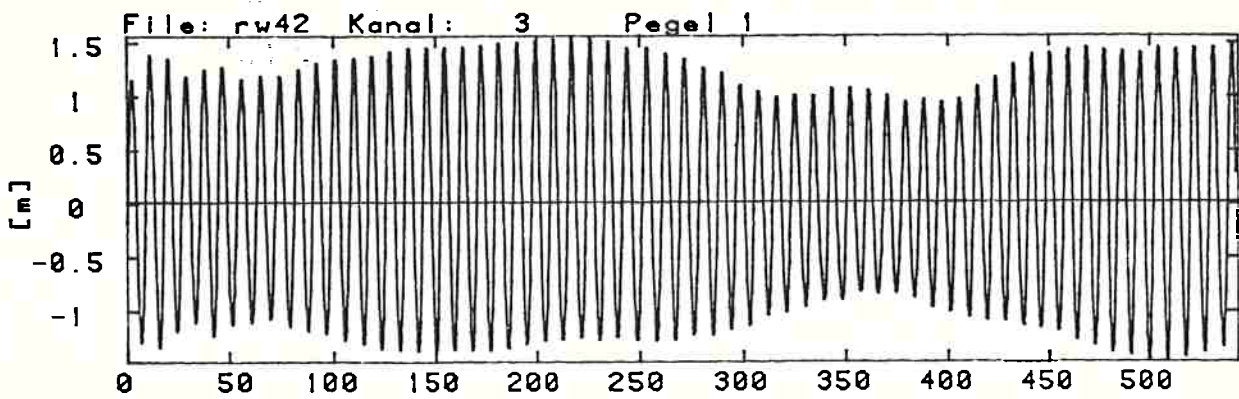
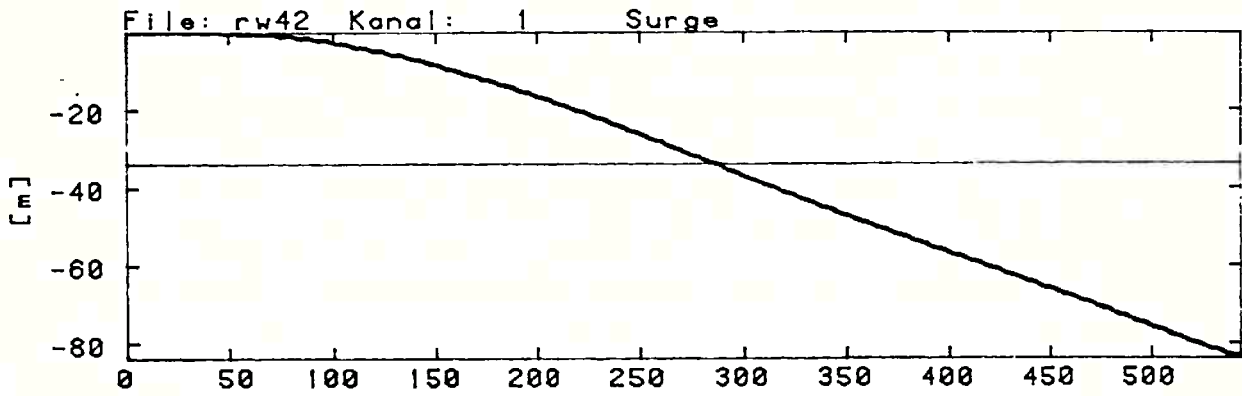
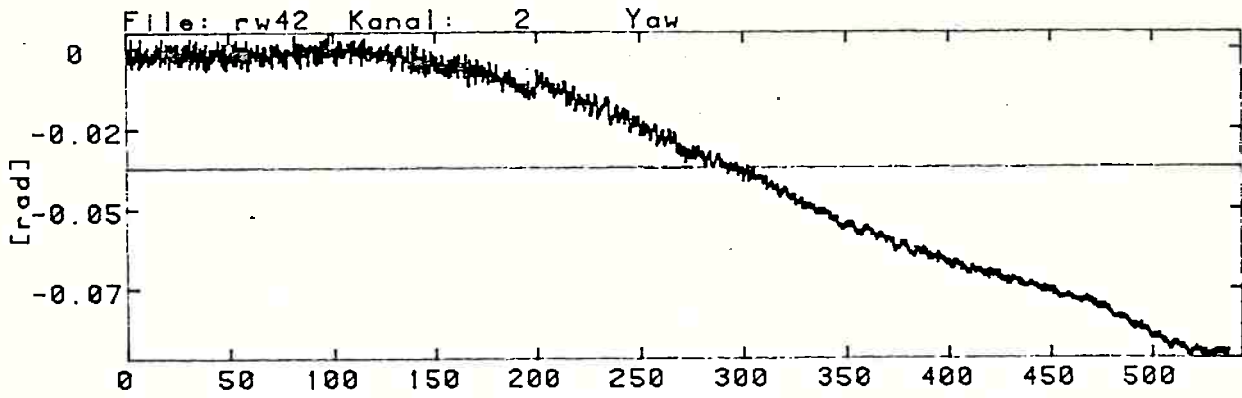
Hmean = 1.78 [m]
 Hvar = 0.09 [m**2]
 Hmax = 2.53 [m]
 H1/3 = 2.08 [m]
 H1/10 = 2.29 [m]

Tmean = 4.98 [s]
 Tvar = 7e-3 [s**2]
 Tmax = 5.18 [s]
 Tmin = 4.72 [s]
 THmax = 4.95 [s]

ENSAIO D4

$T = 12,0 \text{ s}$

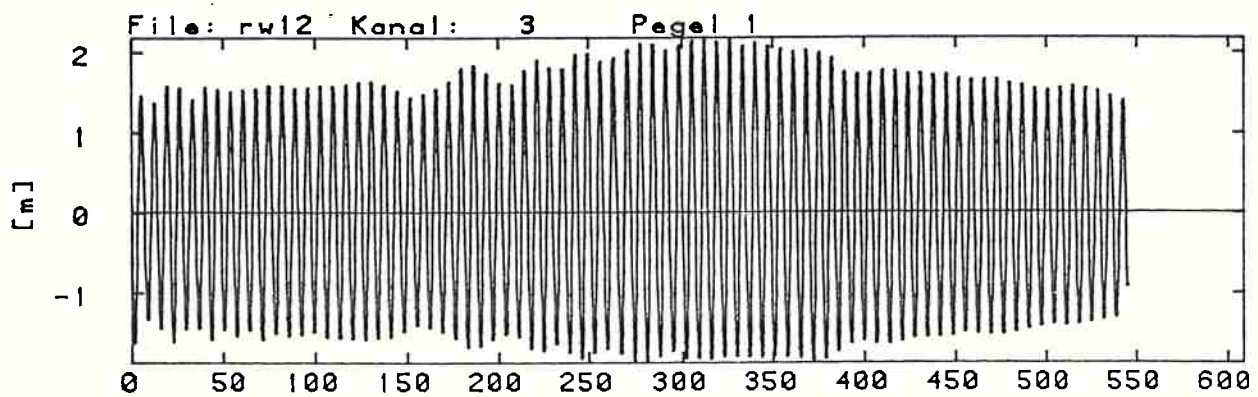
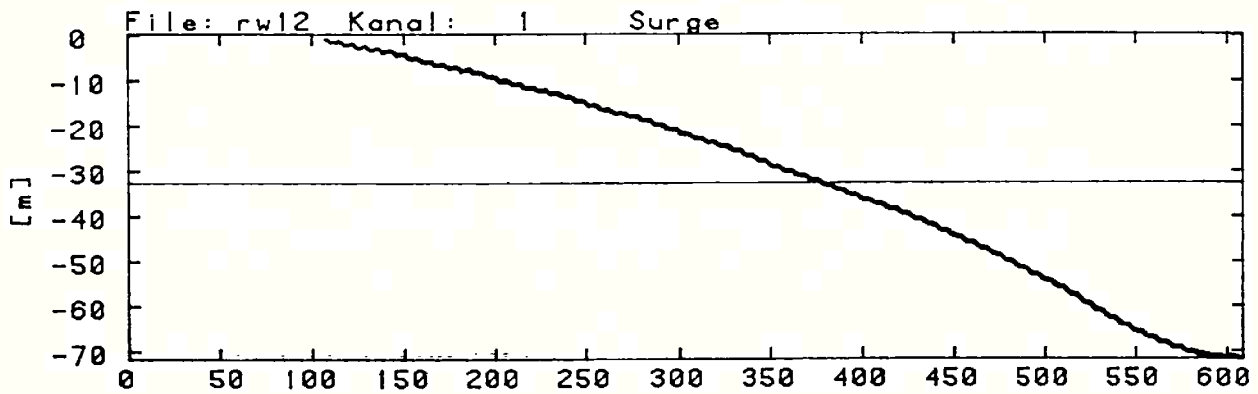
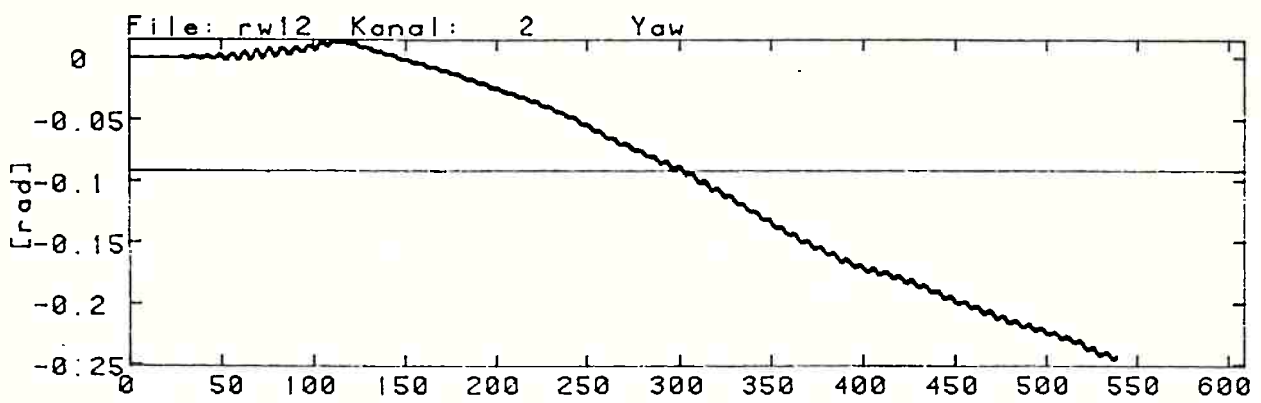
$H = 2,0 \text{ m}$



ENSAIO D5

T = 7,0 s

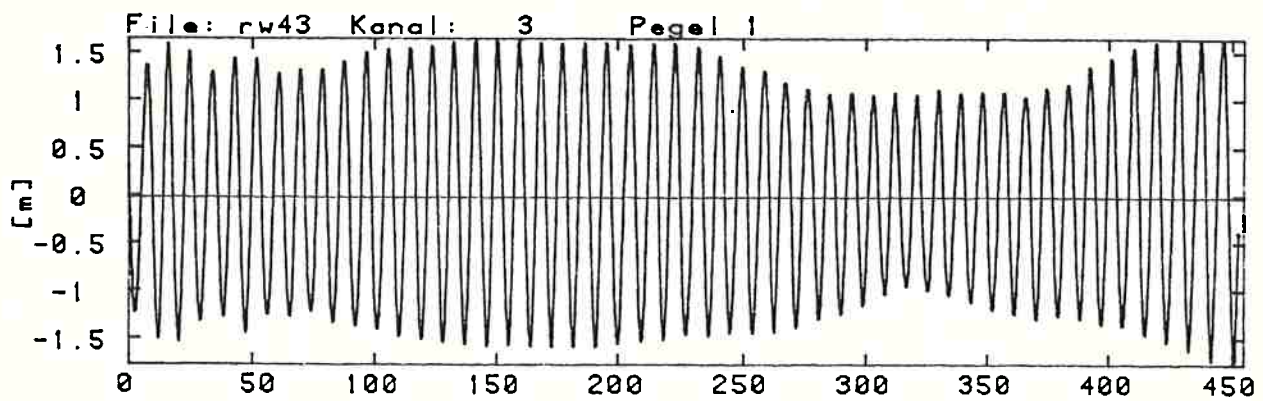
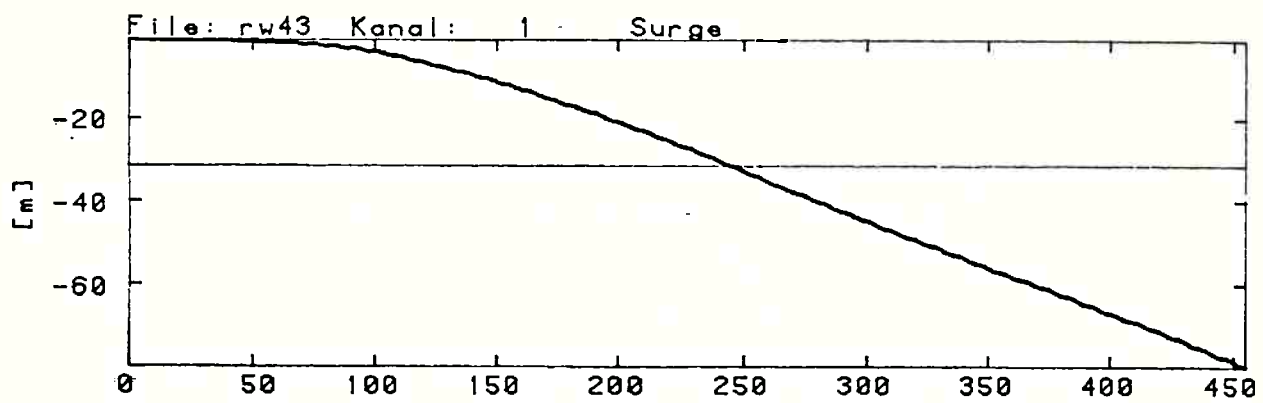
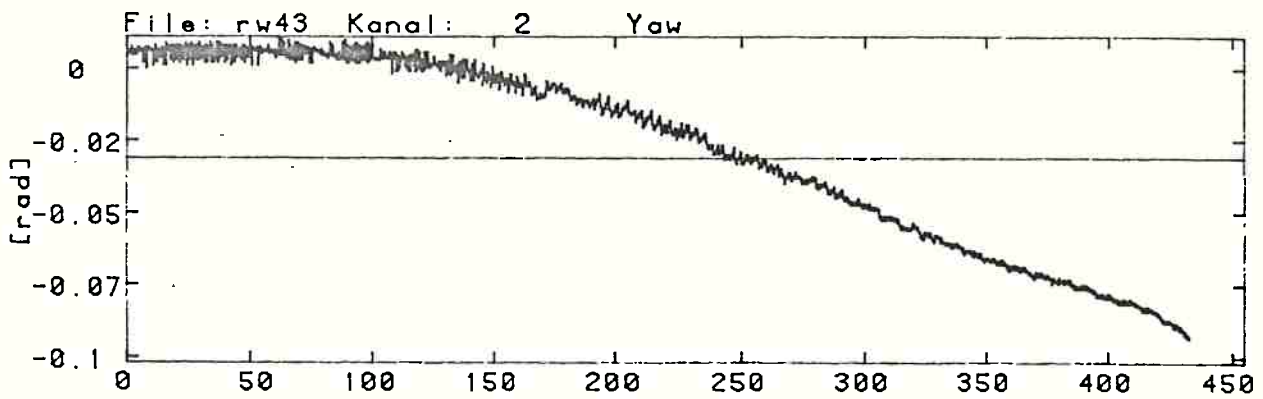
H = 3,0 m



ENSAIO D6

$T = 12,0 \text{ s}$

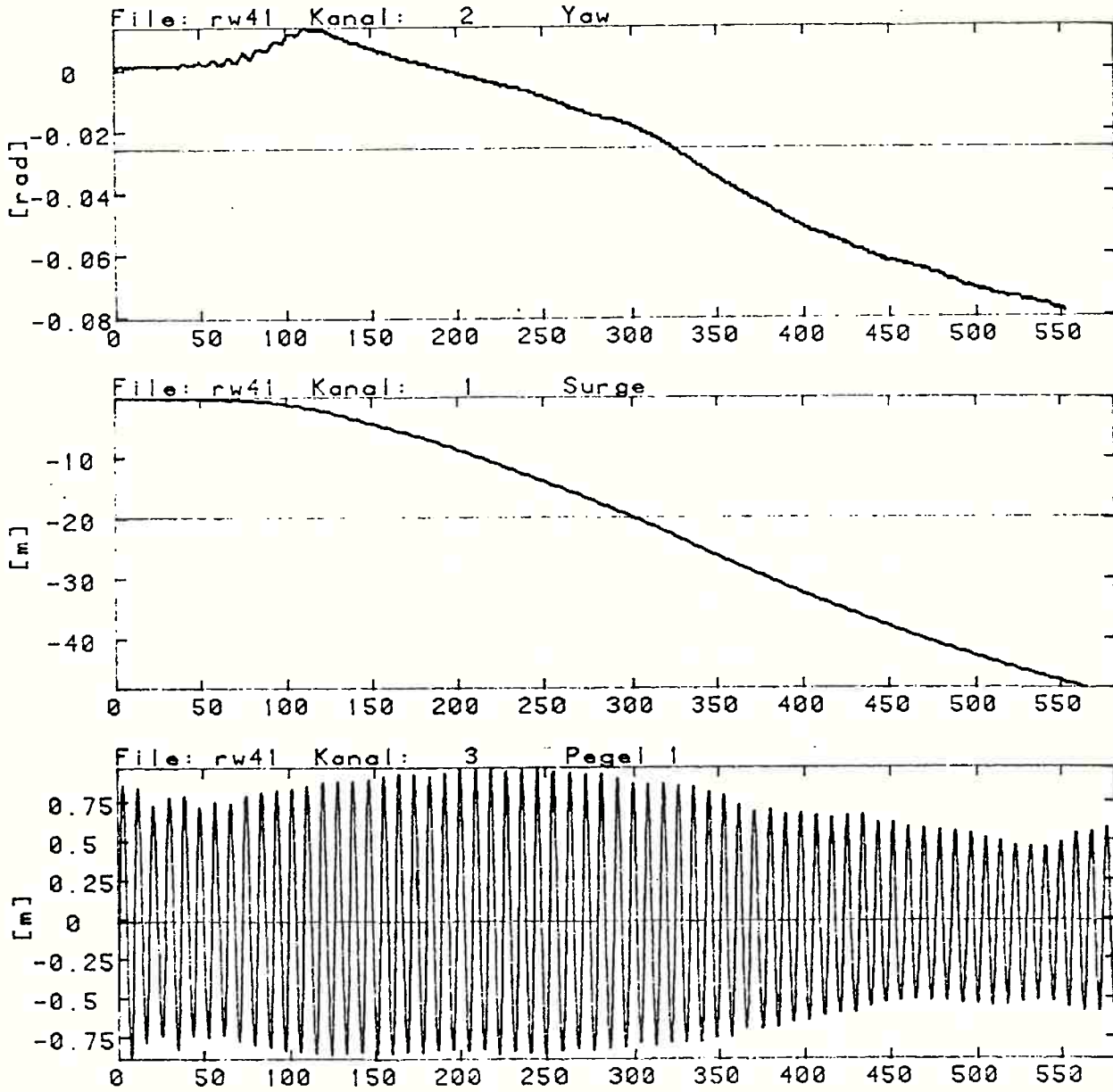
$H = 3,0 \text{ m}$



ENSAIO D7

T = 12,0 s

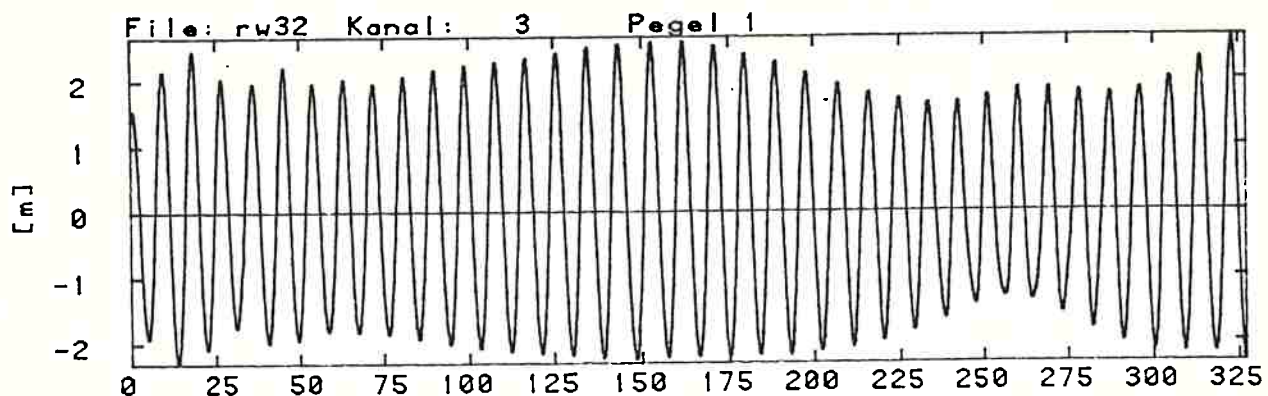
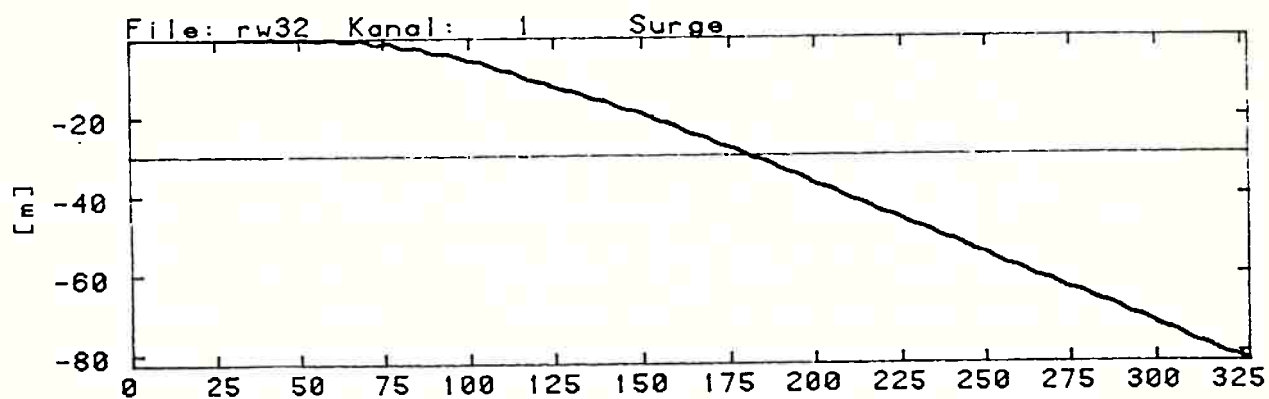
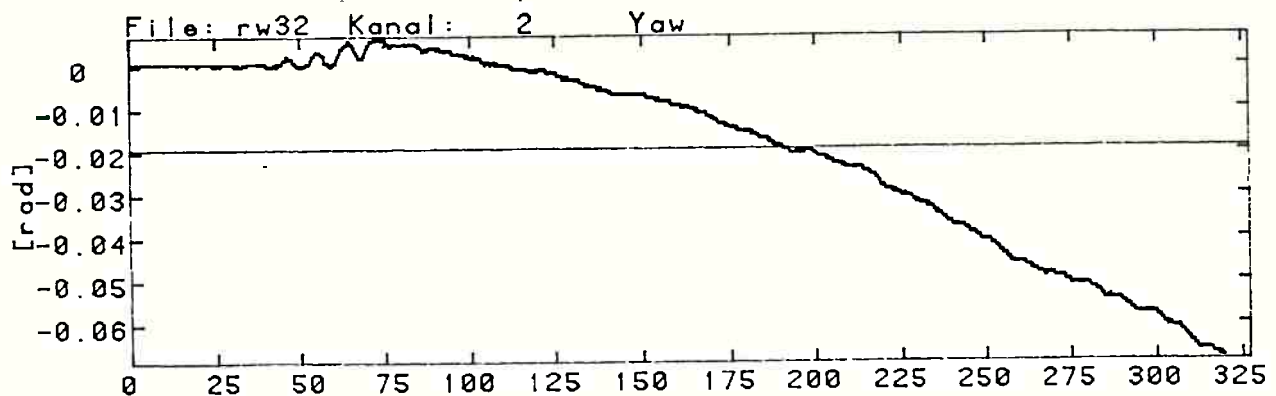
H = 1,5 m



ENSAIO D8

T = 9,0 s

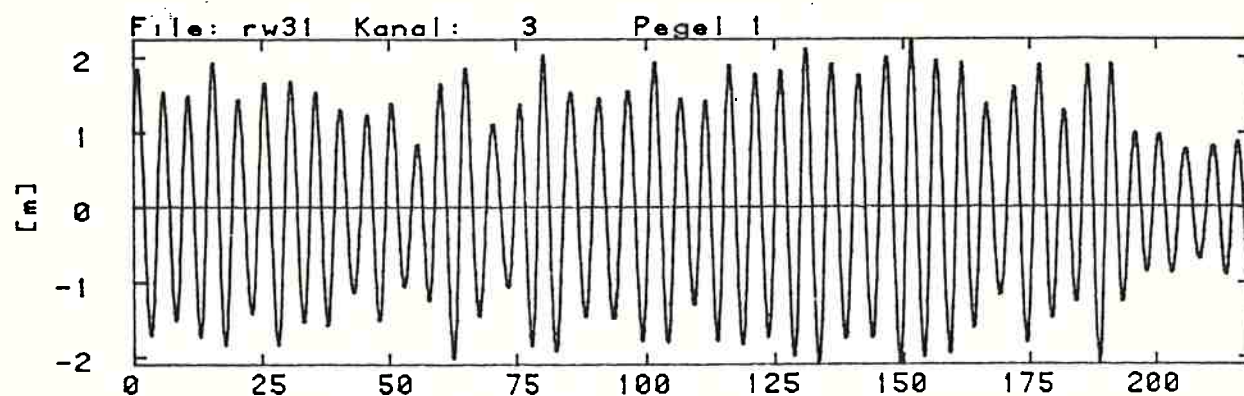
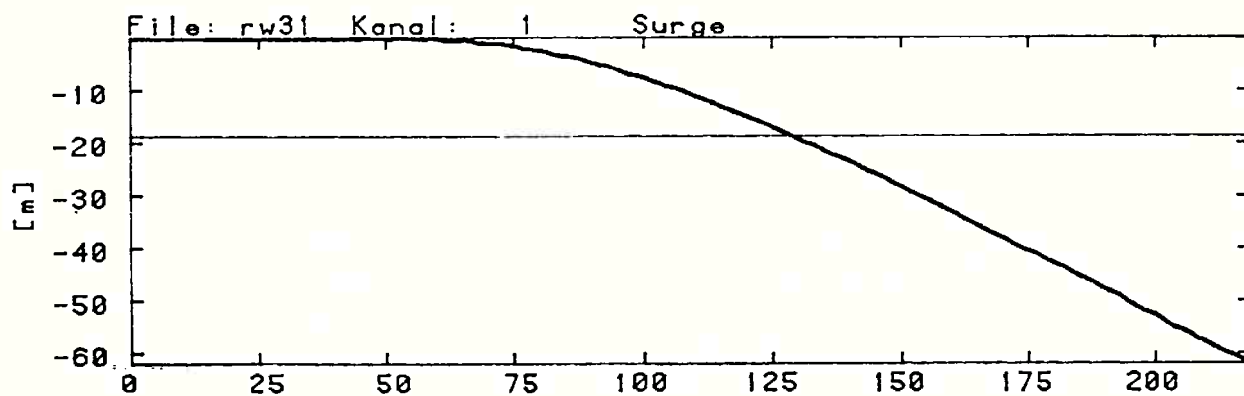
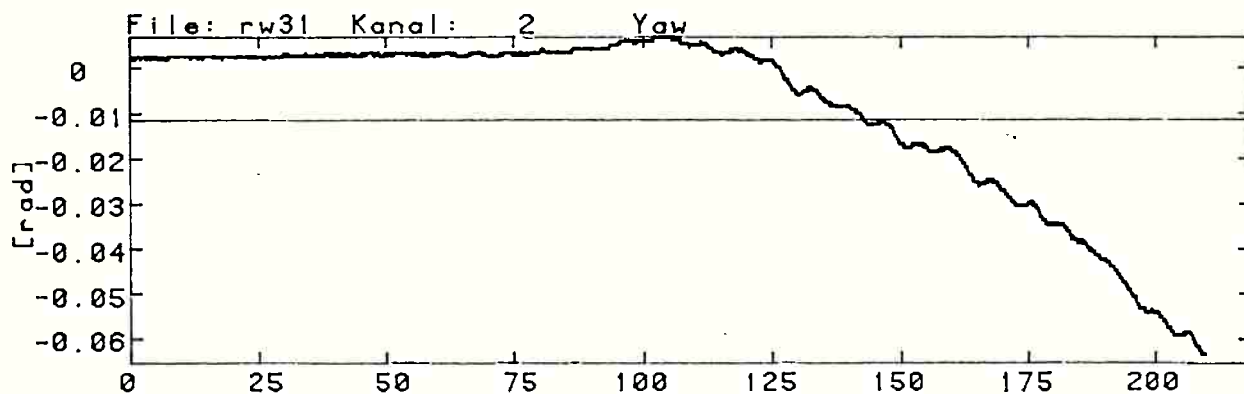
H = 4,0 m



ENSAIO D9

T = 5,0 s

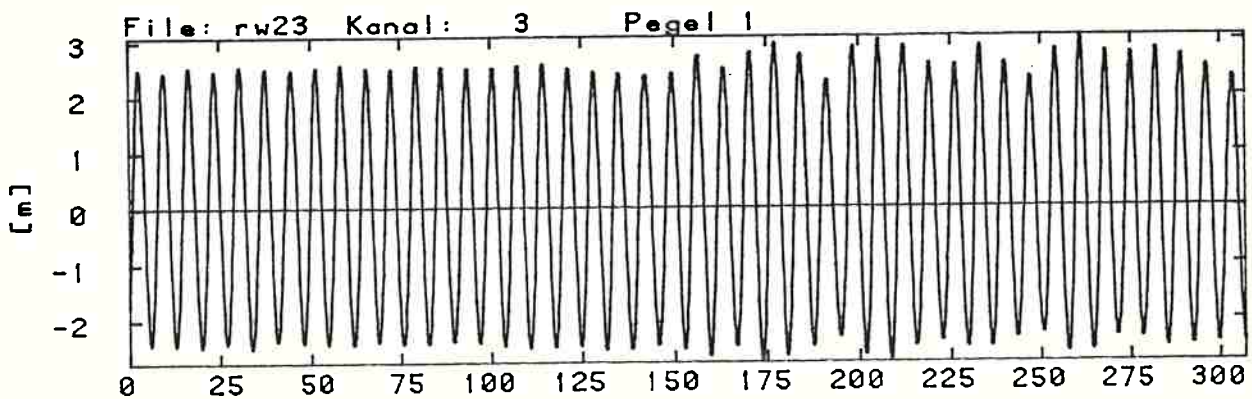
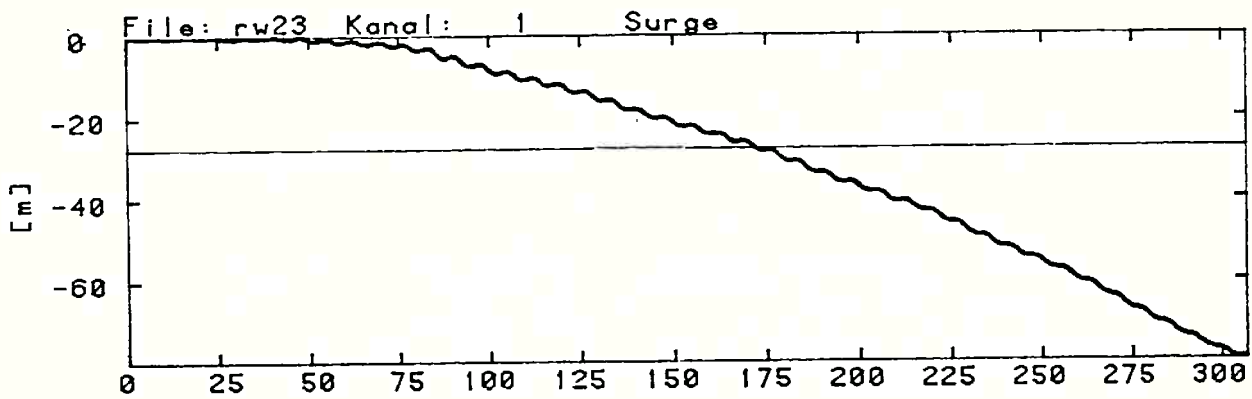
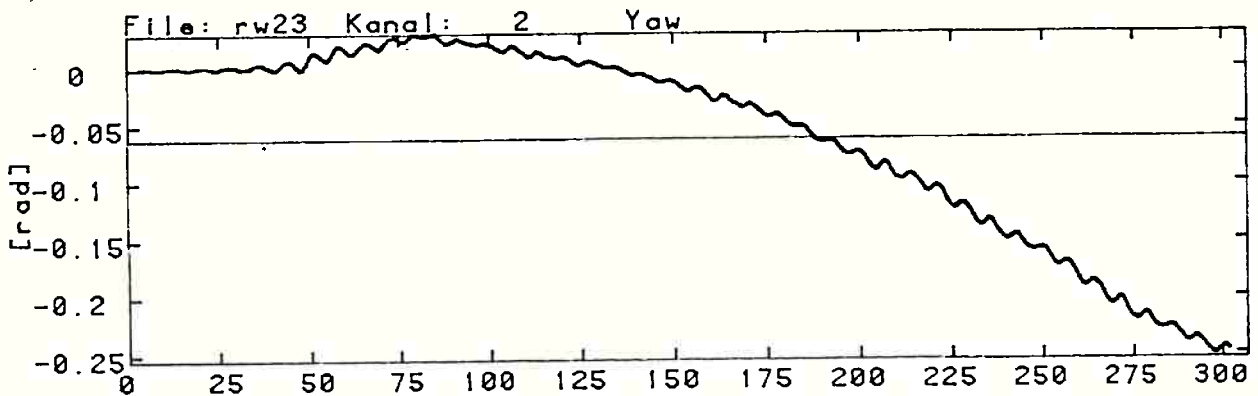
H = 4,0 m



ENSAIO D10

T = 7,0 s

H = 5,0 m



APÊNDICE E : OUTROS RESULTADOS PARA A CONDIÇÃO LIVRE

- ONDAS IRREGULARES -

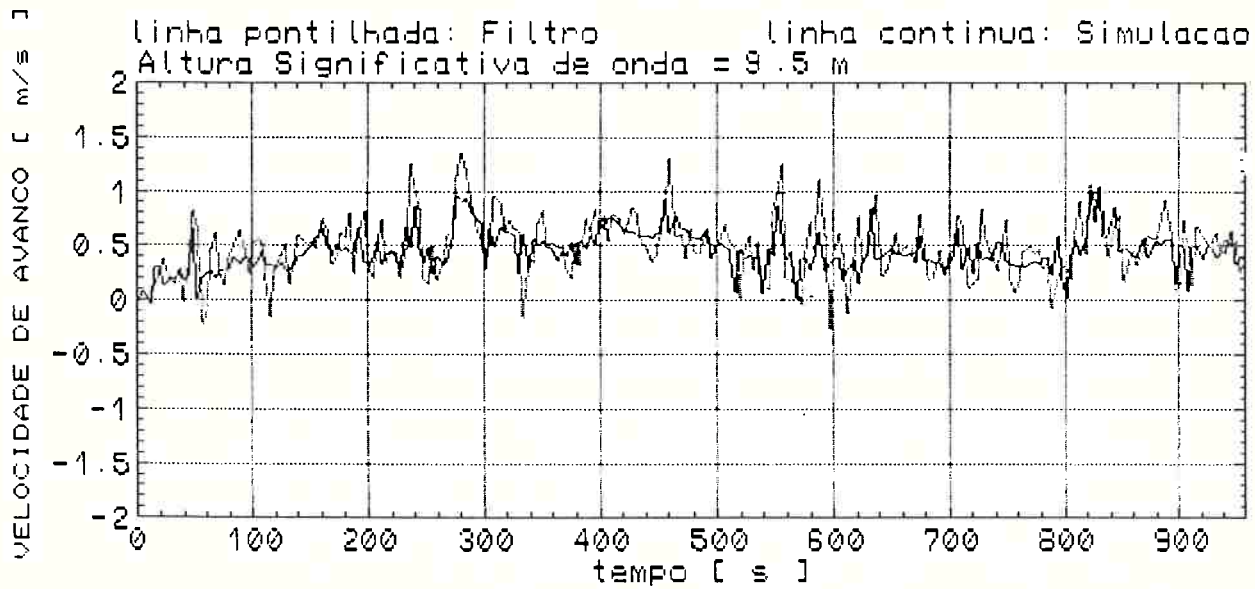
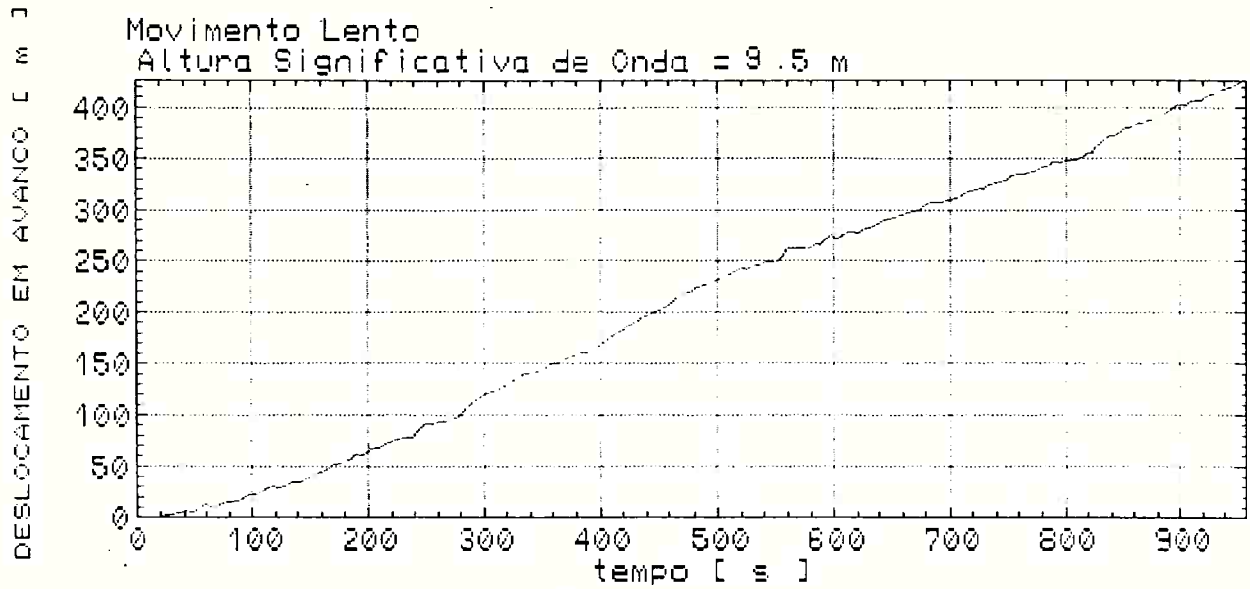
Apêndice E1 : SIMULAÇÃO

Apêndice E2 : ENSAIOS

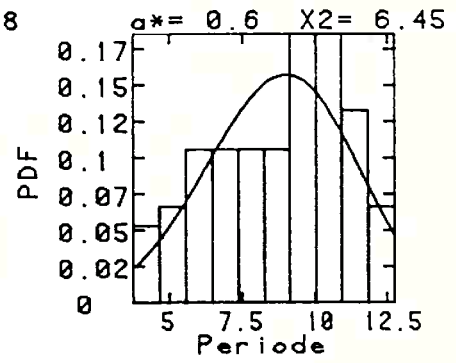
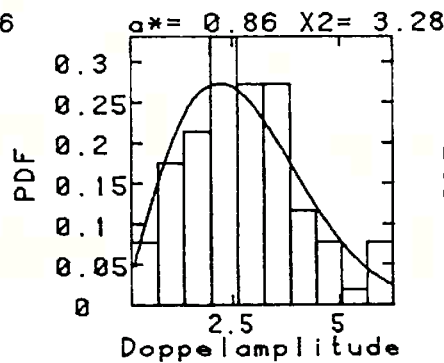
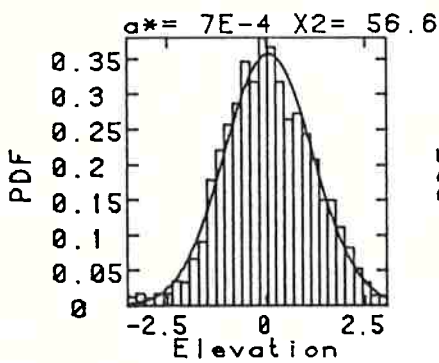
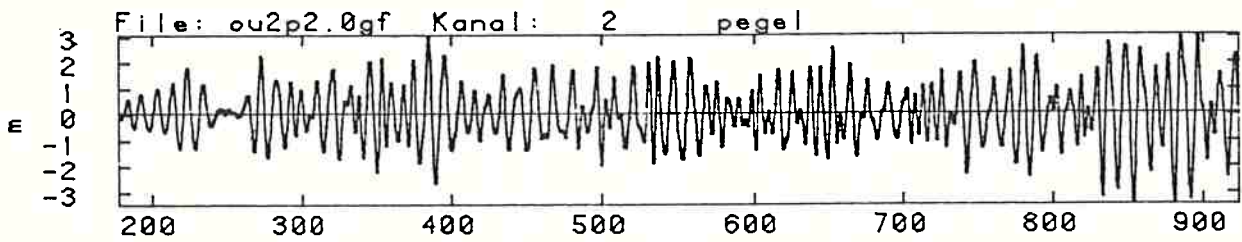
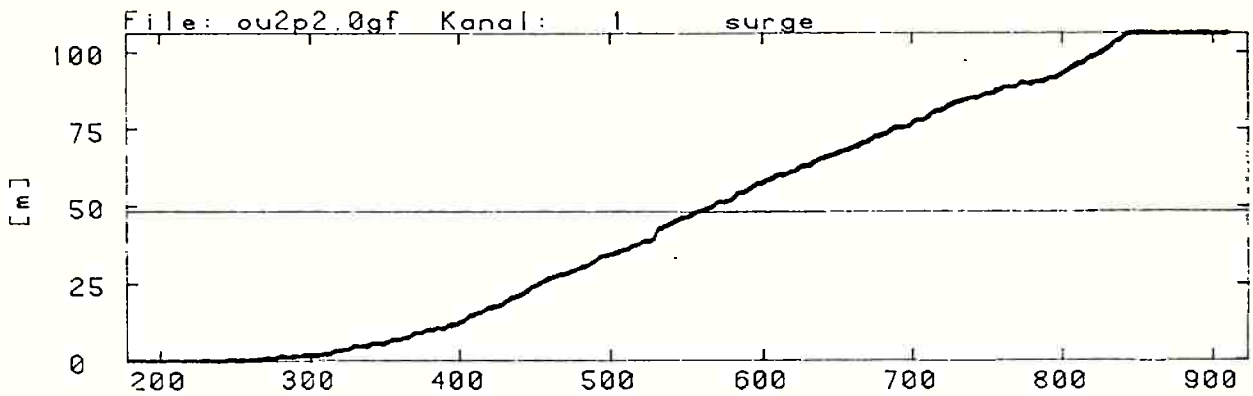
As ondas incidentes deste apêndice, tanto para simulação quanto para os ensaios, foram geradas a partir do espectro de Pierson-Moskovitz.

SIMULAÇÃO E1.1

$$H_{1/3} = 9,5 \text{ m}$$



ENSAIO E2.1

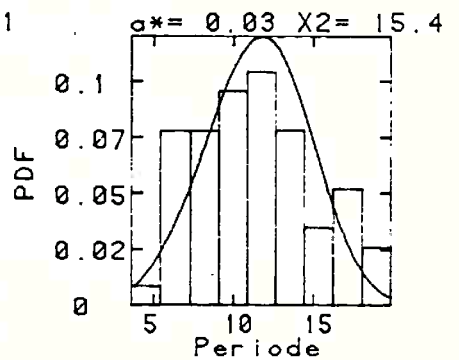
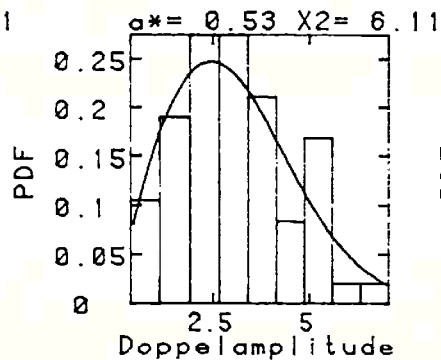
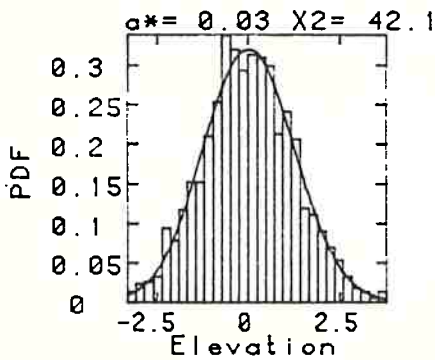
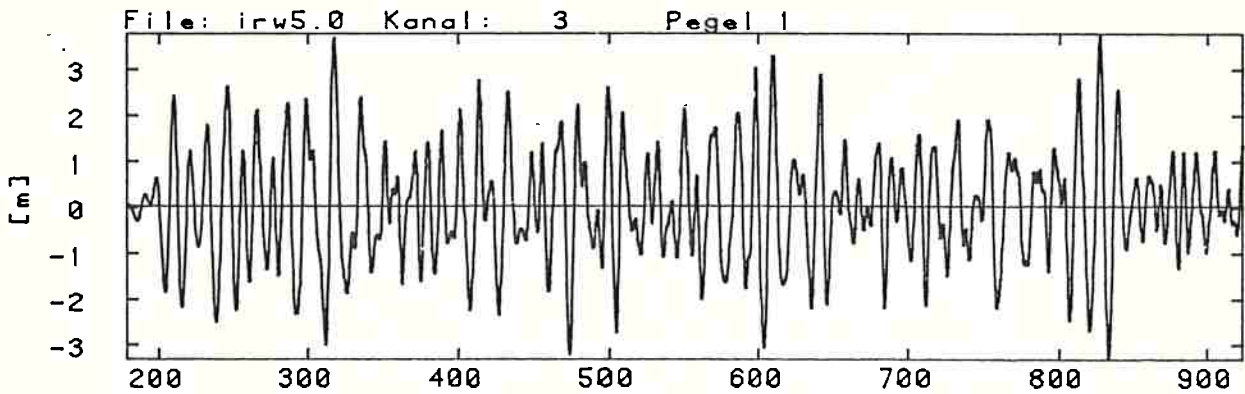
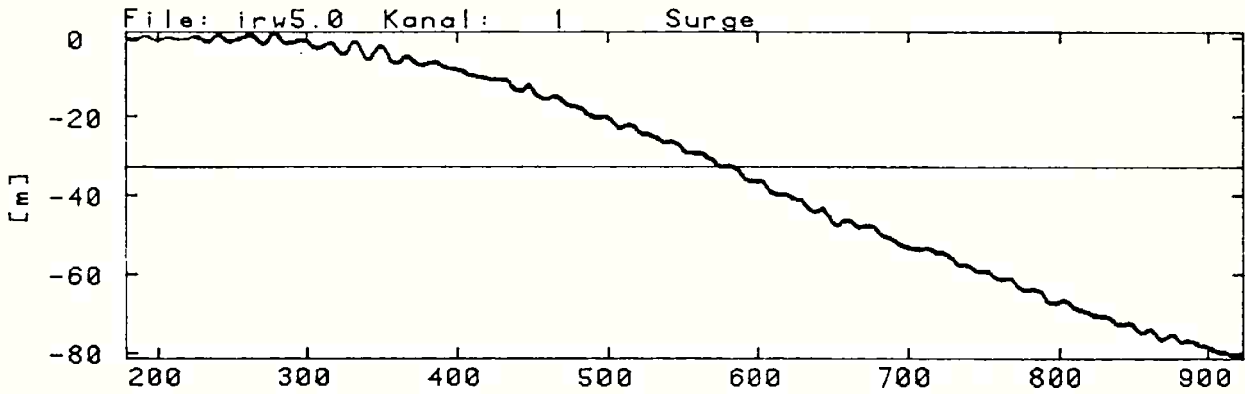
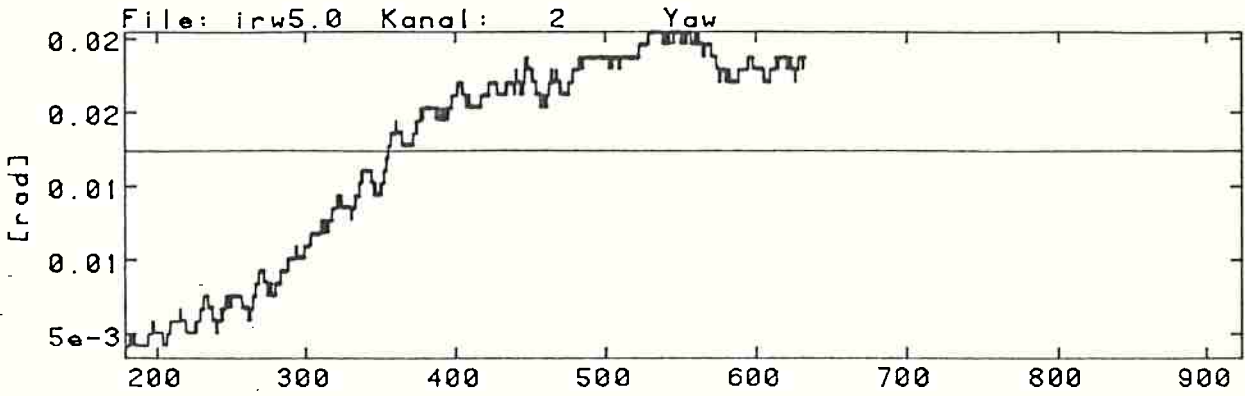


N = 2048
 HN = 84
 dt = 0.36 [s]
 Var = 1.24 [m**2]
 Max = 3.07 [m]
 Min = -3.46 [m]

Hmean = 2.78 [m]
 Hvar = 1.84 [m**2]
 Hmax = 6.28 [m]
 H1/3 = 4.29 [m]
 H1/10 = 5.53 [m]

Tmean = 8.77 [s]
 Tvar = 5.36 [s**2]
 Tmax = 12.7 [s]
 Tmin = 3.77 [s]
 THmax = 11.1 [s]

ENSAIO E2.2



N = 2048
 HN = 64
 dt = 0.36 [s]
 Var = 1.55 [m**2]
 Max = 3.78 [m]
 Min = -3.3 [m]

Hmean = 3.07 [m]
 Hvar = 2.14 [m**2]
 Hmax = 7.09 [m]
 H1/3 = 4.74 [m]
 H1/10 = 5.84 [m]

Tmean = 11.5 [s]
 Tvar = 14.1 [s**2]
 Tmax = 19.8 [s]
 Tmin = 3.63 [s]
 THmax = 12.3 [s]

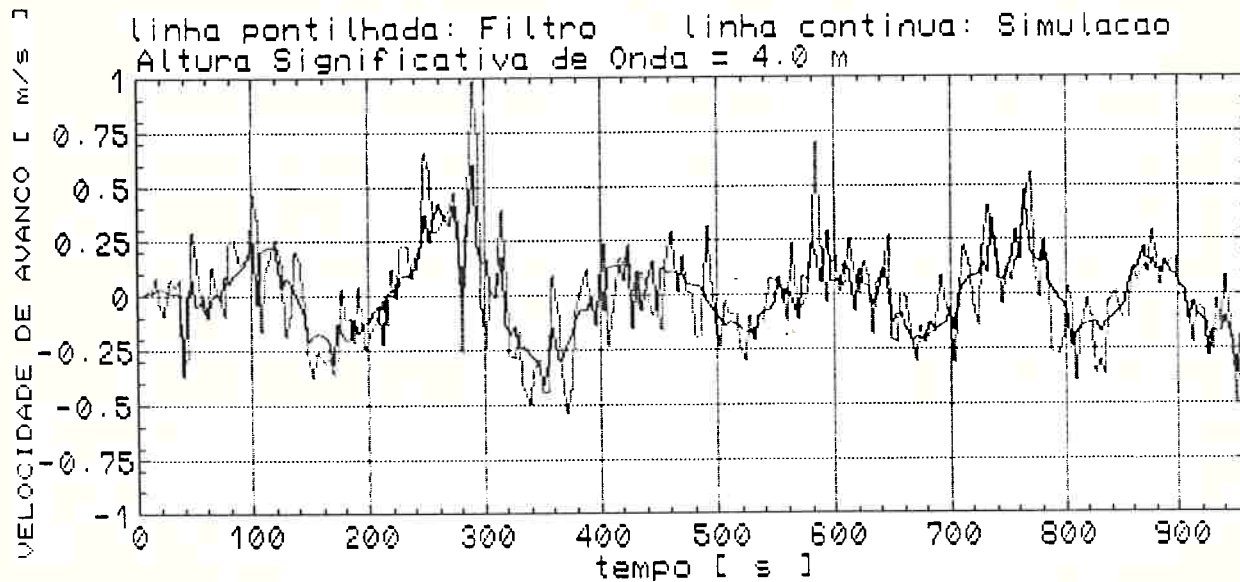
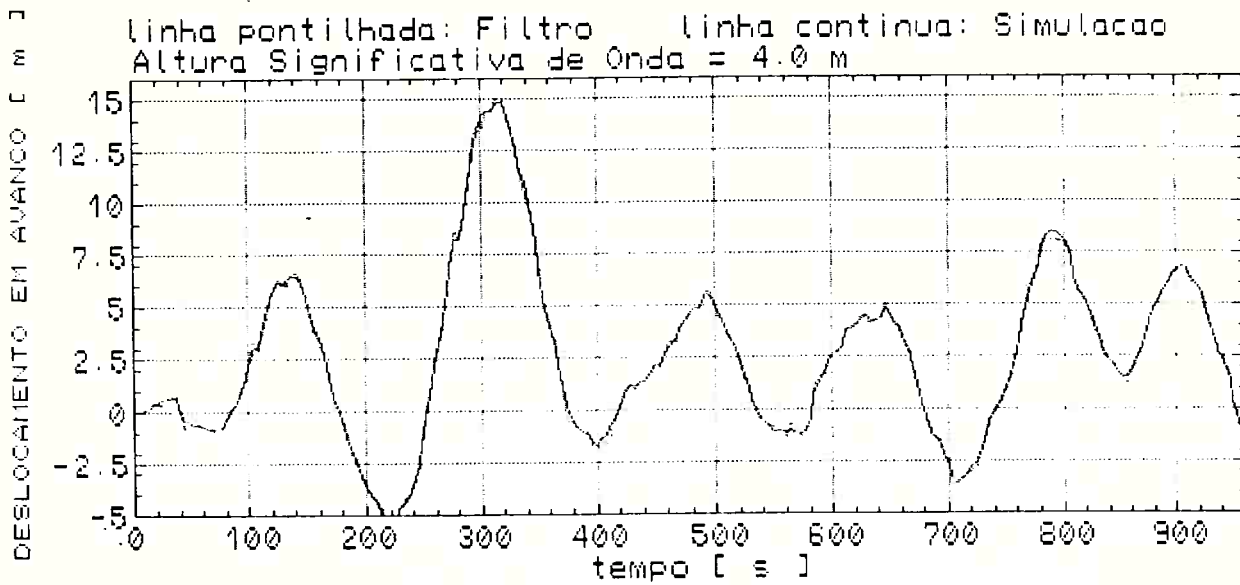
APÊNDICE F : OUTROS RESULTADOS PARA A CONDIÇÃO CONTROLADA

F.1 : Simulações: Ondas geradas a partir do espectro de Pierson-Moskowitz. Controle LQG.

F.2 : ENSAIOS: Nos ENSAIOS com 2 propulsores utilizou-se apenas o espectro de Pierson-Moskowitz. Nos ENSAIOS com 3 propulsores, o espectro utilizado é indicado na figura.

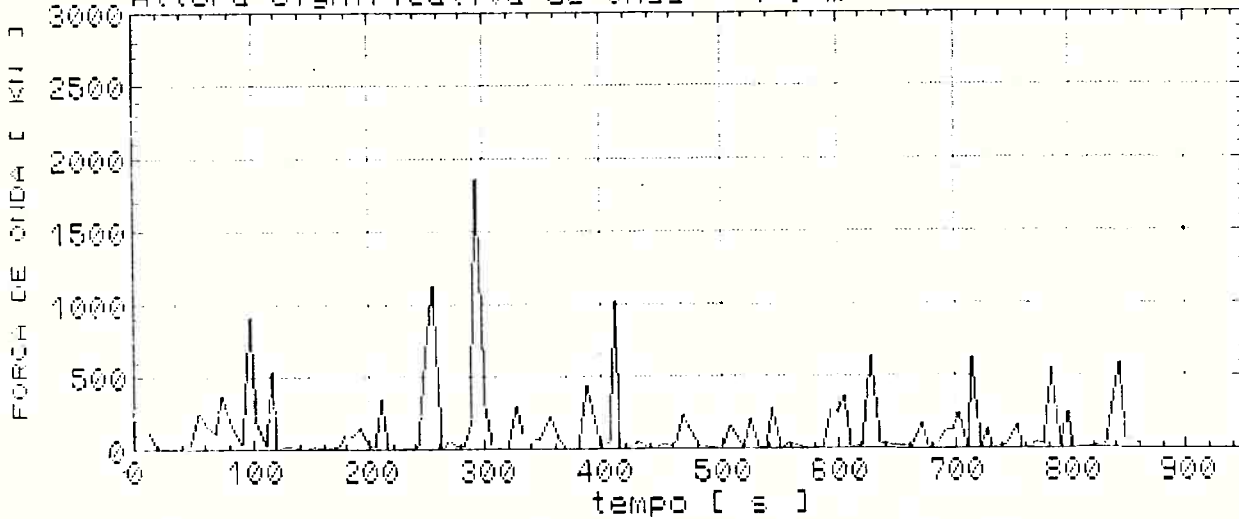
Alguns testes utilizam a mesma condição de excitação, porém variou-se os ganhos de controle procurando identificar os que produzissem os melhores resultados.

SIMULAÇÃO F1.1

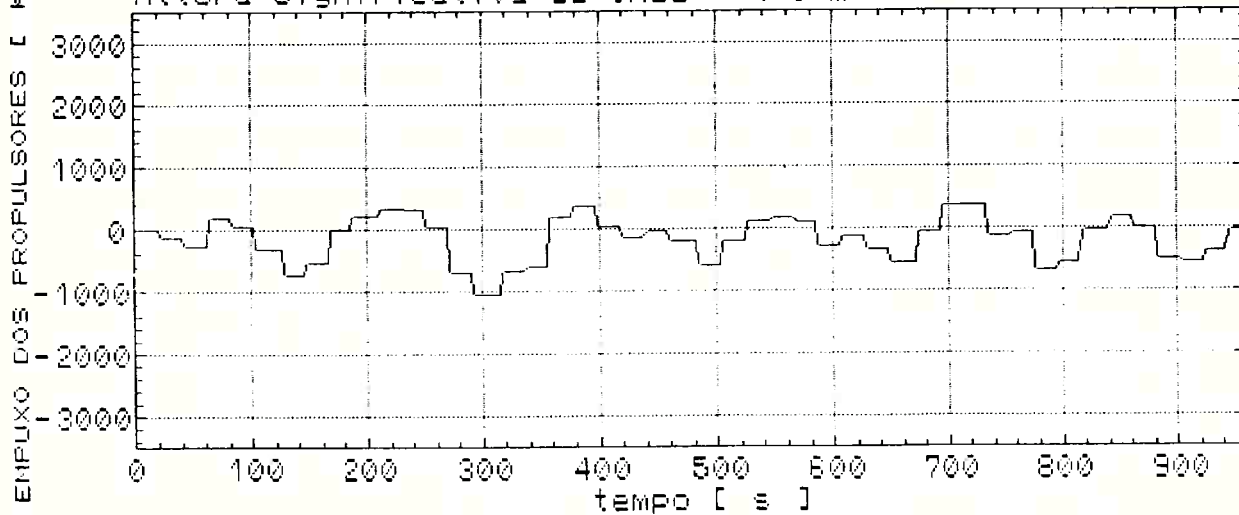


SIMULAÇÃO F1.1

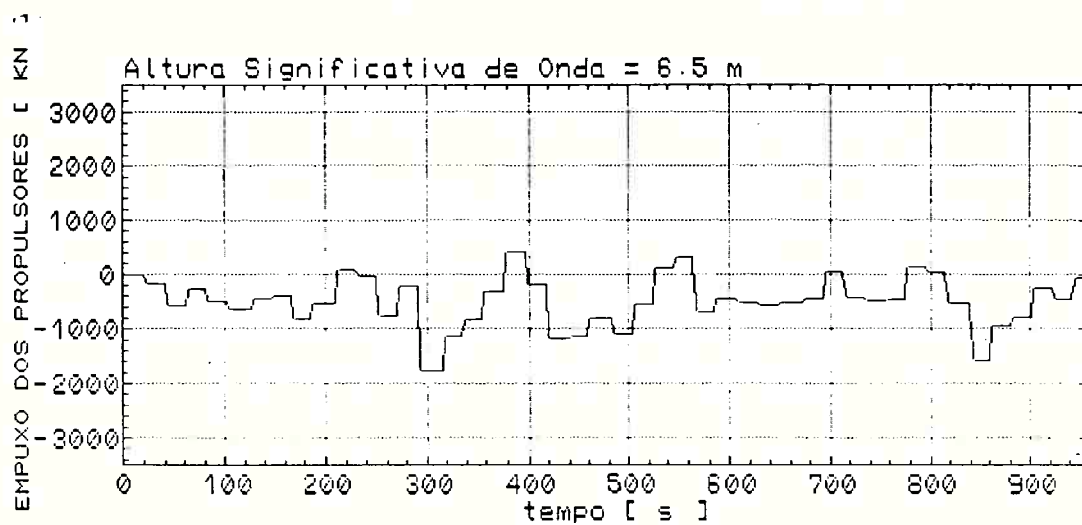
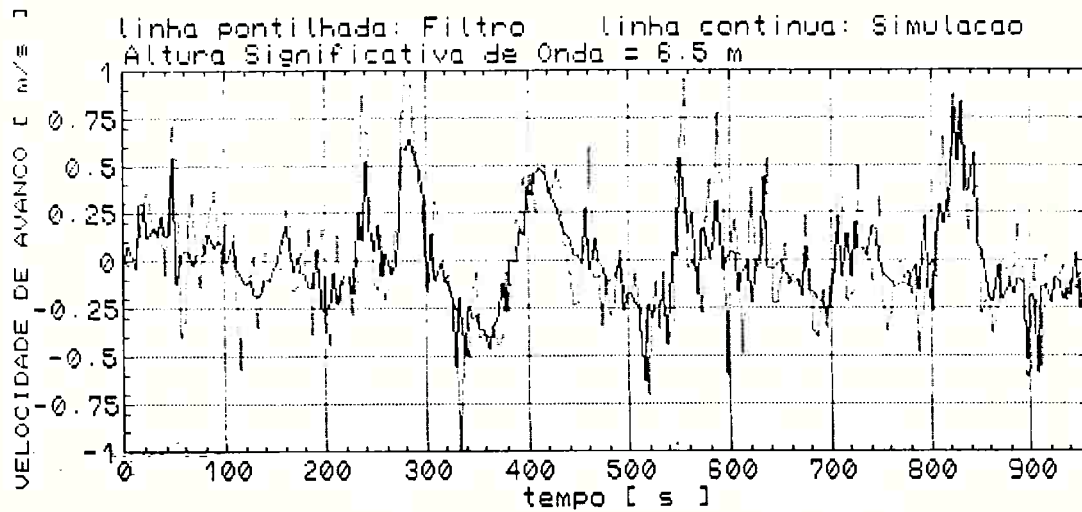
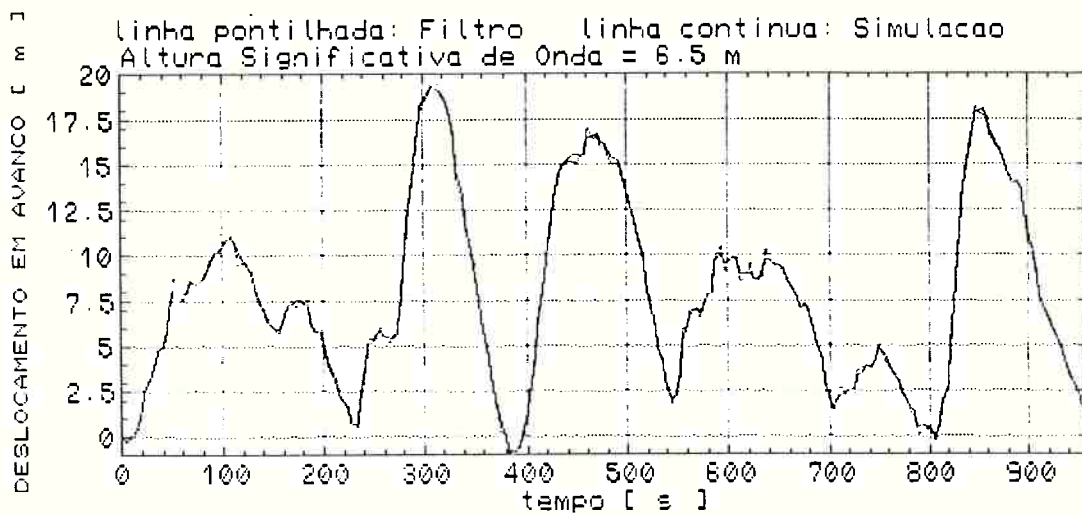
Força de Onda de Segunda Ordem de Variação Lenta
Altura Significativa de Onda = 4.0 m



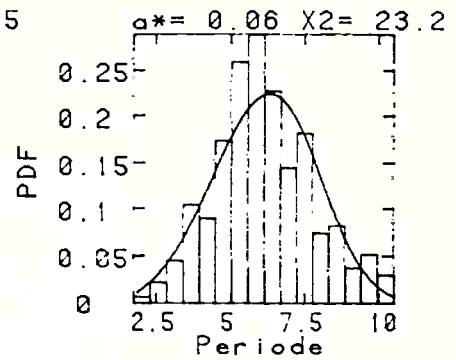
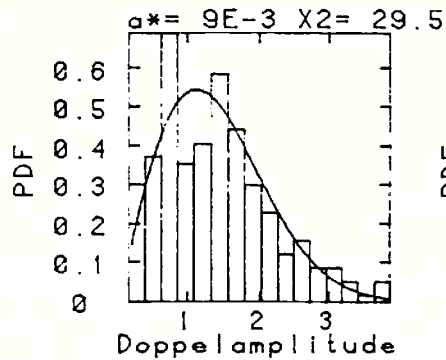
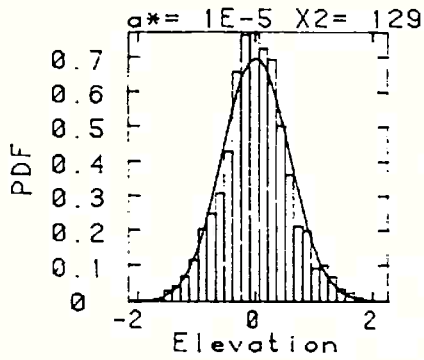
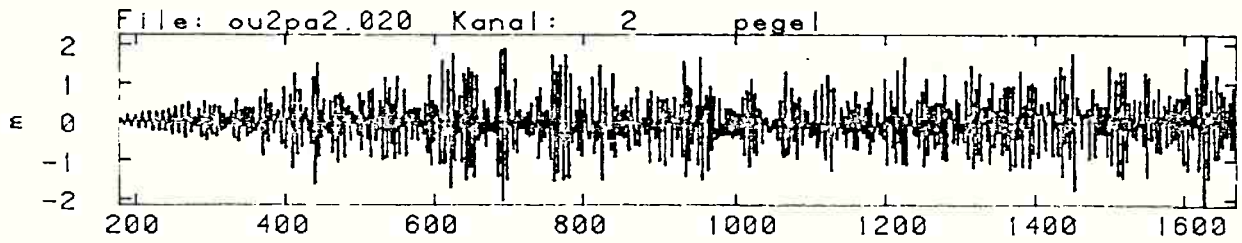
linha pontilhada: Filtro linha contínua: Simulação
Altura Significativa de Onda = 4.0 m



SIMULAÇÃO F1.2



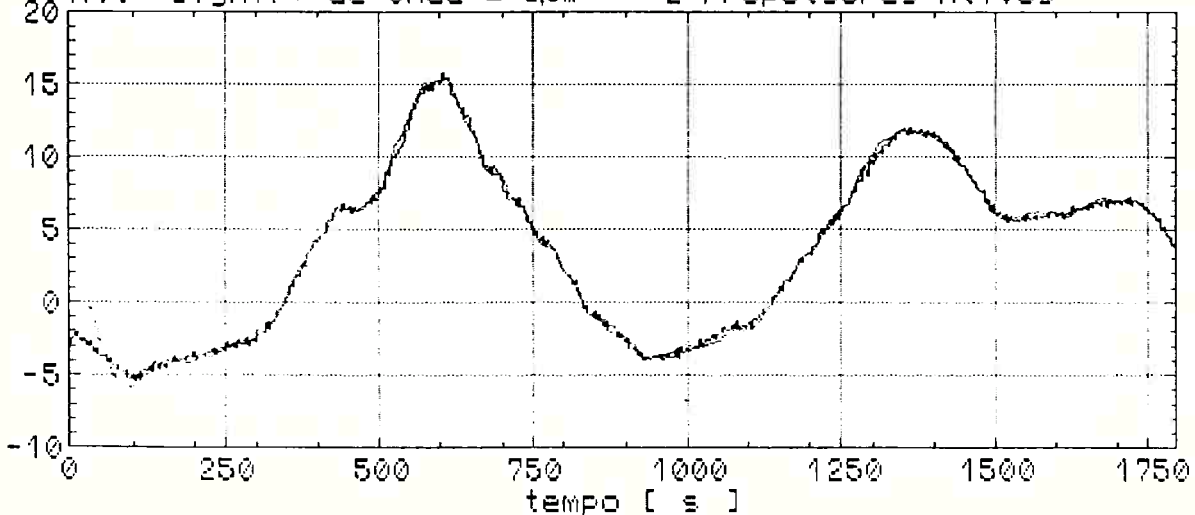
ENSAIO F2.1



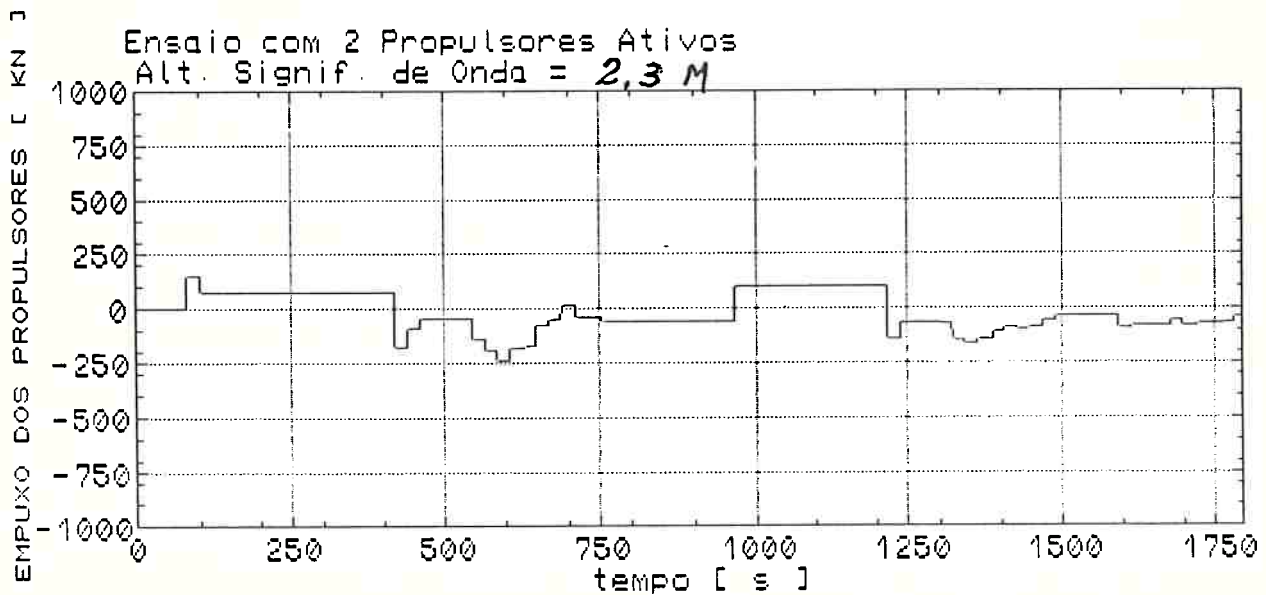
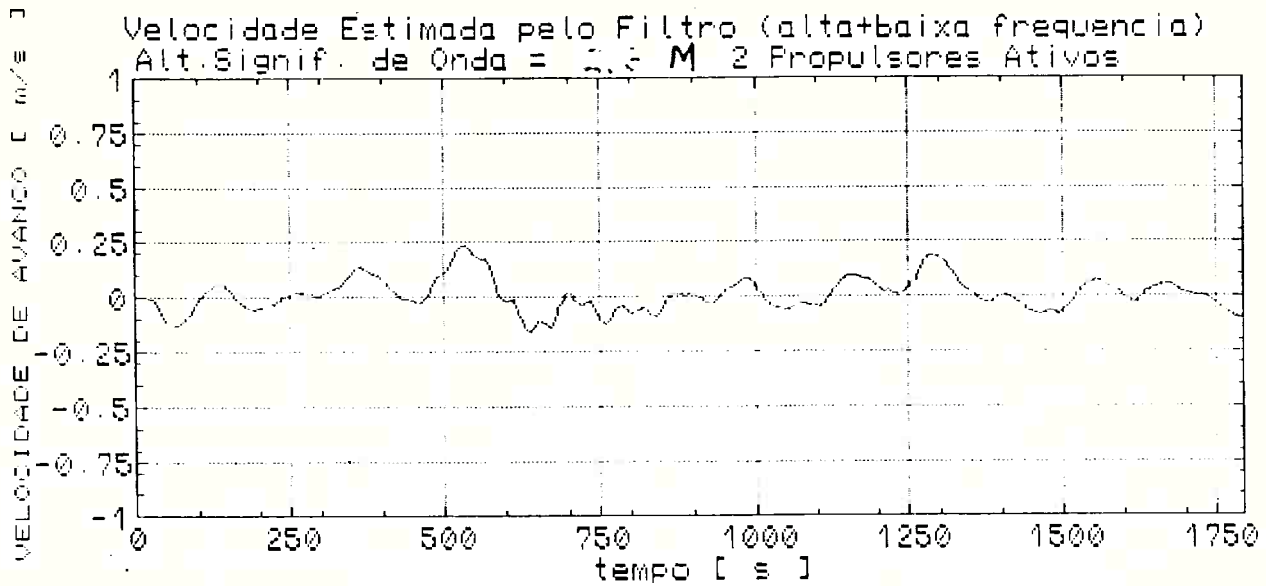
N.	= 4096	Hmean	= 1.39 [m]	Tmean	= 6.13 [s]
HN	= 241	Hvar	= 0.62 [m**2]	Tvar	= 2.78 [s**2]
dt	= 0.36 [s]	Hmax	= 3.9 [m]	Tmax	= 10.5 [s]
Var	= 0.33 [m**2]	H1/3	= 2.3 [m]	Tmin	= 1.77 [s]
Max	= 2.27 [m]	H1/10	= 3.02 [m]	THmax	= 6.32 [s]
Min	= -2.16 [m]				

DESLOCAMENTO EM AVANCO [m]

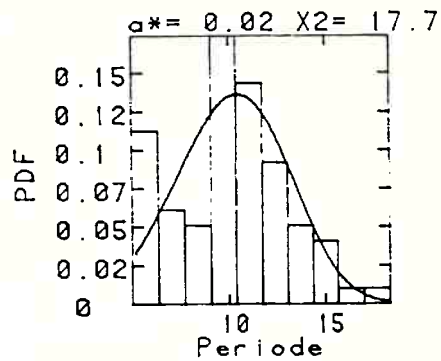
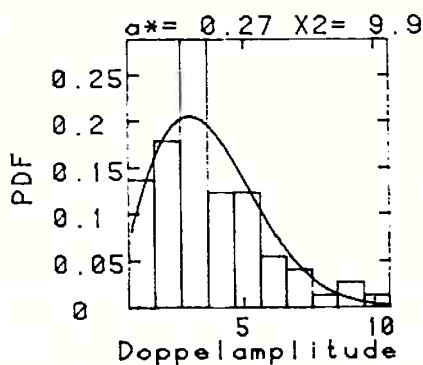
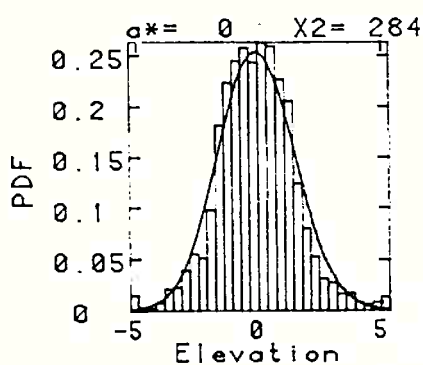
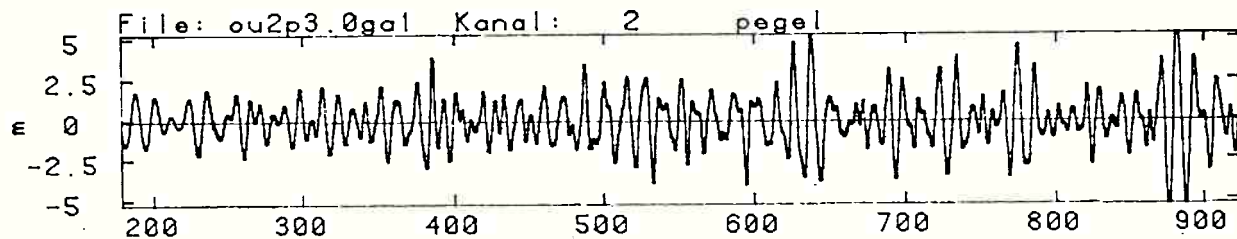
linha pontilhada: Filtro linha continua: Ensaio
 Alt. Signif. de Onda = 2,3m 2 Propulsores Ativos



ENSAIO F2.1



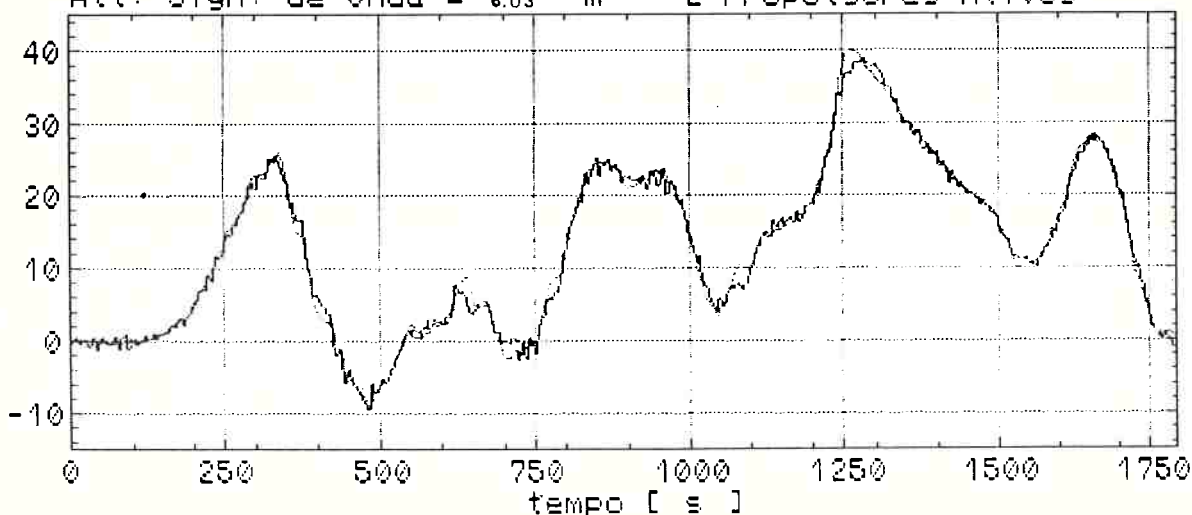
ENSAIO F2.2



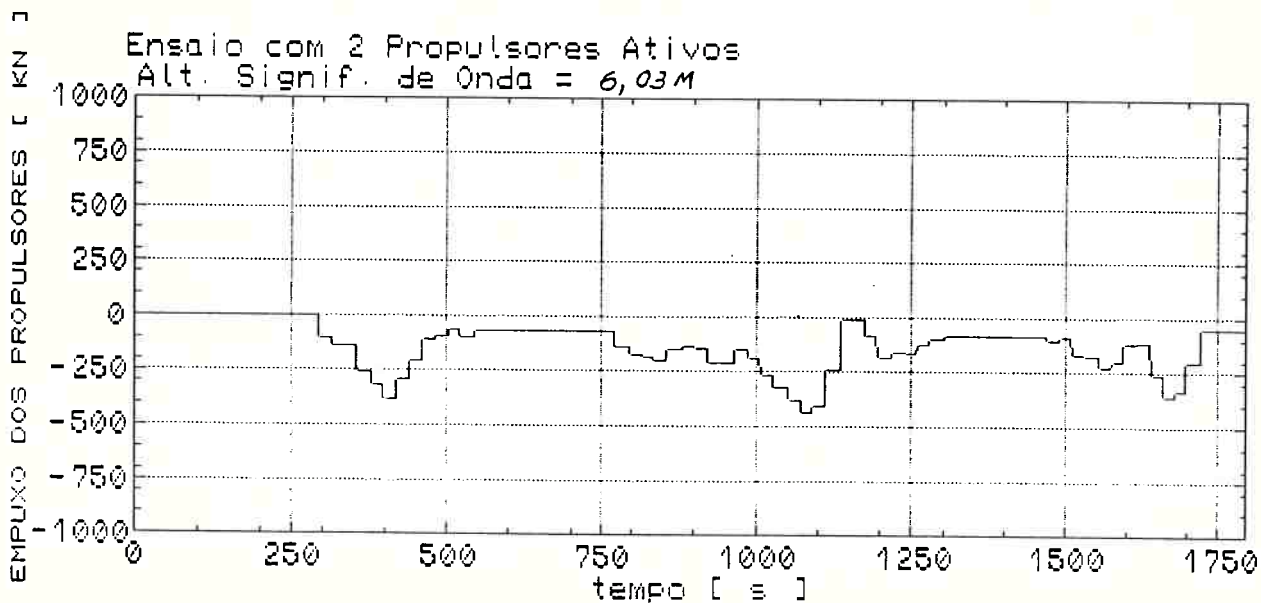
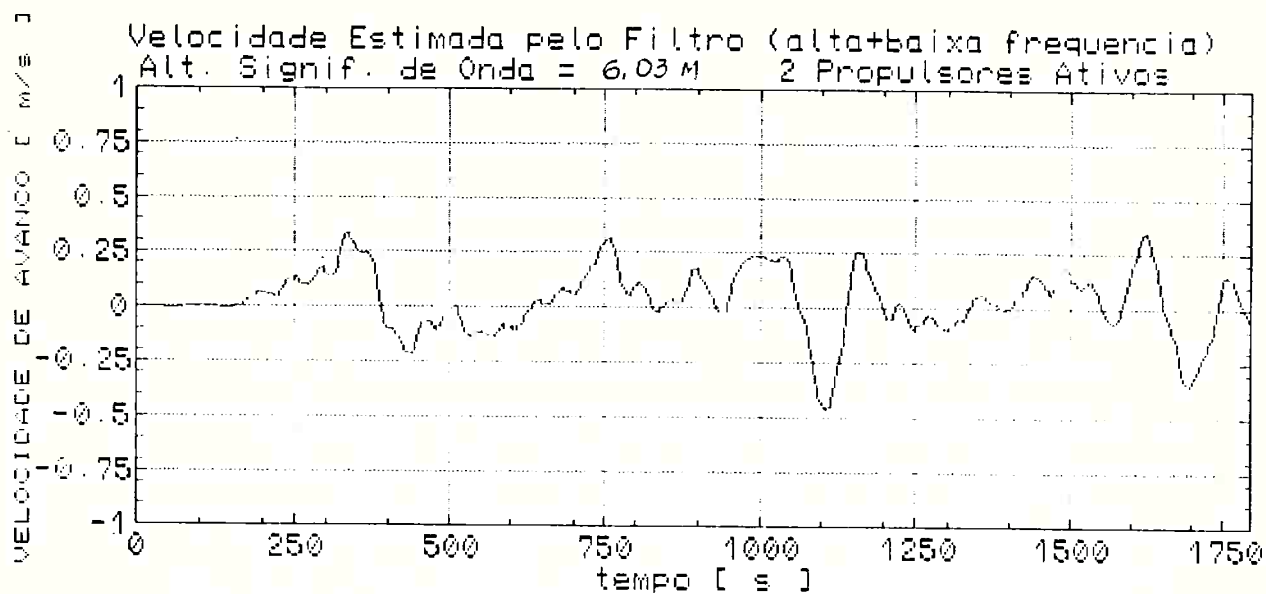
N.	= 2048	Hmean	= 3.69 [m]	Tmean	= 10.1 [s]
HN	= 73	Hvar	= 4.28 [m**2]	Tvar	= 9.12 [s**2]
dt	= 0.36 [s]	Hmax	= 10.6 [m]	Tmax	= 18.4 [s]
Var	= 2.45 [m**2]	H1/3	= 6.03 [m]	Tmin	= 5.01 [s]
Max	= 5.29 [m]	H1/10	= 8.29 [m]	THmax	= 12 [s]
Min	= -5.3 [m]				

DESLOCAMENTO EM AVANCO [s]

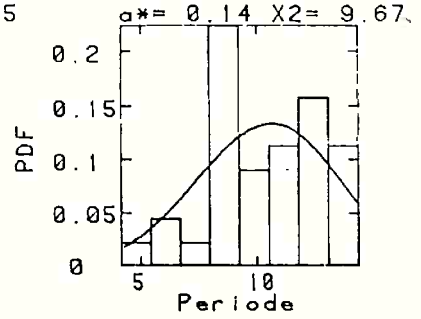
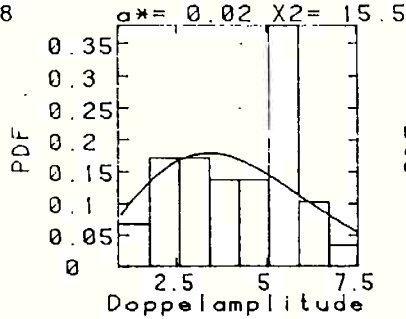
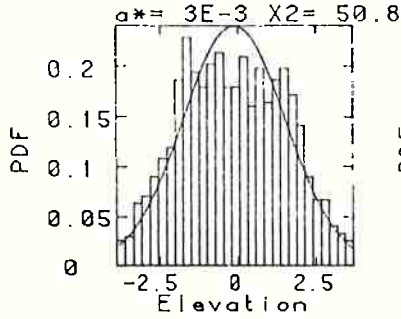
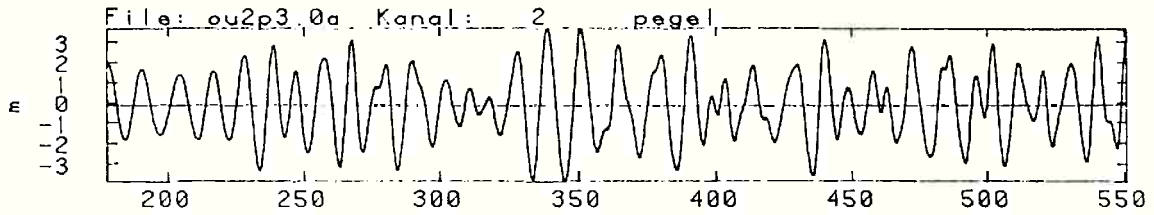
linha pontilhada: Filtro linha continua: Ensaio
 Alt. Sign. de Onda = 6.03 m 2 Propulsores Ativos



ENSAIO F2.2

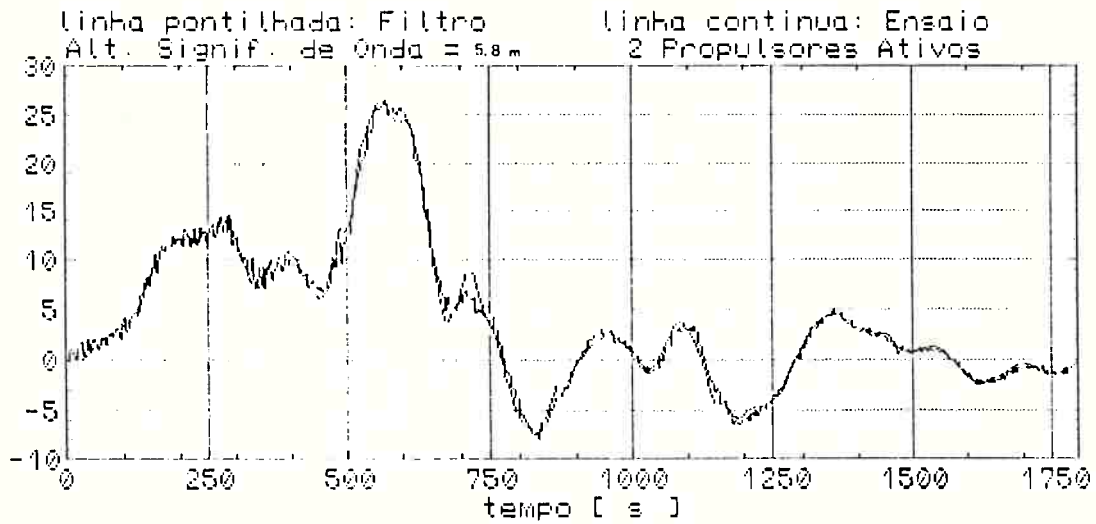


ENSAIO F2.3

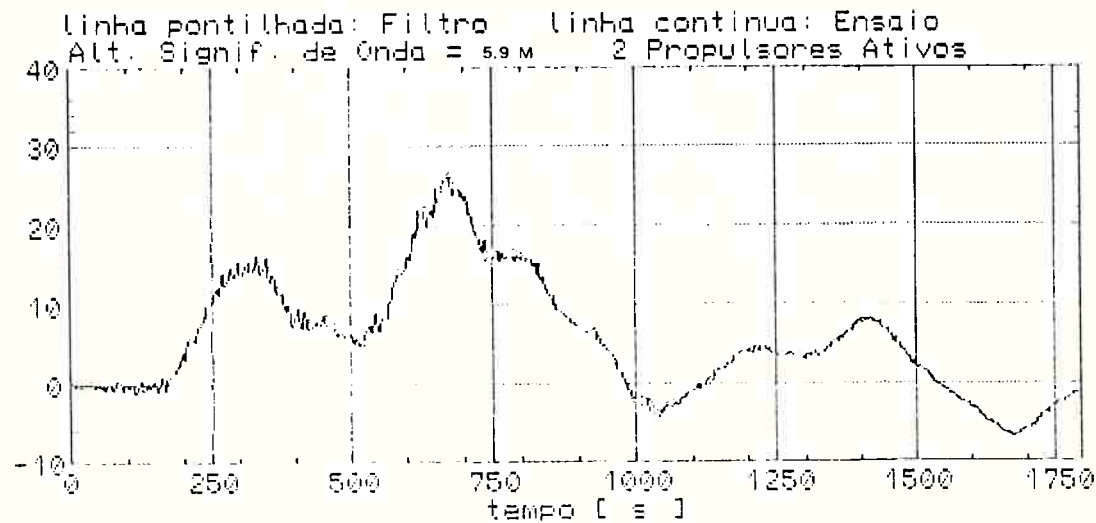


N	= 1024	Hmean	= 4.23 [m]	Tmean	= 10.3 [s]
NN	= 35	Hvar	= 2.61 [m**2]	Tvar	= 6.33 [s**2]
dt	= 0.36 [s]	Hmax	= 7.55 [m]	Tmax	= 14.3 [s]
Var	= 2.74 [m**2]	H1/3	= 5.88 [m]	Tmin	= 4.17 [s]
Max	= 3.7 [m]	H1/10	= 6.62 [m]	THmax	= 12.2 [s]
Min	= -3.85 [m]				

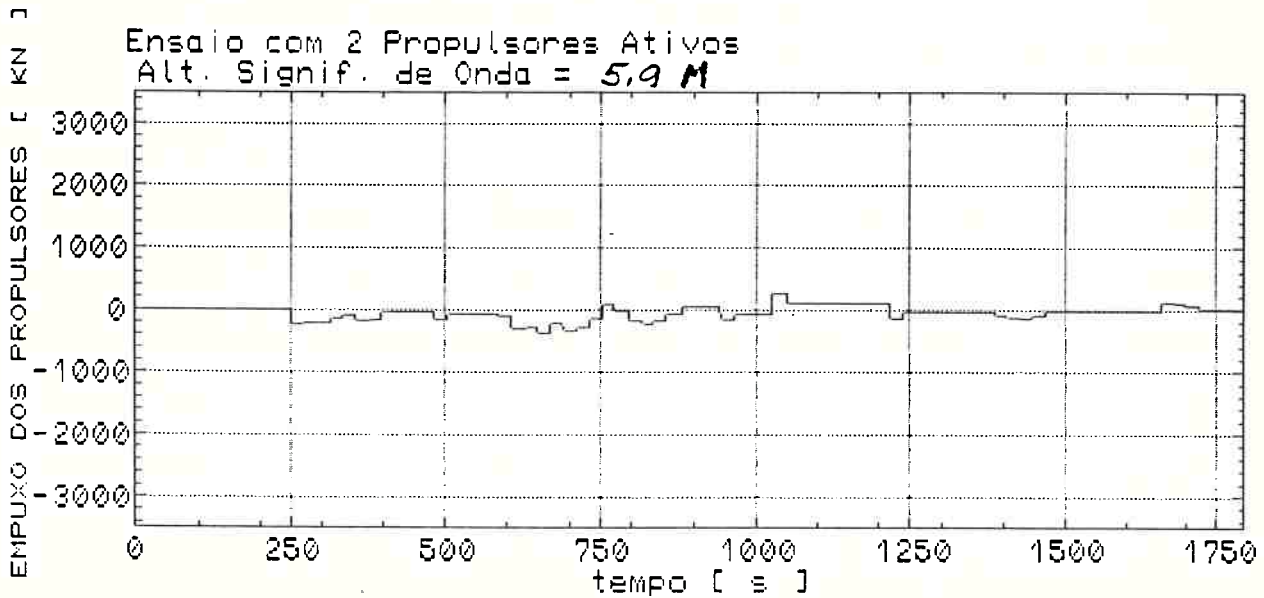
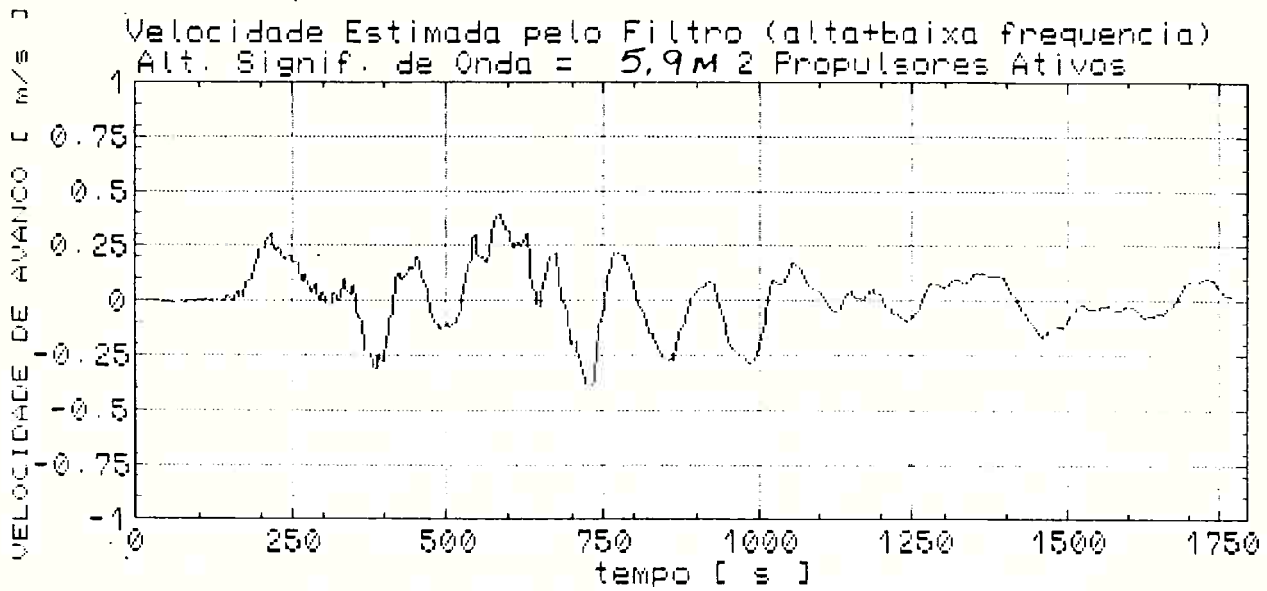
DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]



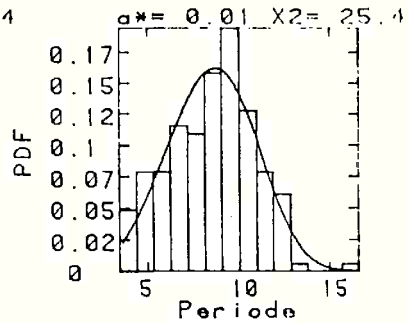
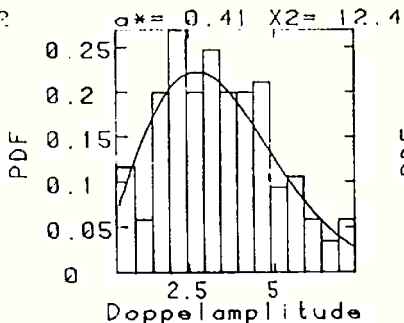
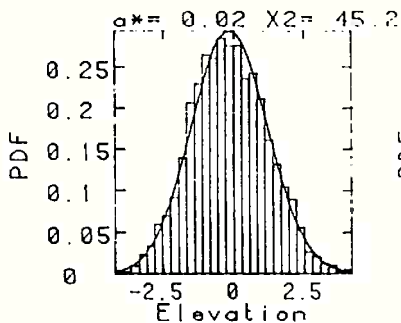
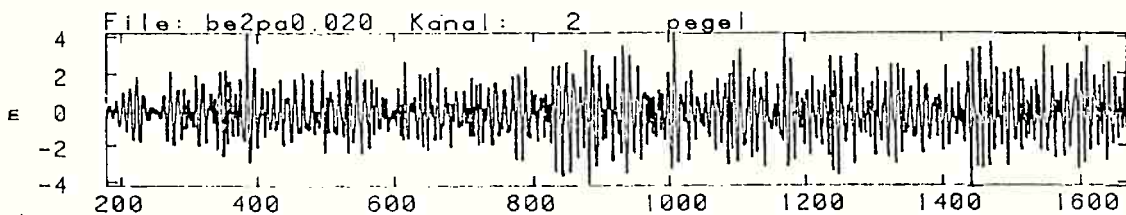
DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]



ENSAIO F2.3

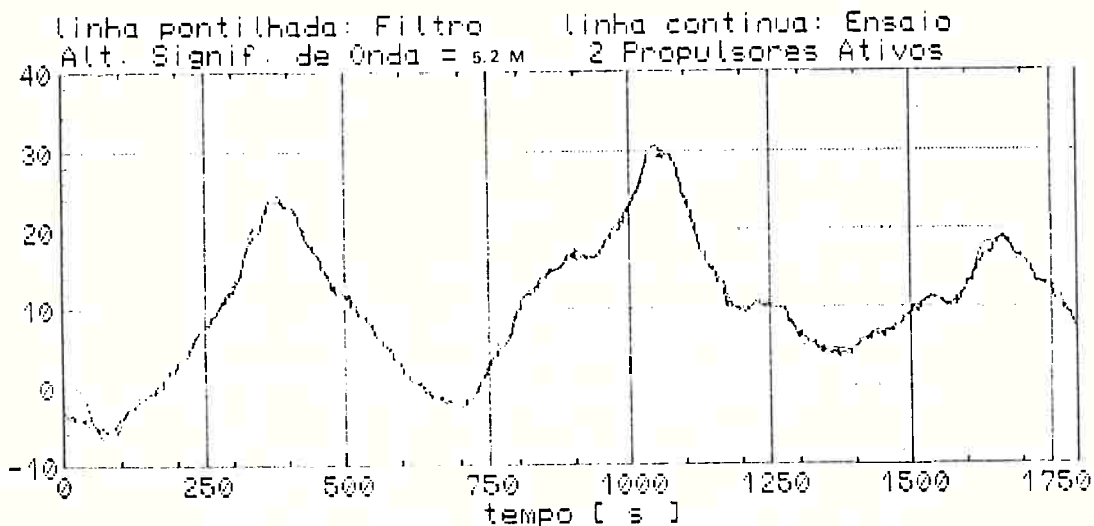


ENSAIO F2.4

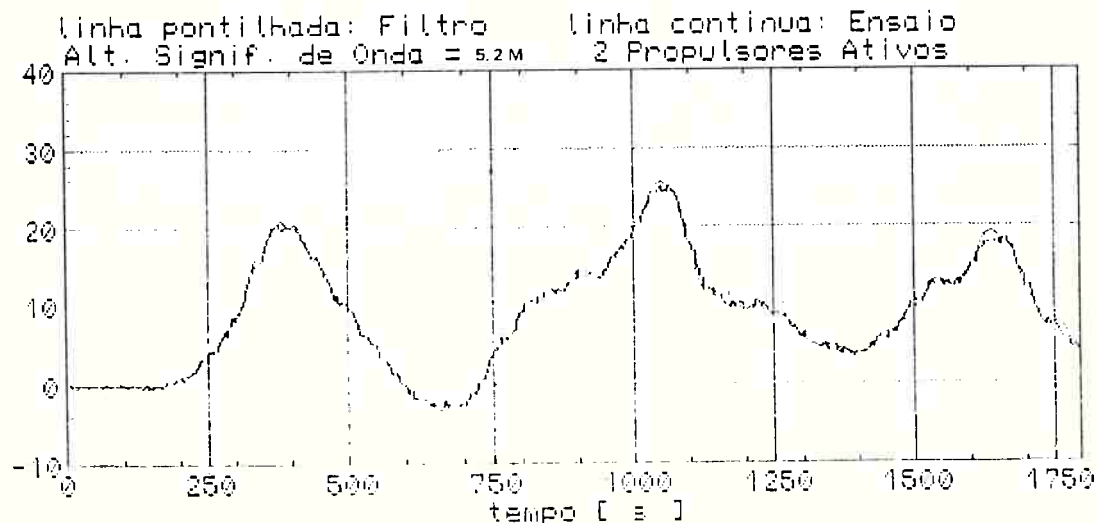


N	= 4096	Hmean	= 3.41 [m]	Tmean	= 8.48 [s]
HN	= 175	Hvar	= 2.48 [m**2]	Tvar	= 5.39 [s**2]
dt	= 0.36 [s]	Hmax	= 7.31 [m]	Tmax	= 16.6 [s]
Var	= 1.83 [m**2]	H1/3	= 5.21 [m]	Tmin	= 3.47 [s]
Max	= 4.21 [m]	H1/10	= 6.41 [m]	THmax	= 8.57 [s]
Min	= -4.23 [m]				

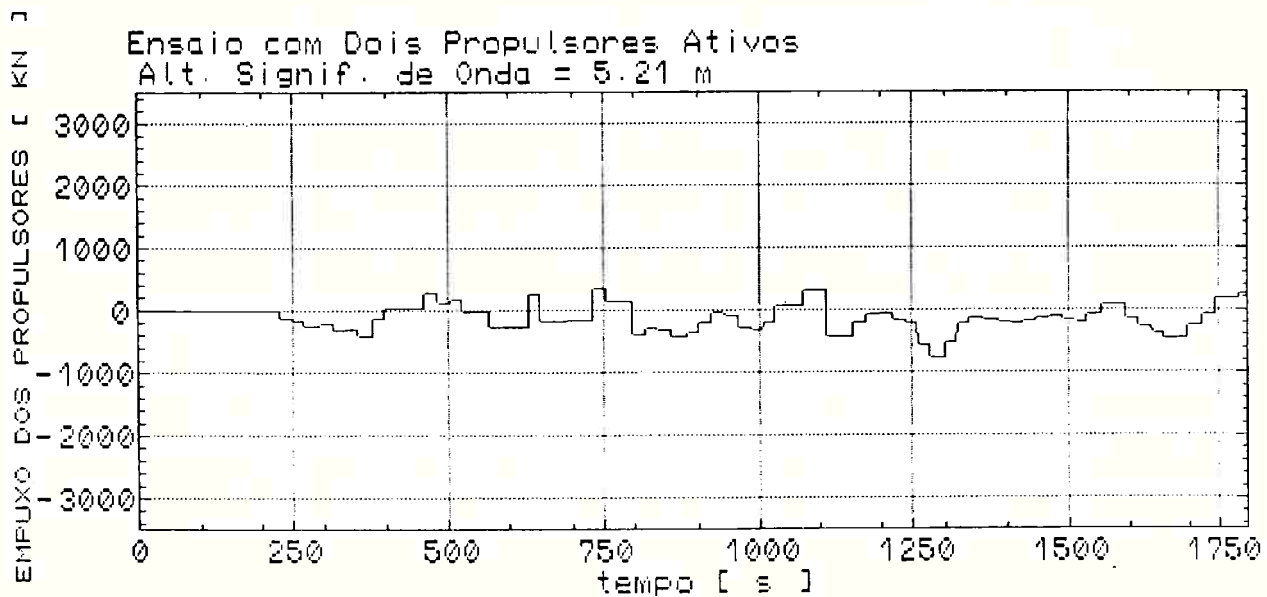
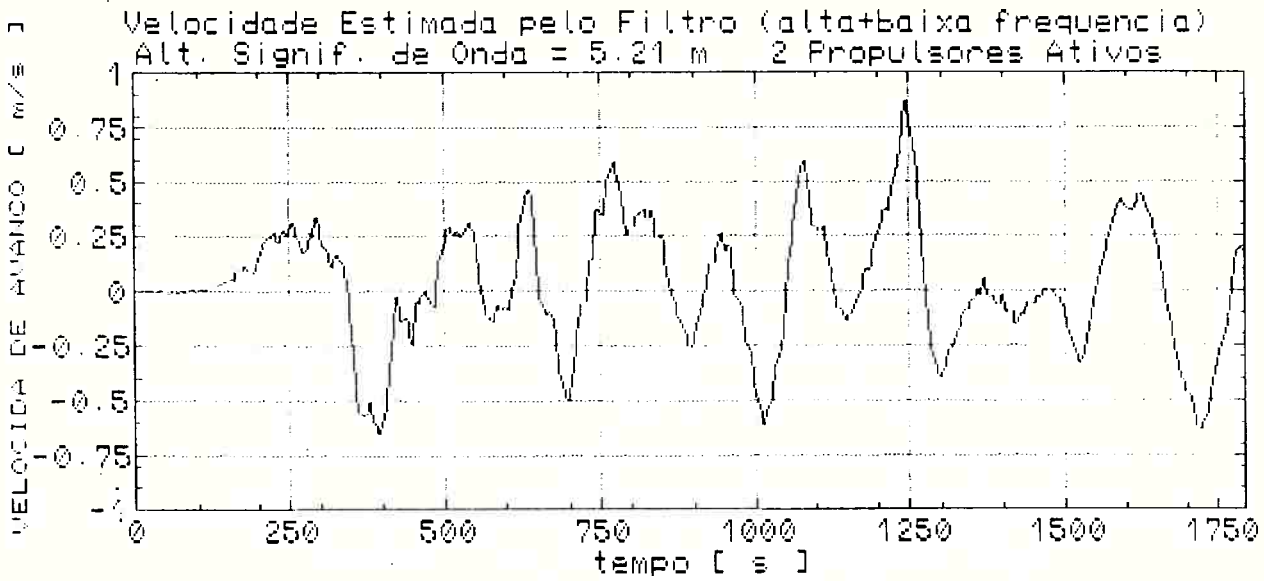
DESLOCAMENTO EM AVANCO [m]



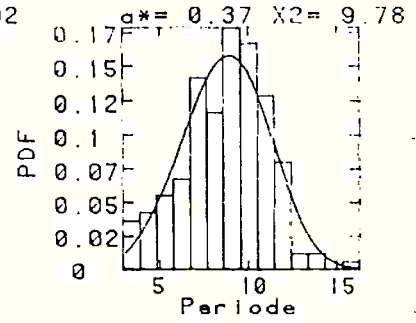
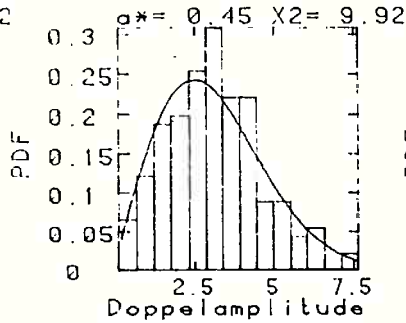
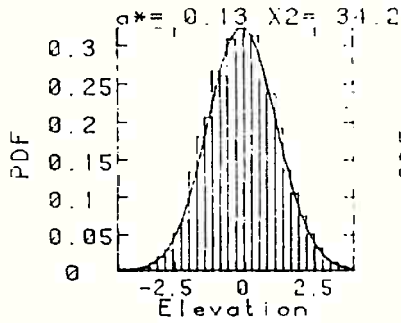
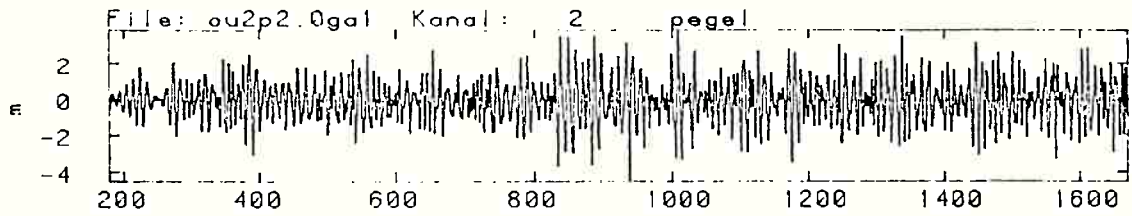
DESLOCAMENTO EM AVANCO [m]



ENSAIO F2.4

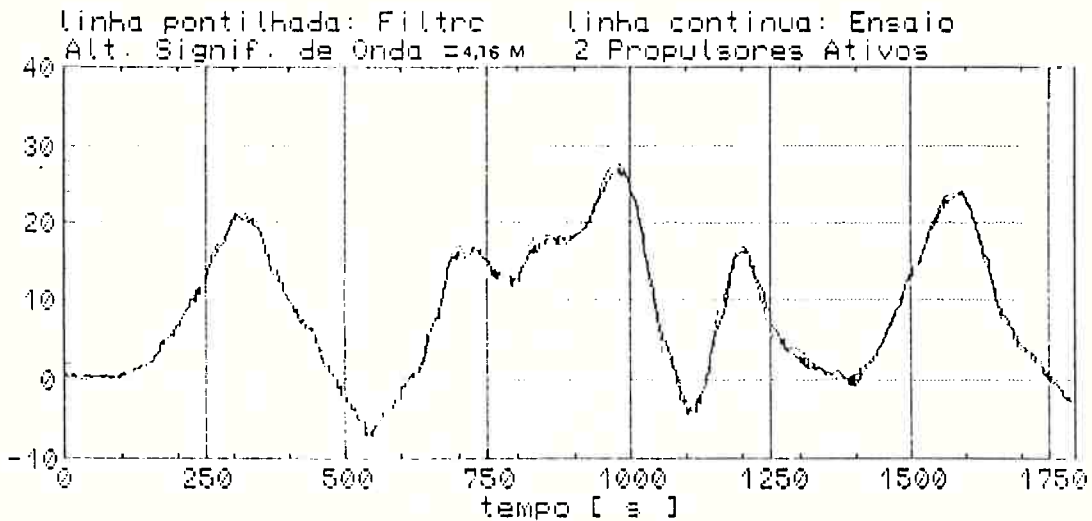


ENSAIO F2.5

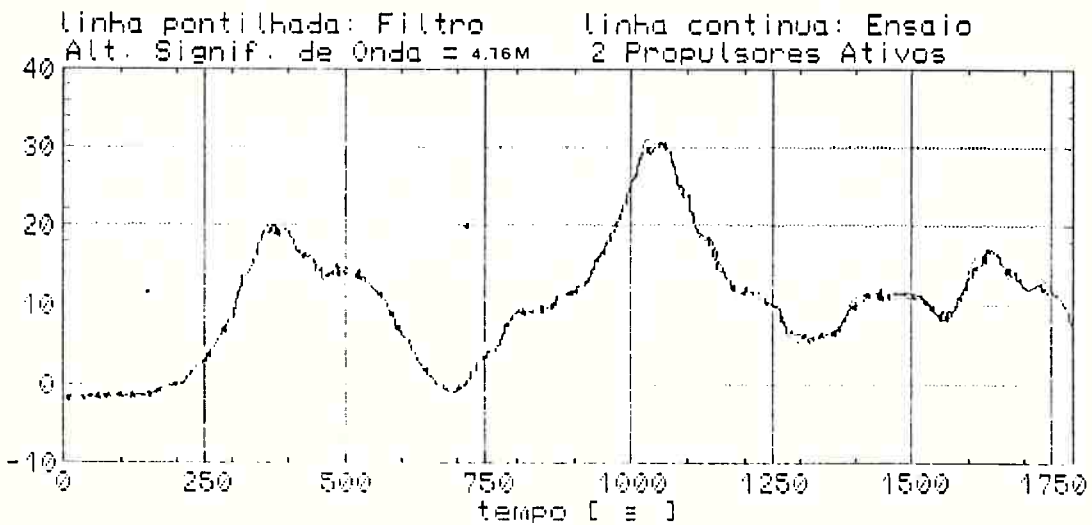


N	= 4096	Hmean	= 3.12 [m]	Tmean	= 8.73 [s]
HN	= 170	Hvar	= 2.14 [m**2]	Tvar	= 5.53 [s**2]
dt	= 0.36 [s]	Hmax	= 7.64 [m]	Tmax	= 16.3 [s]
Var	= 1.51 [m**2]	H1/3	= 4.76 [m]	Tmin	= 2.93 [s]
Max	= 3.86 [m]	H1/10	= 5.92 [m]	THmax	= 9.33 [s]
Min	= -4.52 [m]				

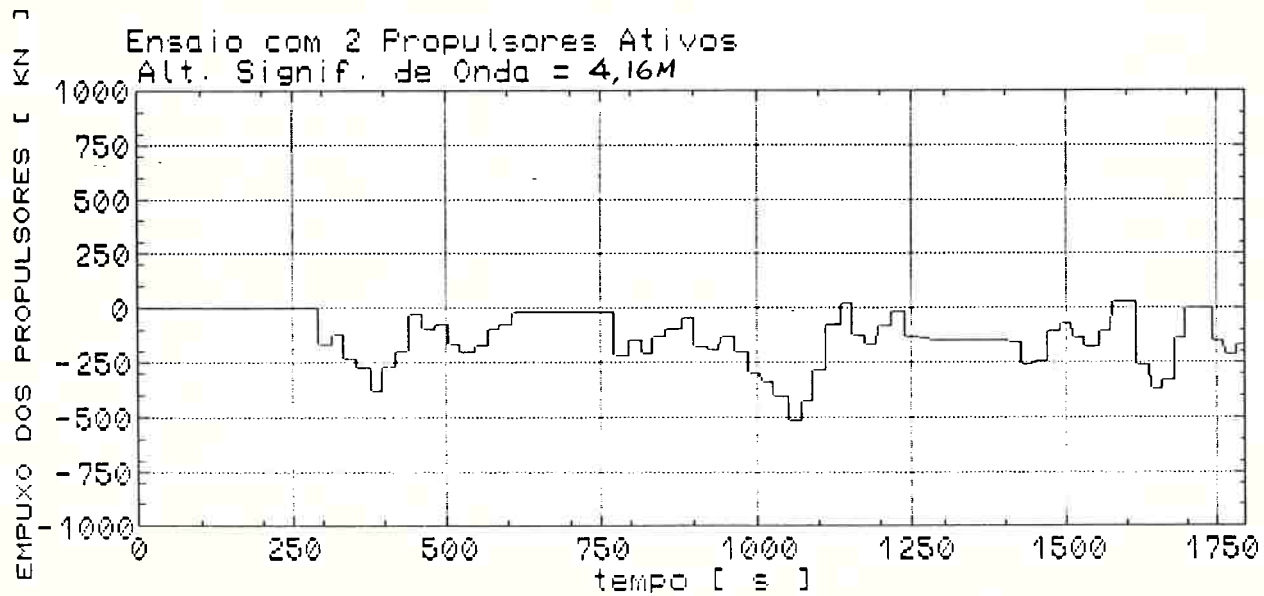
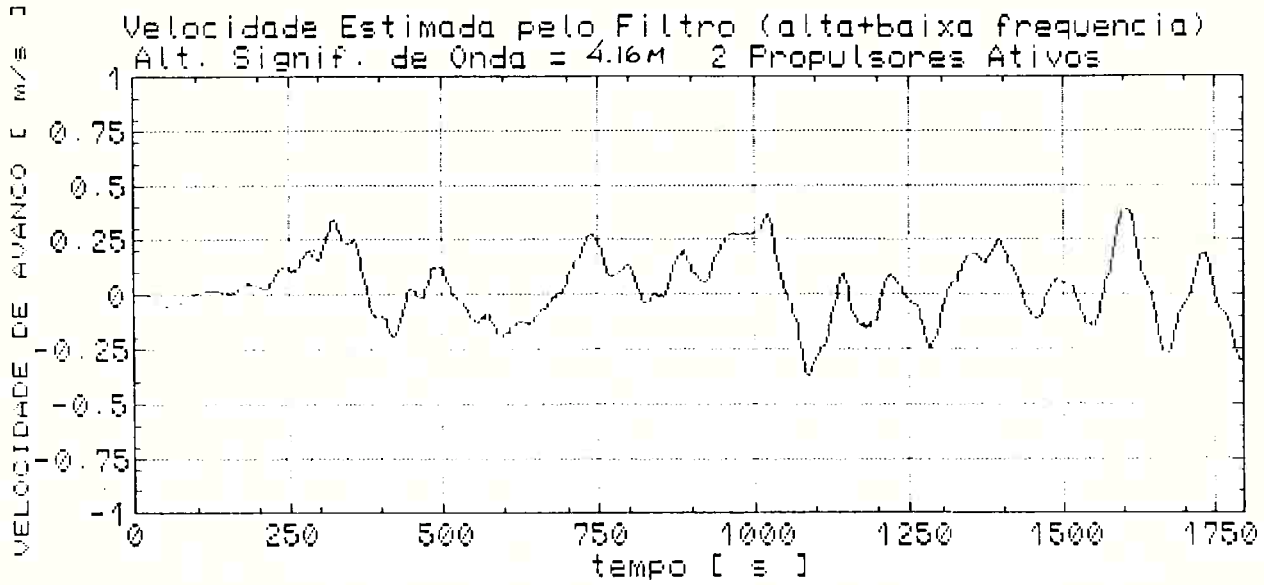
DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]



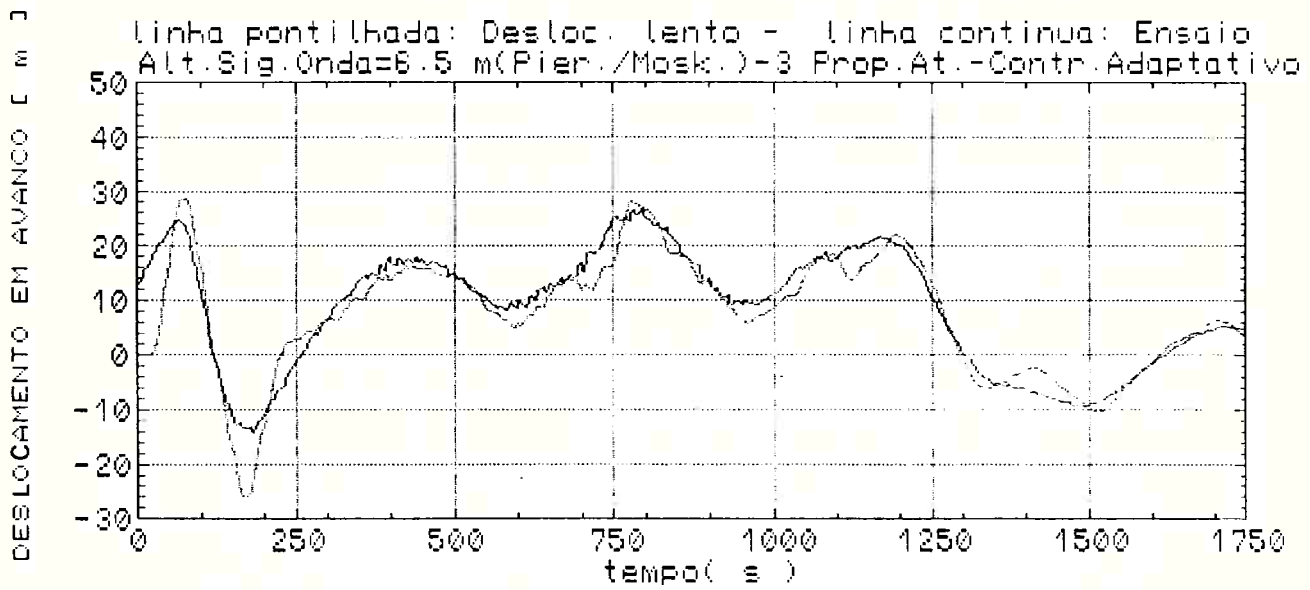
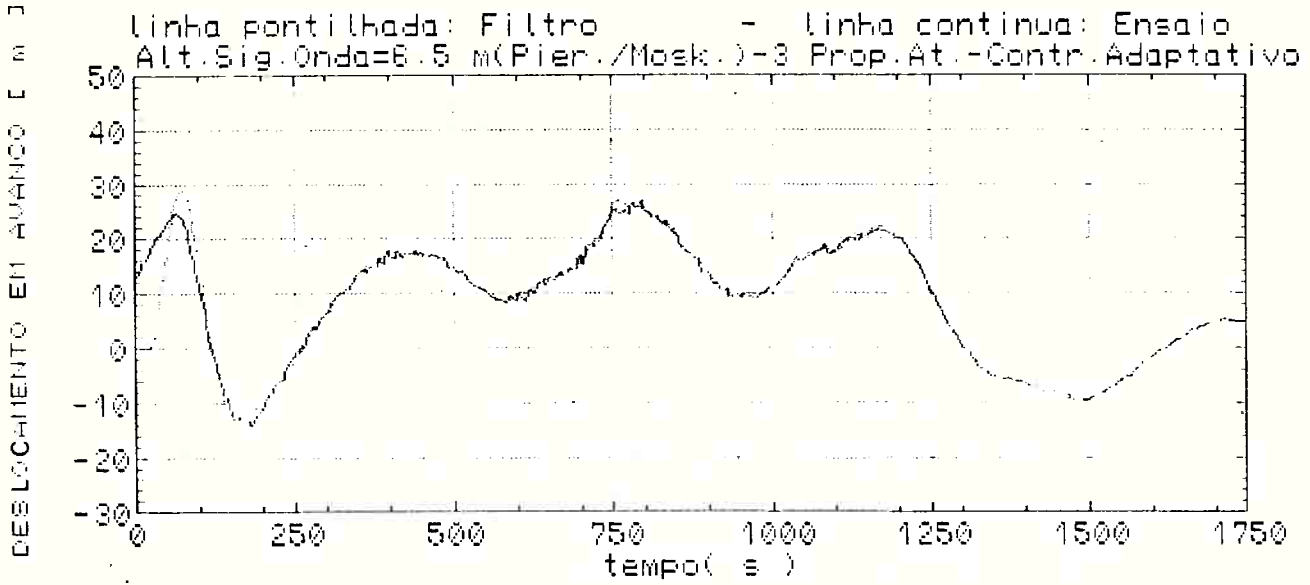
DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]



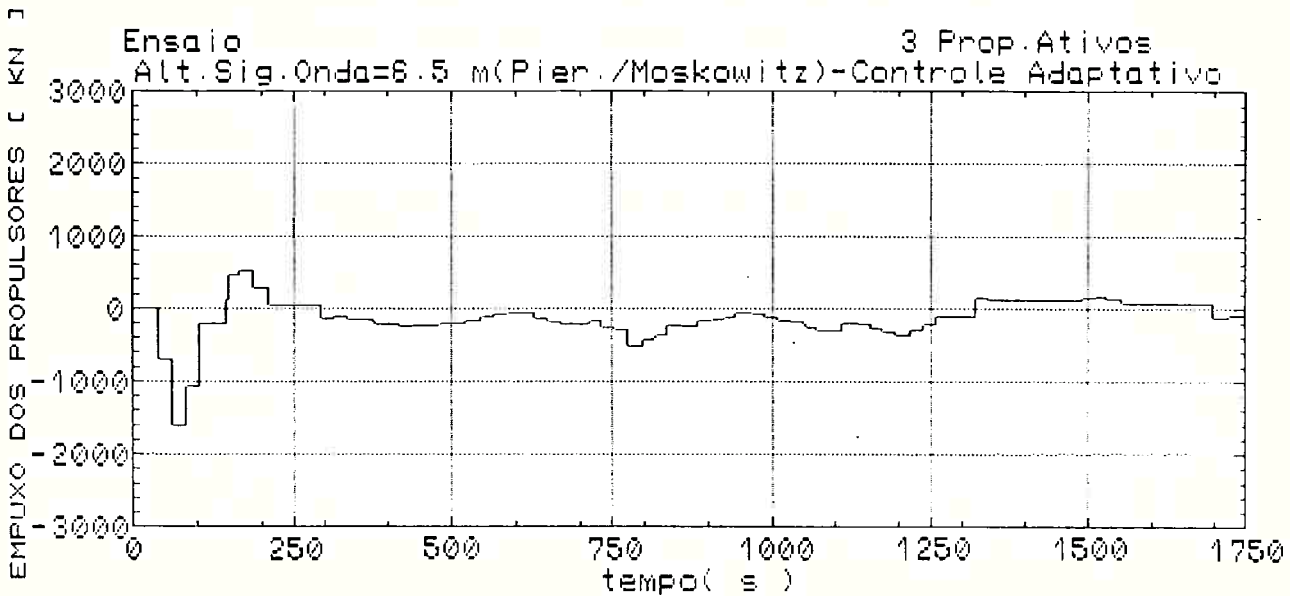
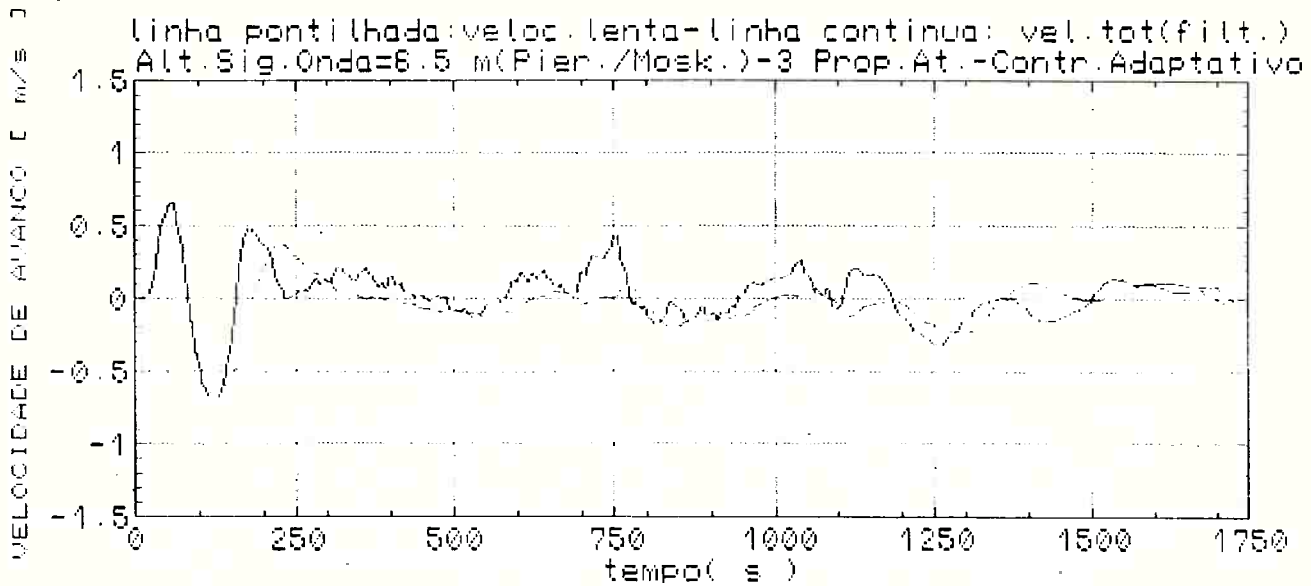
ENSAIO F2.5



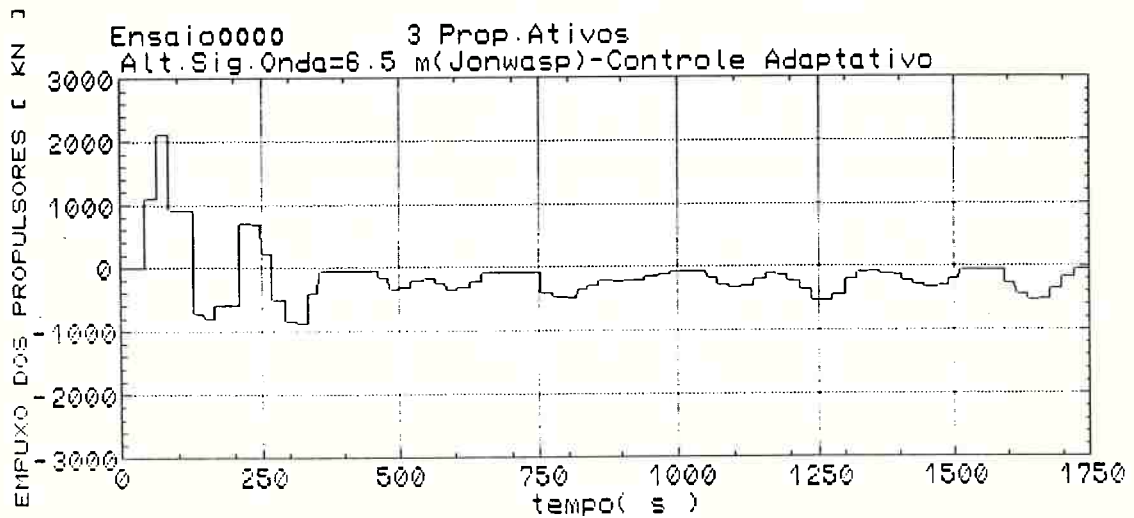
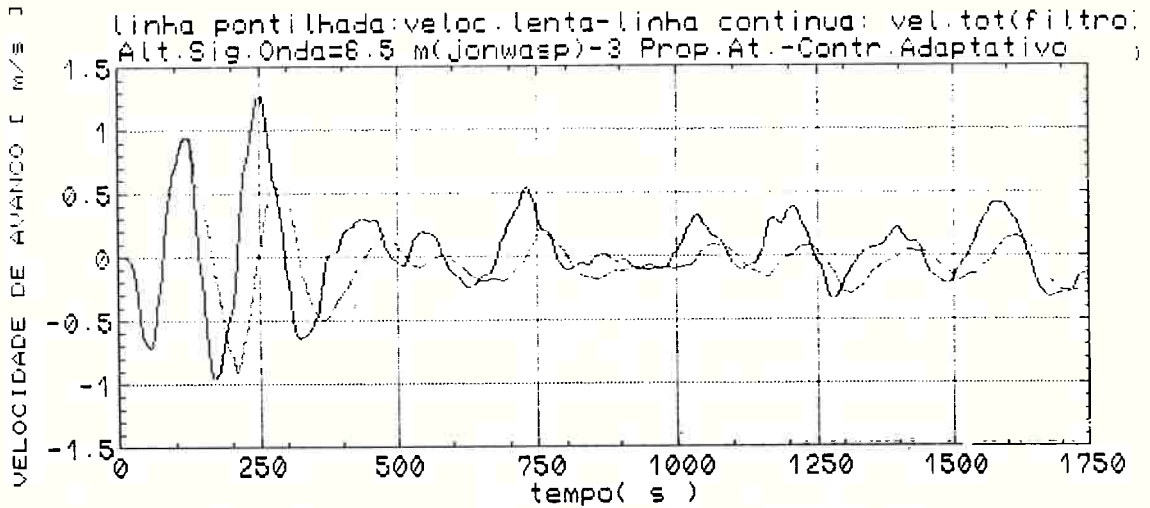
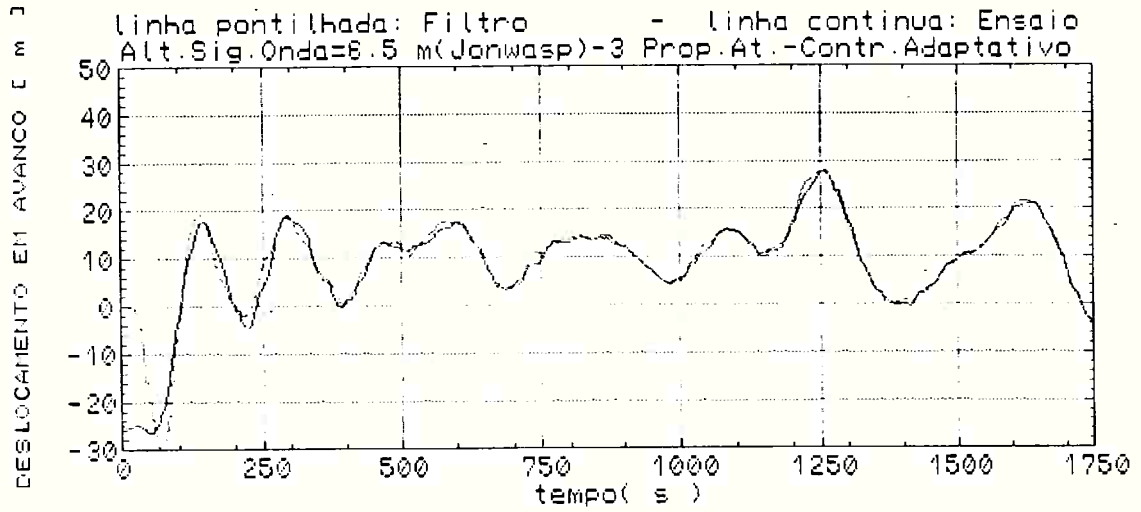
ENSAIO F2.6



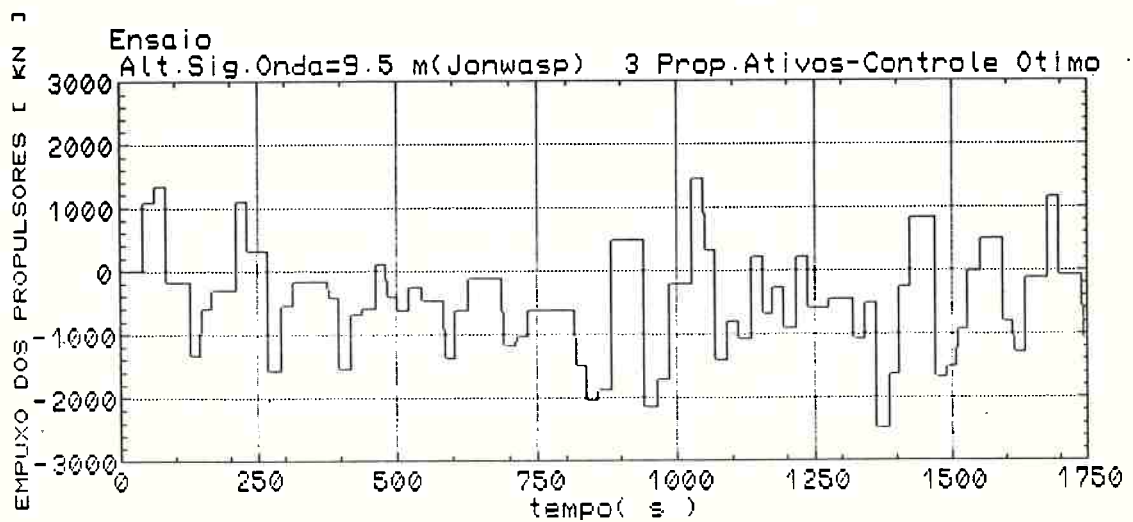
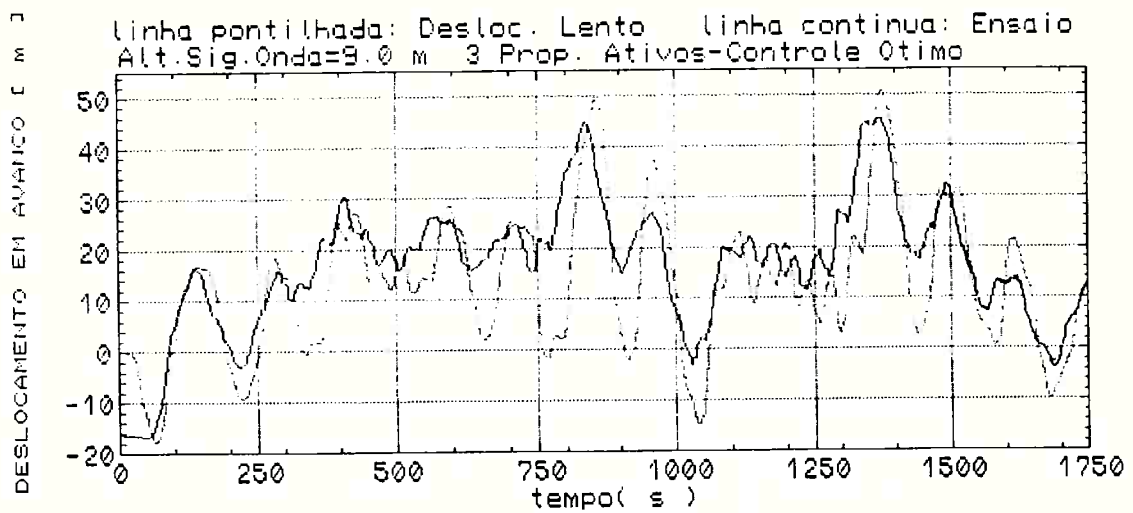
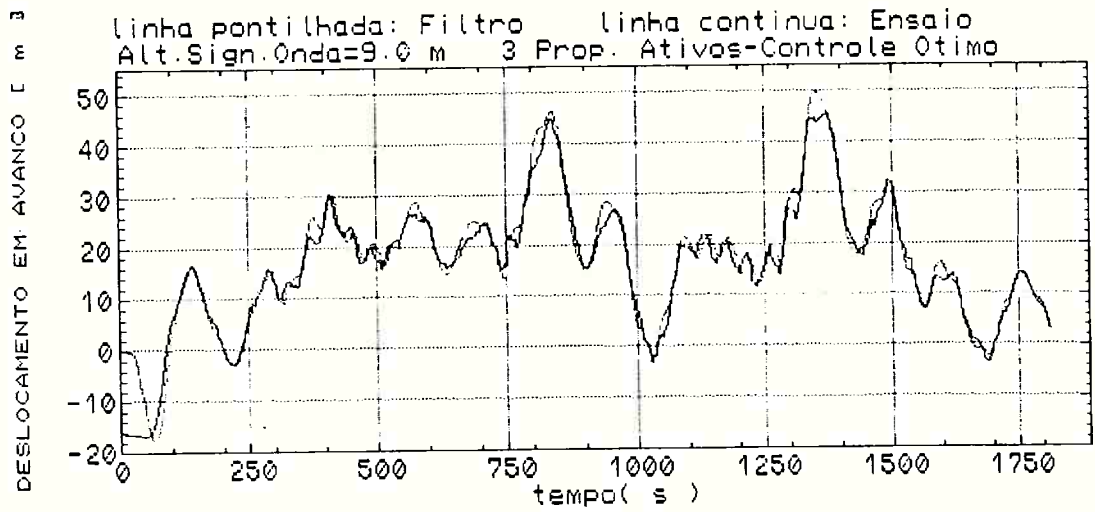
ENSAIO F2.6



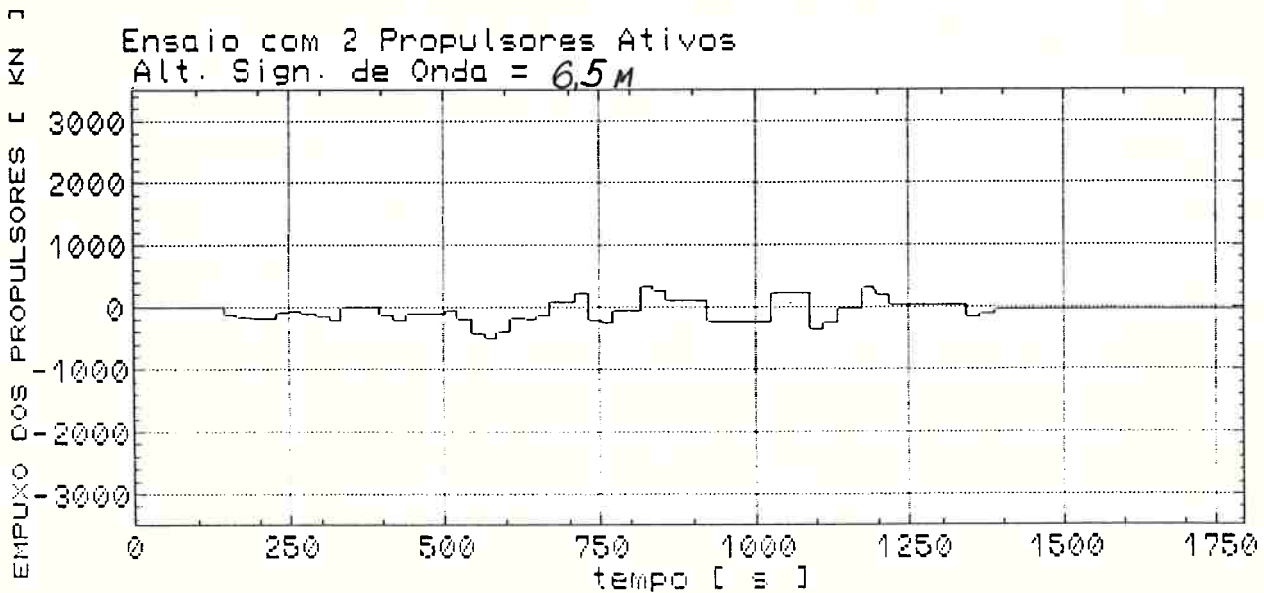
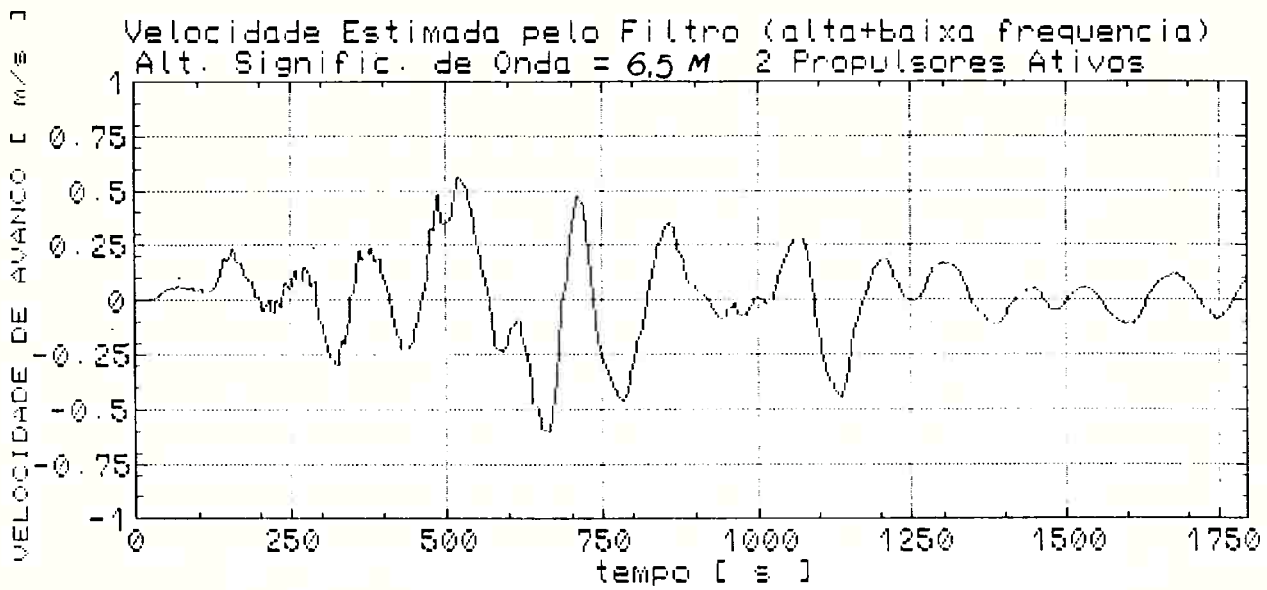
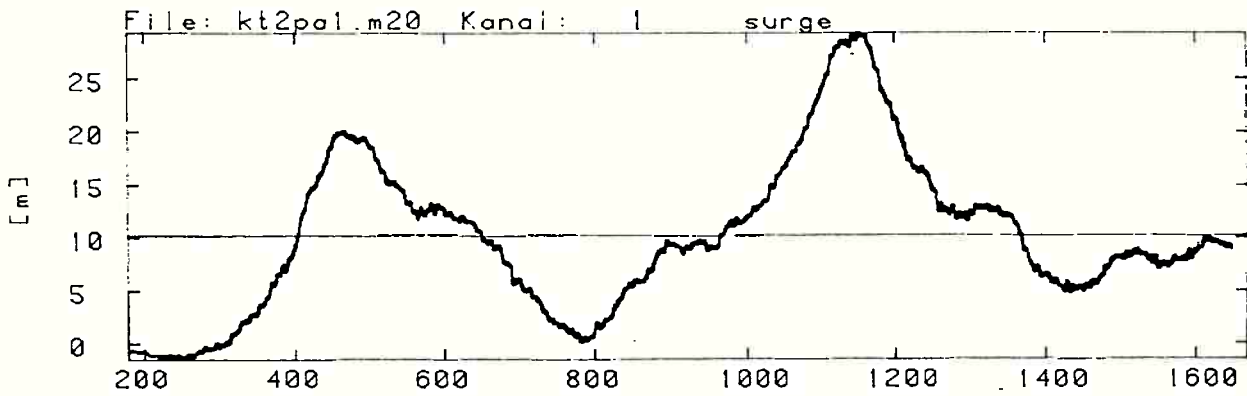
ENSAIO F2.7



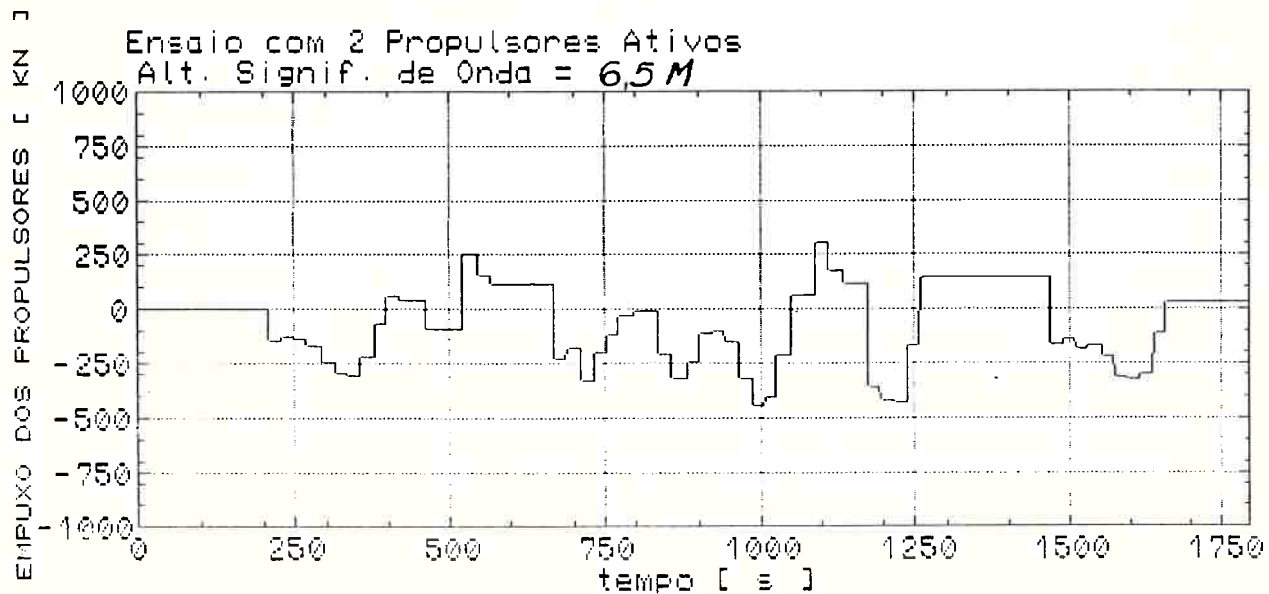
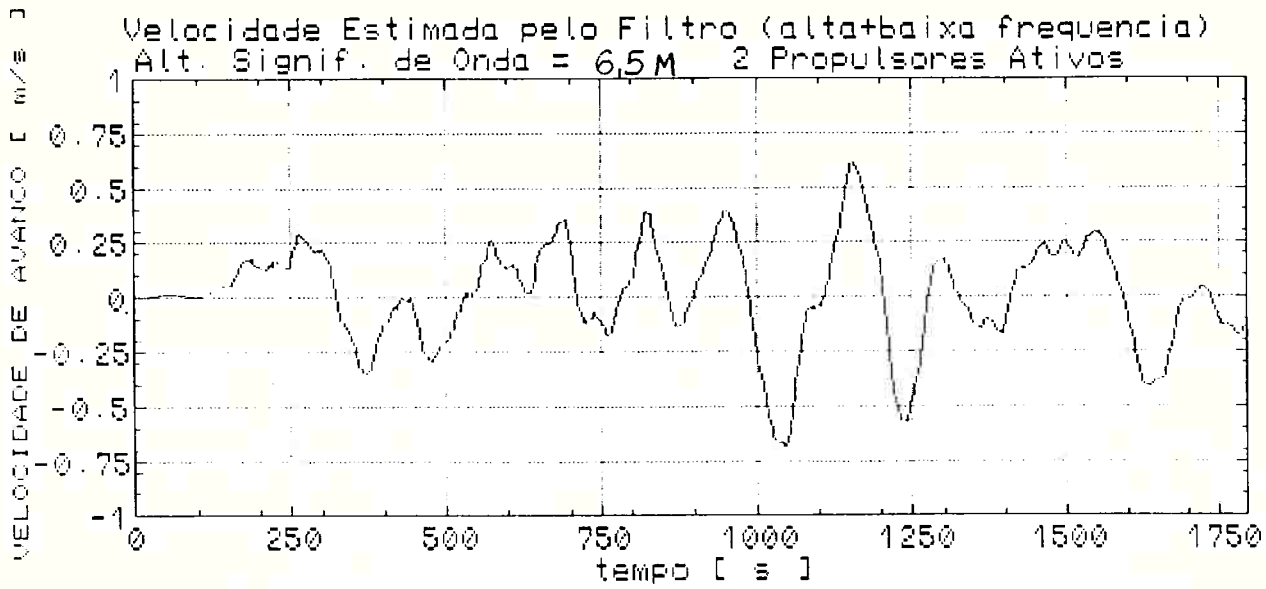
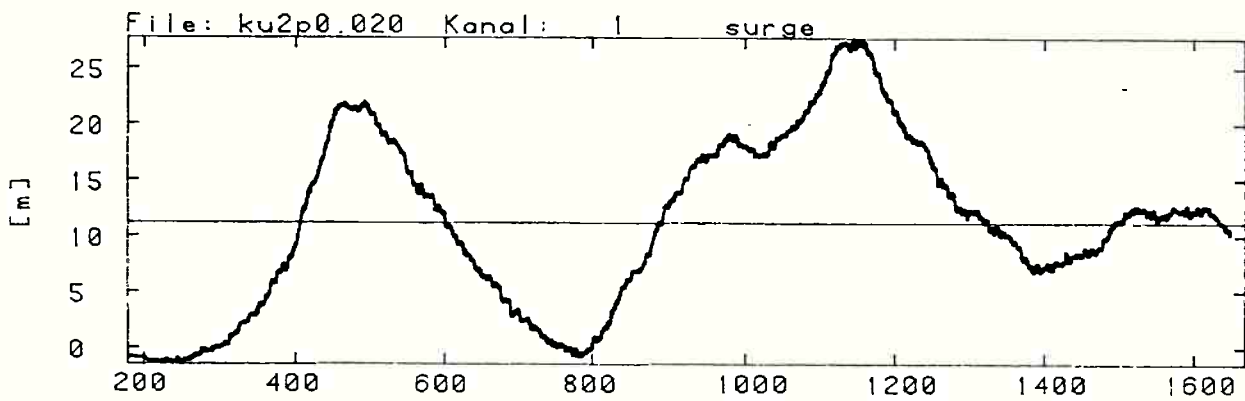
ENSAIO F2.8



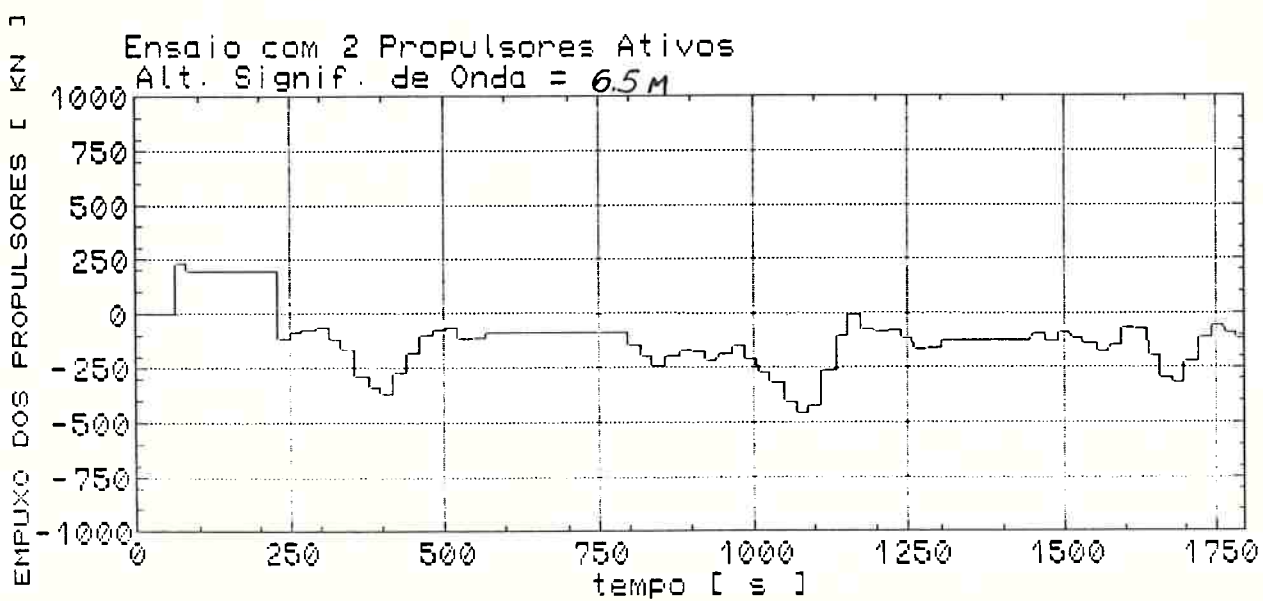
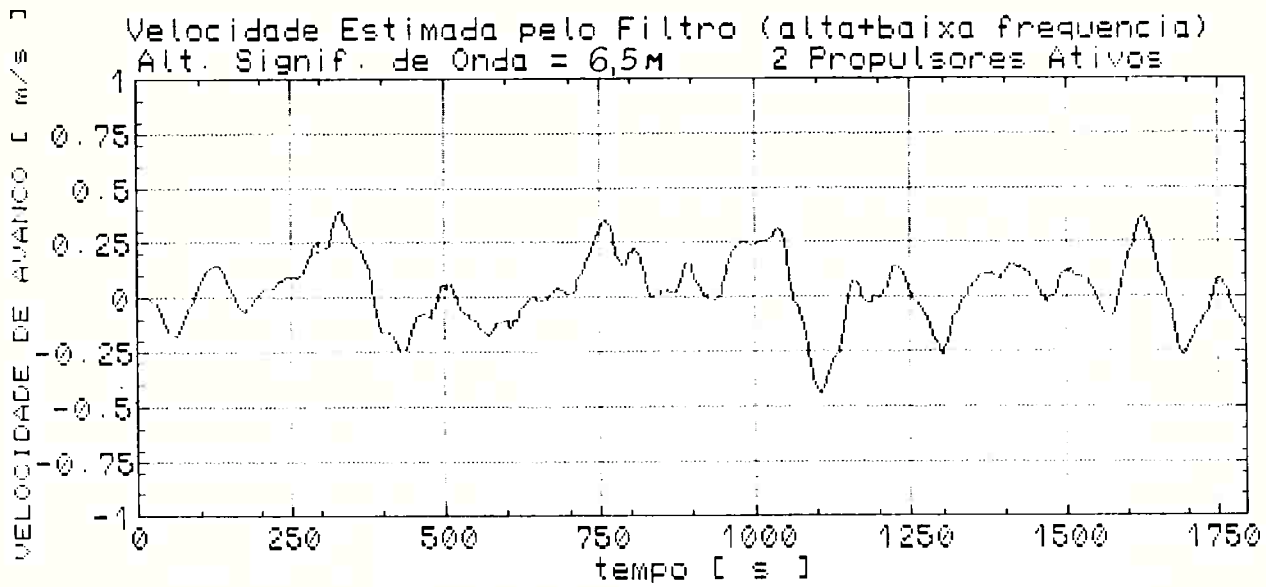
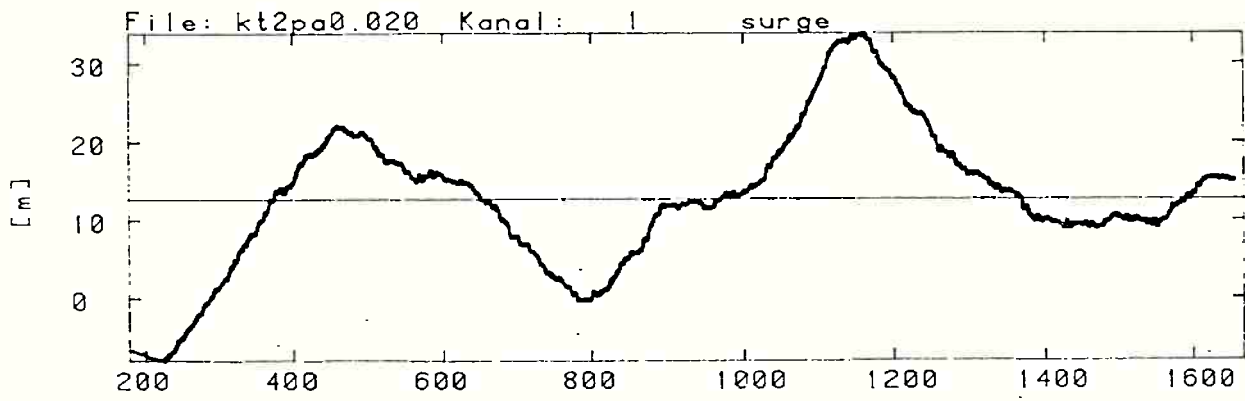
ENSAIO F2.9



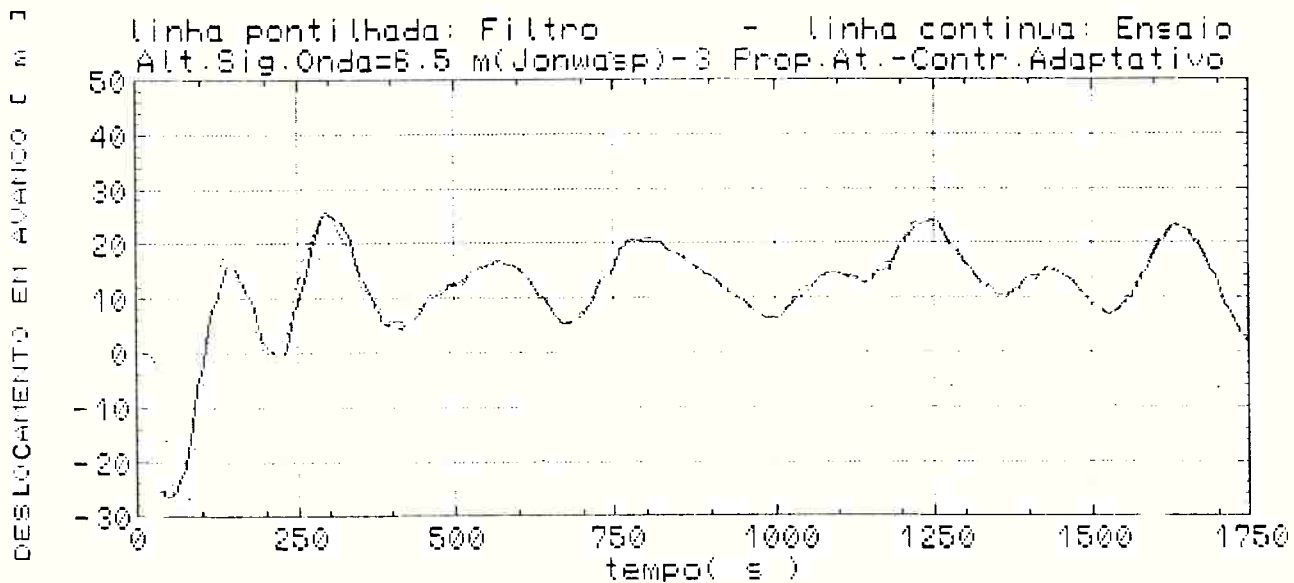
ENSAIO F2.10



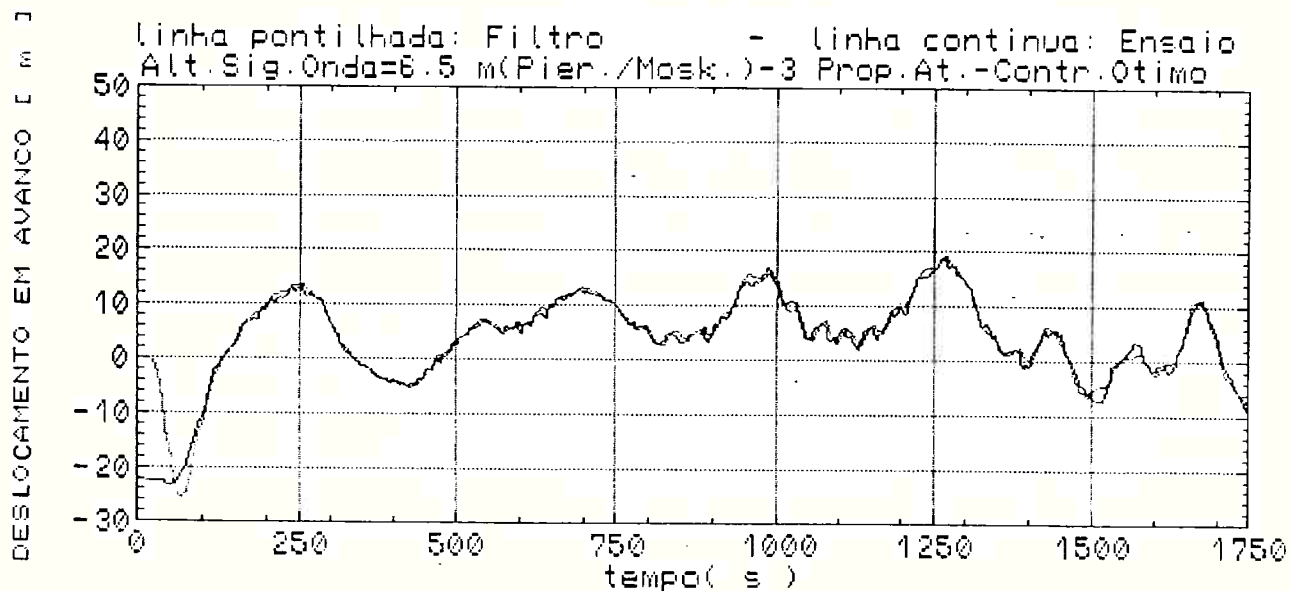
ENSAIO F2.11

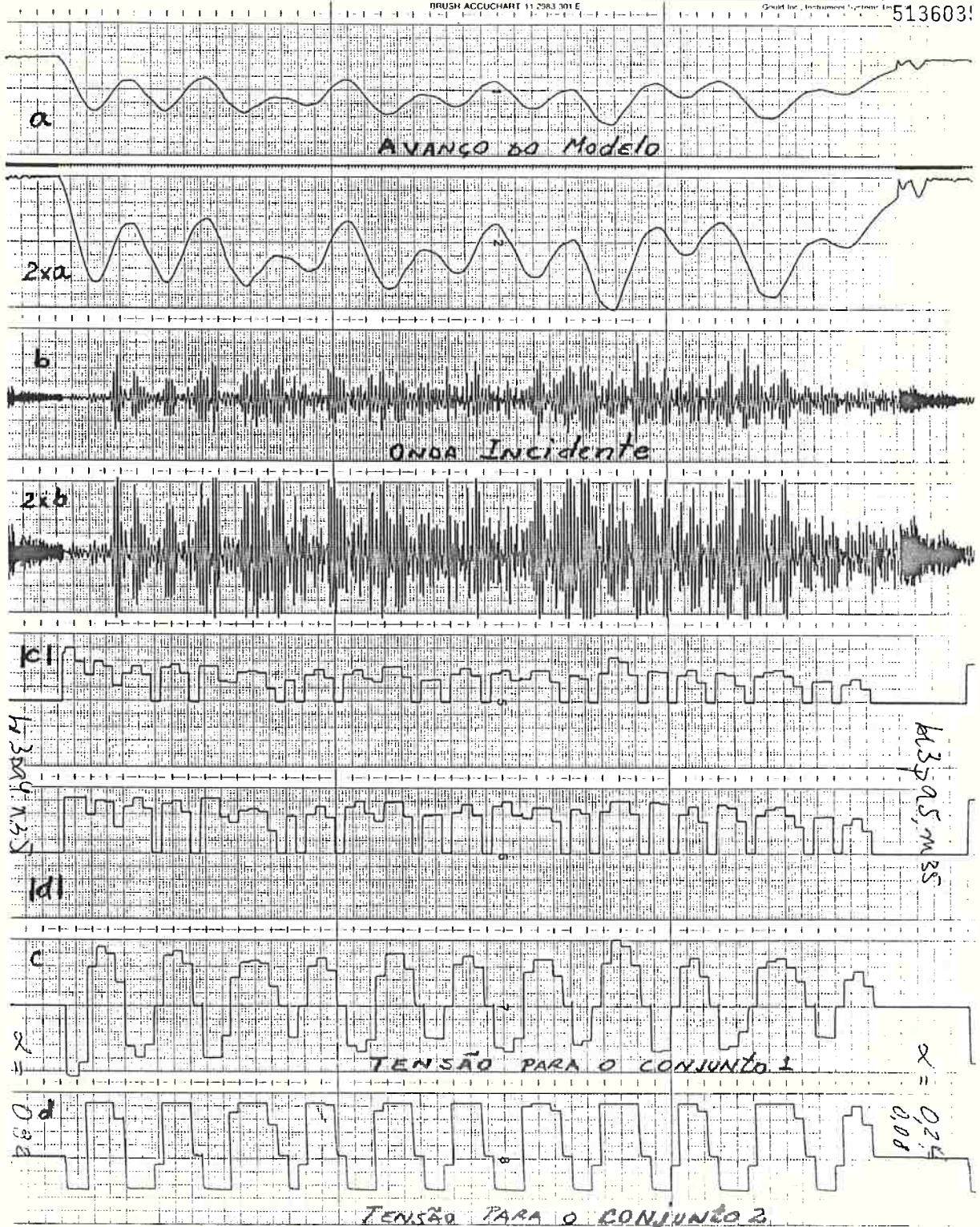


ENSAIO F2.12



ENSAIO F2.13

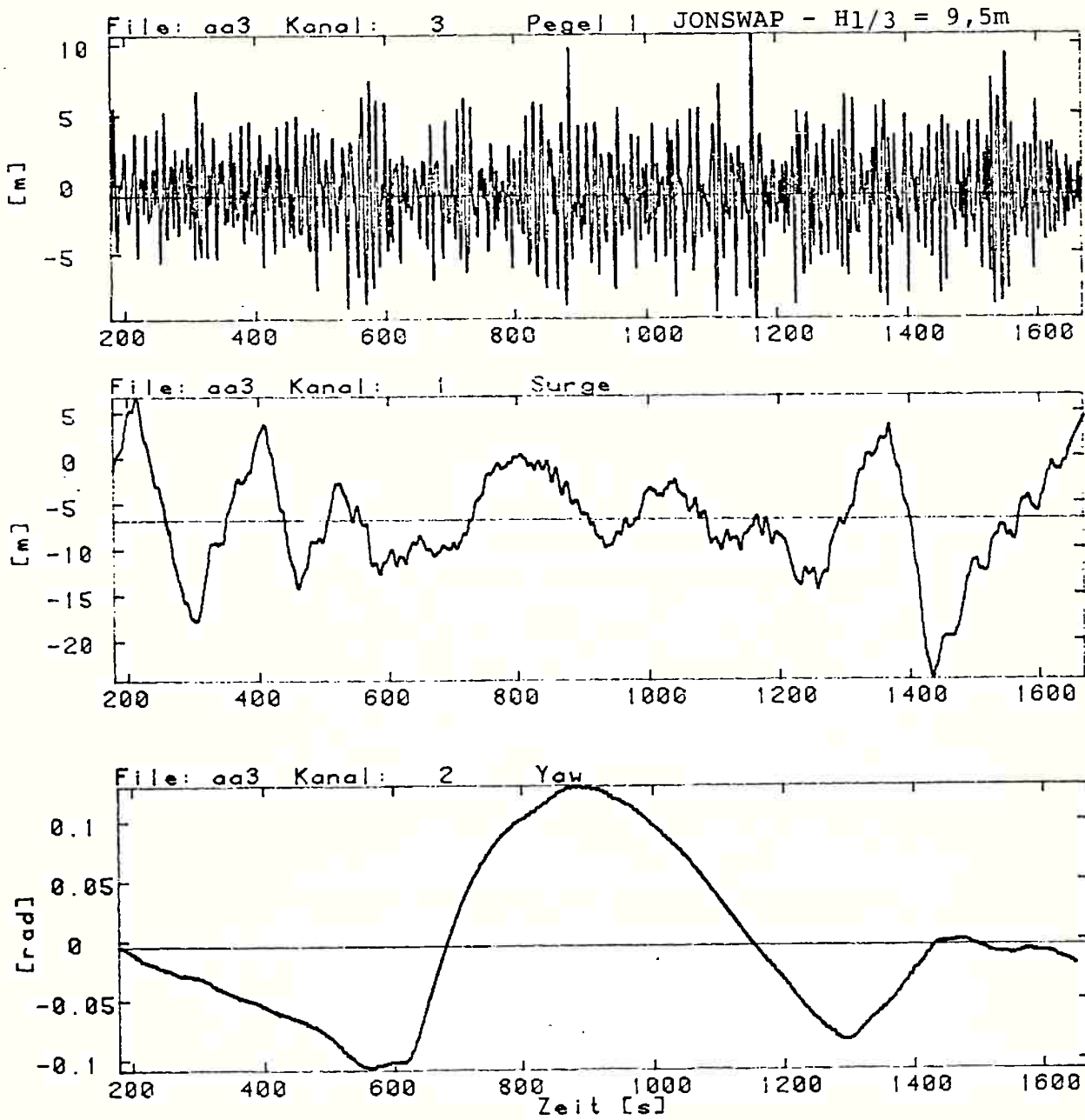




Exemplo de Resultados Gravados no Registrador Multi-Canal

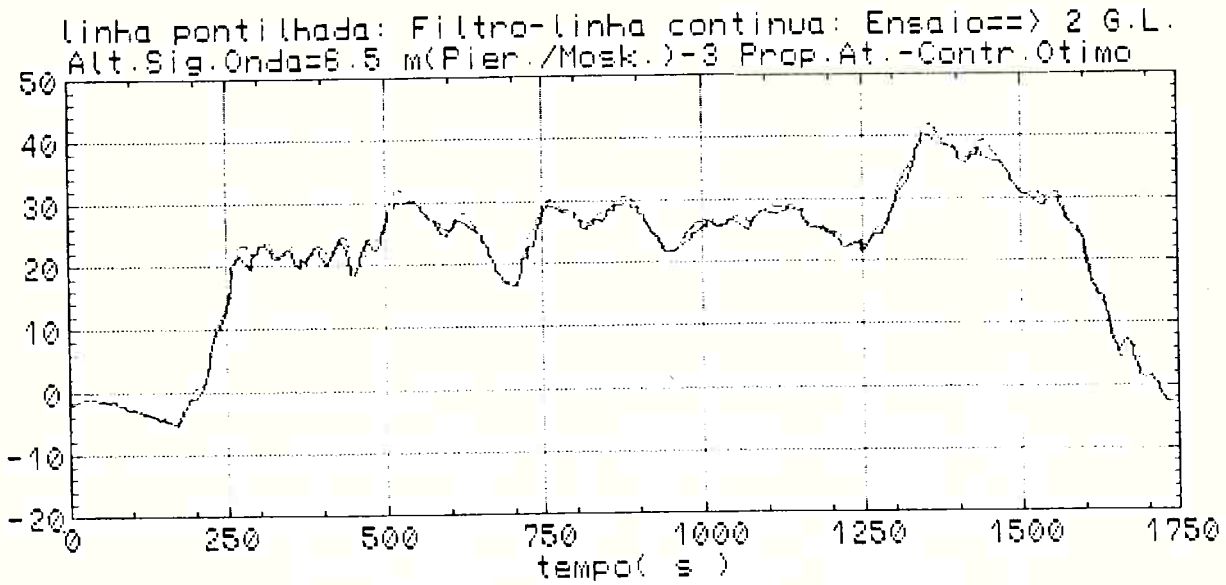
APÊNDICE G : OUTROS ENSAIOS NA CONDIÇÃO CONTROLADA E 2GL

ENSAIO G1

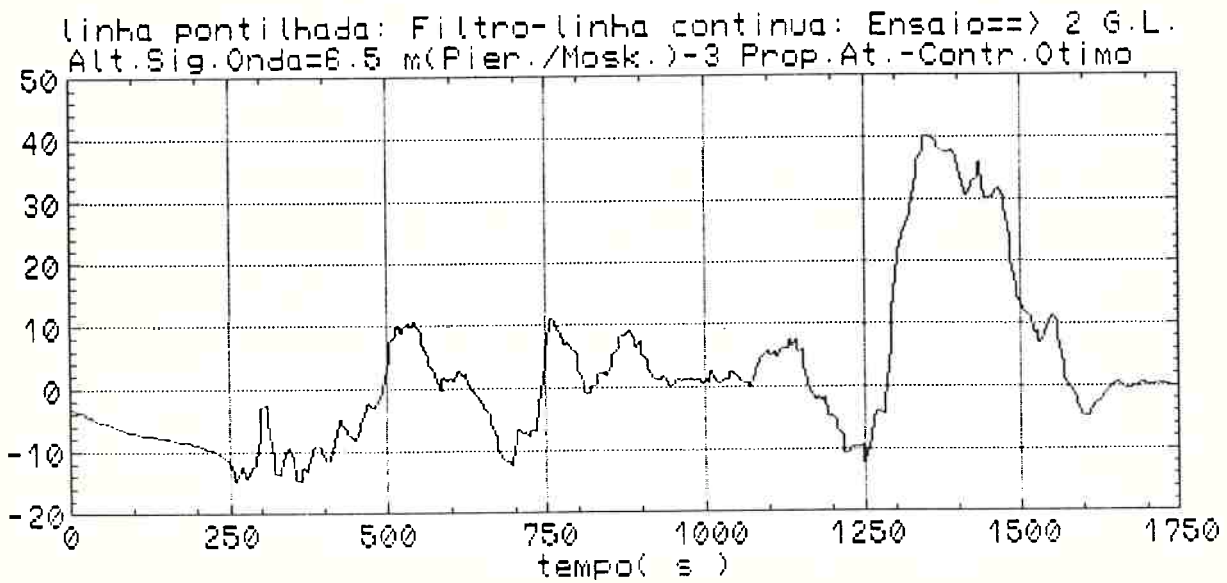


ENSAIO G2

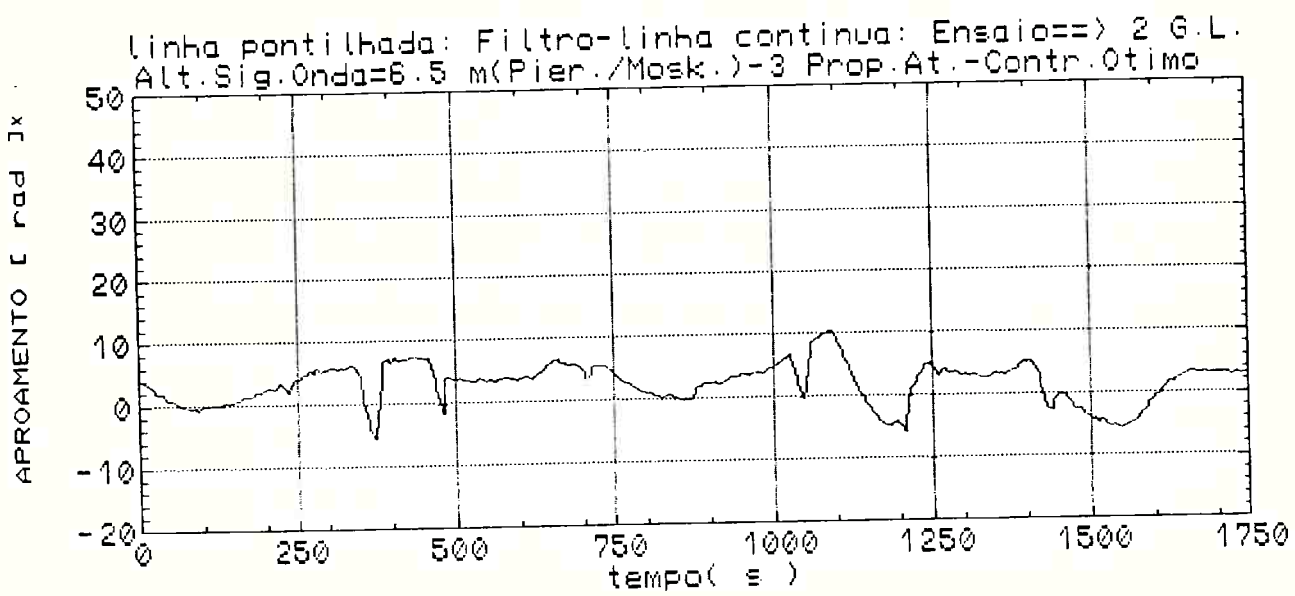
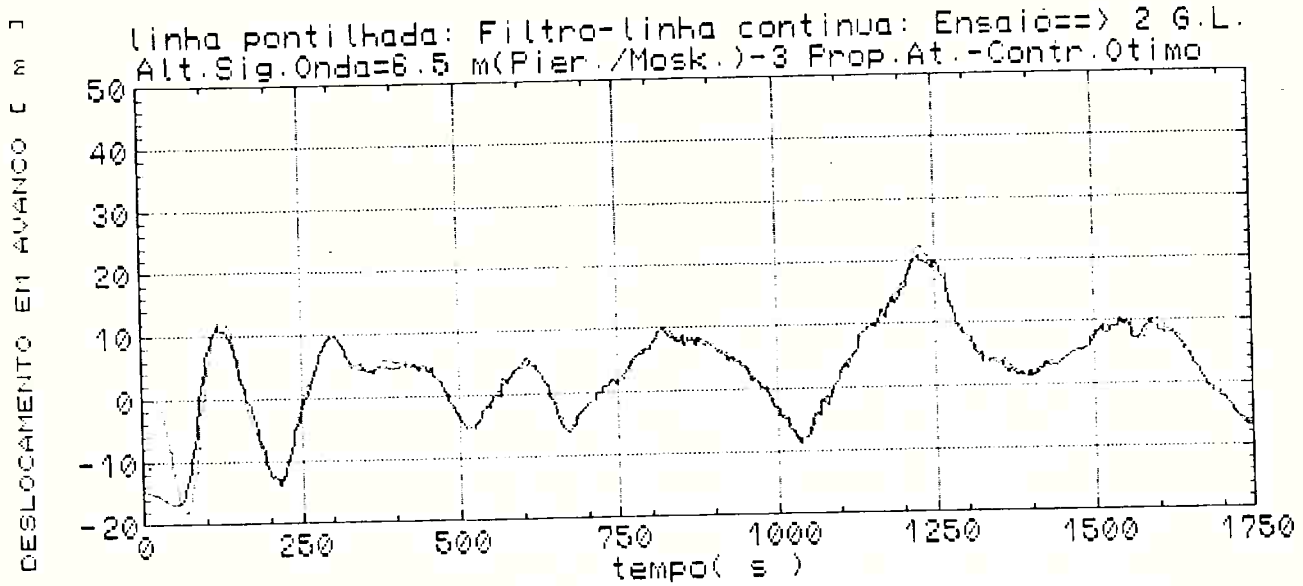
DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]



APROAMENTO [rad] x 53,0



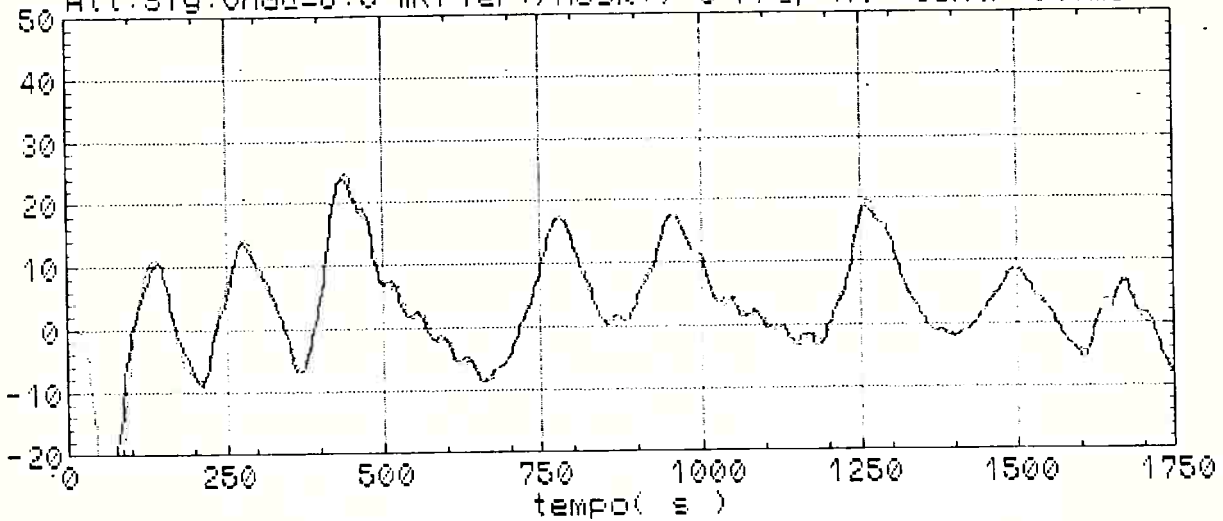
ENSAIO G3



ENSAIO G4

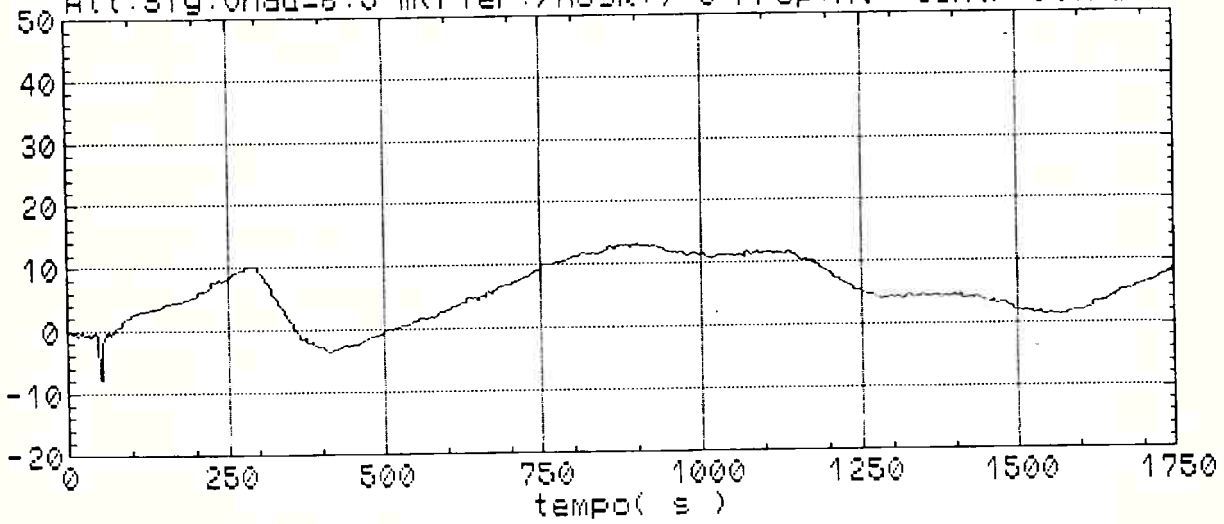
DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

linha pontilhada: Filtro-linha continua: Ensaio=> 2 G.L.
Alt.Sig.Onda=6.5 m(Pier./Mosk.)-3 Prop.At.-Contr.Otimo

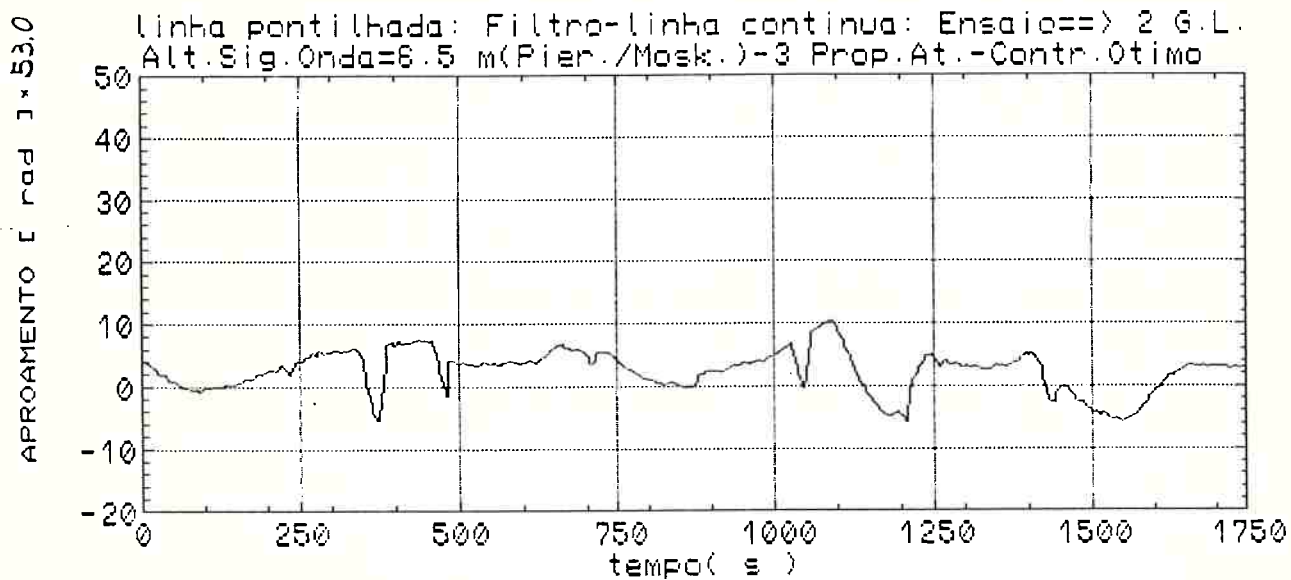
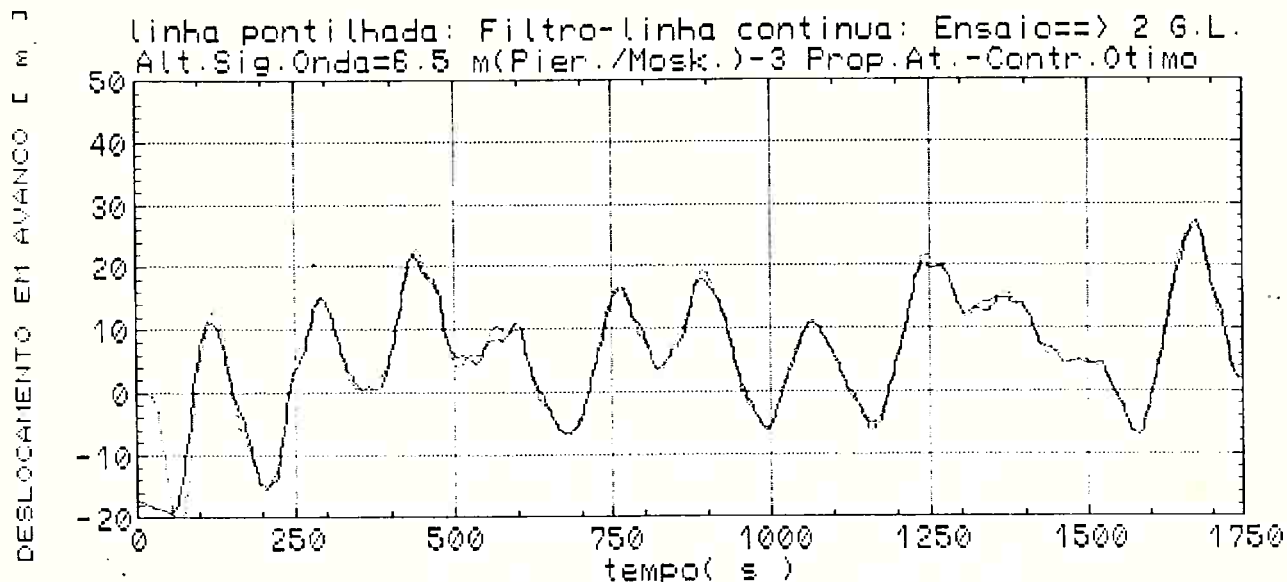


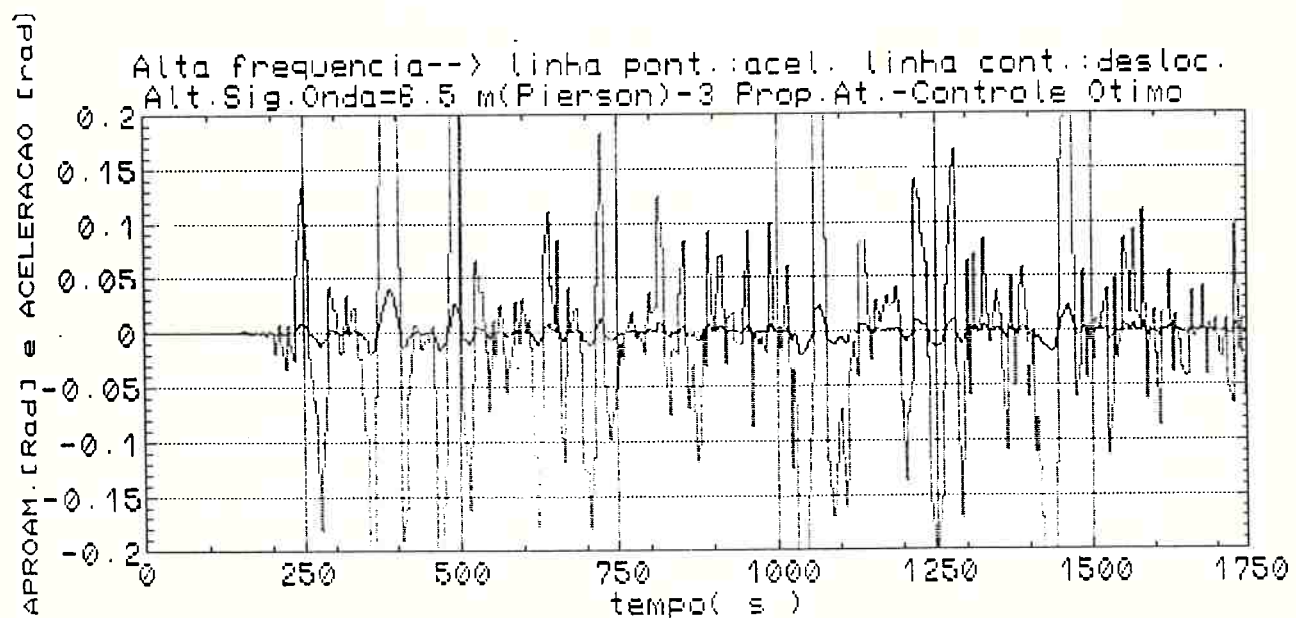
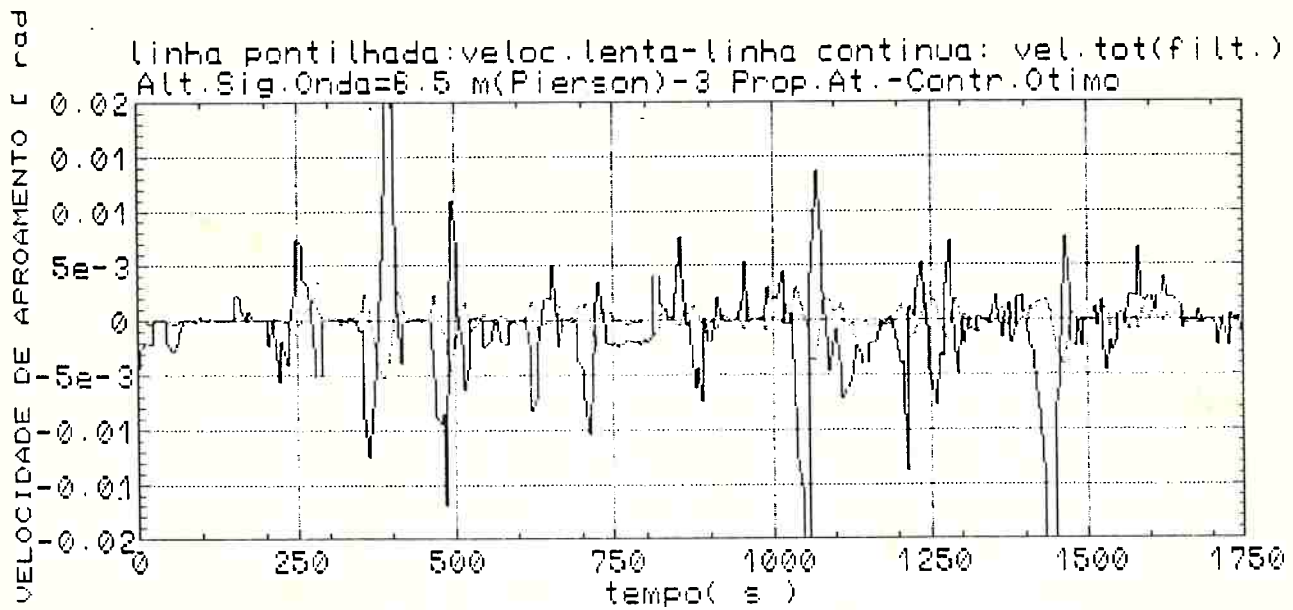
APROXIMAMENTO [rad] x 530

linha pontilhada: Filtro-linha continua: Ensaio=> 2 G.L.
Alt.Sig.Onda=6.5 m(Pier./Mosk.)-3 Prop.At.-Contr.Otimo



ENSAIO G5

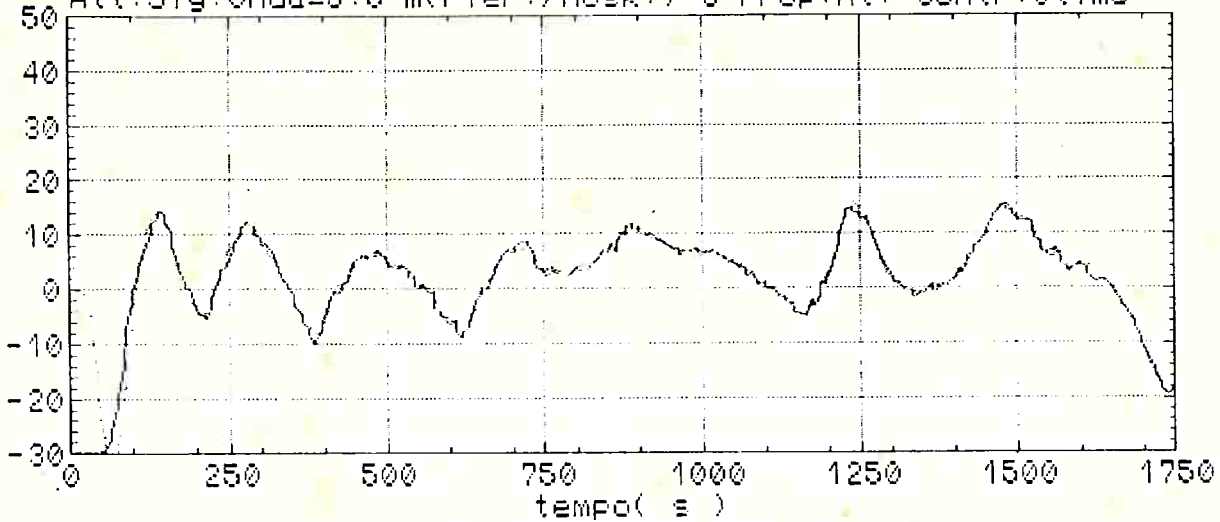




ENSAIO G7

DESLOCAMENTO EM AVANÇO [m]

linha pontilhada: Filtro-linha continua: Ensaio==> 2 G.L.
Alt.Sig.Onda=6.5 m(Pier./Mosk.)-3 Prop.At.-Contr.Otimo



APROXIMAMENTO [rad] x 530

linha pontilhada: Filtro-linha continua: Ensaio==> 2 G.L.
Alt.Sig.Onda=6.5 m(Pier./Mosk.)-3 Prop.At.-Contr.Otimo

