HELIO MITIO MORISHITA

Engenheiro Naval, EPUSP, 1975
Mestre em Engenharia Naval, EPUSP, 1979
Doutor em Engenharia Naval, EPUSP, 1986

CONTROLE E PREDIÇÃO APLICADO A VEÍCULOS OCEÂNICOS

Trabalho apresentado à Escola Politécnica da Univesidade de São Paulo para o Concurso de Livre-Docência

- Julho, 1996 -

À paciência da minha família

AGRADECIMENTOS

Desejo expressar meus agradecimentos a todos aqueles que contribuiram para a elaboração deste trabalho e, em especial:

aos amigos que, incansavelmente, insistiram na entrega deste trabalho;

ao amigo Prof. Hernani Luiz Brinati, que tenho tido a satisfação de trabalhar em conjunto, pelo incentivo e atenção dedicada na revisão do texto;

Ao amigo Etore Apolonio de Barros com quem tive o prazer de desenvolver pesquisas em conjunto r cujos resultados estão incluídos neste texto;

ao funcionários do Departamento, em especial, ao Sr. Adevanir Alves Urenha pela ajuda na editoração do texto e Adenilson Mazzete na reprodução do mesmo;

`a Marinha do Brasil pelo auxílio concedido para a realização da pesquisa no exterior e cujos resultados estão incluídos neste texto;

`a todos os colegas do Departamento de Engenharia Naval e Oceânica, pelo incentivo e colaboraçao prestada.

RESUMO

Neste trabalho são apresentados pesquisas relacionados a dinâmica e controle de sistemas oceânicos que são o sistema de posicionamento dinâmico, predição de movimentos de um navio e controle de uma instalação propulsora.

Em relação ao sistema de posicionamento dinâmico são apresentados os diversos componentes do sistema e discutido a natureza dos diversos esforços que atuam sobre um veículo oceânico. O controlador do sistema de posicionamento dinâmico é projetado para uma plataforma semi-submersível, aplicando-se a teoria do controlador auto-ajustável de mínima variância generalizada. Os movimentos do plano horizontal são considerados desacoplados e o desempenho do controlador é analisado através de simulação dinâmica. Os resultados mostram que este tipo de controlador mantém a plataforma dentro da precisão requerida embora apresente um desvio em regime permanente.

A predição é efetuada para o movimento do jogo do navio considerando que o seu registro é uma série temporal. O modelo utilizado para efetuar a predição é auto regressivo de média móvel e os seus coeficientes são estimados recursivamente. São utilizados dados obtidos durante a prova de mar de um navio tipo fragata, e considerando um modelo único, são apresentados resultados de predição para diversas manobras da embarcação, que diferem no ângulo de incidência da onda, estado de mar e a operação ou não do estabilizador. São sugeridos procedimentos que poderiam ser usados para aproveitar os resultados de predição para aumentar o grau de segurança durante a operação de aterrissagem de aeronaves em navios.

No terceiro item é apresentado uma sistemática para o projeto do sistema de controle de uma instalação propulsora. O controlador consiste de diversos blocos que são definidos em função do arranjo do sistema propulsor e dos requisitos de operação. São apresentados procedimentos para a definição dos pontos de operação do navio em regime permanente e a seleção dos diversos ganhos do controlador através de simulação dinâmica. O procedimento é exemplificado através do sistema de controle de um navio com instalação CODAD

ABSTRACT

Research work related with dynamic and control of ocean and marine engineering system represented by dynamic positioning system, ship motion prediction and control of a marine power are shown.

The study of a dynamic positioning system comprises a description of its major components and a analysis of the environmental forces and moments action on a floating unit The design of the dynamic positioning system of a semi-submersible rig is presented. The sway, surge and yaw motion have been considered as a independent motion and the generalised minimum variance self-tuning control theory is applied to DPS. There is no explicit filtering process to the high frequency motions since the rig itself is a low pass filter because it is designed to be hydrodynamically transparent. The control performance is analysed by computer simulation. The results have shown the self tuning DPS keeps position and heading of the rig besides a small off-set.

The ship motion prediction is based on a auto regressive moving average model and its coefficients are estimated recursively using system identification techniques. The adaptive prediction algorithm is applied to data obtained from sea trials of a frigate. The data comprises a set of different legs in which the heading and the ship speed were changed. A model with fixed order was used to predict the roll motion.

A methodology to design a controller of a propulsion power plant is presented. The controller consist on different function and each control law is derived from propulsion system configuration and ship mission requirements. From steady state study are defined the set points to controller and a approach to set the gains of the controller is presented. The design of a CODAD propulsion plant is considered as typical example and results obtained from dynamic simulation are compared on from sea trials results.

ÍNDICE

Lista de Figuras vii

Lista de Tabelas viii

Nomenclatura ix

1 Introdução 1

1.1 Considerações Gerais 1

1.2 Revisão Bibliográfica 2

1.2.1 Sistema de Posicionamento Dinâmico 3

1.2.2 Predição dos Movimentos de um Navio 4

1.2.3 Controle de Instalações Propulsoras 5

1.3 Objetivos do Trabalho 6

1.4 Linhas Gerais do Trabalho 8

2 Fundamentos Teóricos 9

2.1 Considerações Gerais 9

2.2 Modelo Matemático 9

2.2.1 Modelo Determinístico 10

2.2.2 Modelo Estocástico 10

2.2.3 Desvio 12

2.2.4 Modelos para Sistemas Estocásticos 14

2.3 Estimação de Parâmetros 17

2.3.1 Método dos Mínimos Quadrados Recursivo 18

2.3.2 Método do Erro de Predição 22

2.3.3 Método Recursivo para o Modelo ARMAX 28

2.3.4 Considerações sobre Implementação do Algorítmo 31

2.3.5 Escolha da Ordem do Modelo 37

2.3.6 Validação do Modelo de Predição 37

2.4 Predição 38

2.4.1 Predição de Sistemas Lineares Estocásticos Estacionários 39

2.4.2 Limite de Confiança da Predição 45

2.5 Teoria do Controlador Auto-ajustável 46

3 Sistema de Posicionamento Dinâmico 51

3.1 Considerações Gerais 51

3.2 Características Gerais de um SPD 52

3.2.1 Sistema de Sensores 54

3.2.2 Sistema de Propulsores 63

3.2.3 Sistema de Controle 65

3.3 Modelo Matemático de uma Unidade Flutuante 68

3.3.1 Equação Geral do Movimento 68

3.3.2 Determinação dos Esforços 74

3.4 Projeto de um SPD com Controle Adaptativo 82

3.4.1 Modelo Matemático da Plataforma 83

3.4.2 Aplicação do Algorítmo de Controle 87

3.4.3 Resultados e Análise do Desempenho do Controlador 89

3.4.4 Conclusões 92

4 Predição Adaptativa do Jogo do Navio 94

4.1 Considerações Gerais 94

4.2 Modelagem do Jogo do Navio 95

4.3 Apresentação e Análise dos Dados 102

4.4 Estimação de Parâmetros 107

4.5 Resultados de Predição 116

4.6 Aterrissagem de Aeronaves 121

4.7 Conclusões 125

5 Controle de Instalação Propulsora 127

5.1 Considerações Gerais 127

5.2 Descrição da Instalação Propulsora e Requisitos de Operação 128

5.3 Metodologia para o Projeto do Controlador 130

5.3.1 Sinais de Referência 131

5.3.2 Filtros 137
5.3.3 Controle de Carga do Motor Diesel 138
5.3.4 Divisão de Carga 140
5.3.5 Controle da Rotação no Modo Gerador 141
5.3.6 Mudança do Modo de Operação 142
5.4 Simulação Dinâmica e Seleção dos Ganhos 145
5.4.1 Modelo Matemático do Conjunto Controlador-Sistema propulsor 145
5.4.2 Seleção dos Ganhos 153
5.5 Resultados Experimentais 159
5.5.1 Monitoração 159
5.5.2 Regime permanente 159
5.5.3 Regime transitório 160
5.5.4 Mudança do modo de operação 161
6 Conclusões 165

Anexo A 168
Anexo B 170
Referência Bibliográfica 181

LISTA DE FIGURAS

Fig 3.2.1 Esquema de um Sistema de Posicionamento Dinâmico 53

Fig.3.2.2 Configuração de Satélite do Sistema GPS 58

Fig 3.2.3 Esquema do Sistema DGPS 63

Fig 3.2.4 Arranjos de Propulsores para SPD 64

Fig 3.3.1 Sistema de Coordenadas Móvel e Fixa 70

Fig 3.4.1 Sistema de Cordenadas 83

Fig.3.4.2 Respostas de Simulação com q_1 = 0,3 90

Fig.3.4.3 Respostas sem o Componente de Alta Frequência 91

Fig.3.4.4 Resposta com Movimento de Alta Frequência Modificada 92

Fig.4.2.1 Diagrama de Bloco do Estabilizador 101

Fig.4.2.2 Definição do Ângulo de Incidência da Onda 102

Fig 4.3.1a Dado Típico de Ângulo de Jogo 104

Fig 4.3.1b Dado Típico de Velocidade e Aproamento do Navio 104

Fig 4.3.2a Ângulo de Jogo Médio 105

Fig 4.3.2b Desvio Padrão do Ângulo Médio do Jogo 105

Fig.4.3.3a Espectro das Manobras 1 e 3 108

Fig.4.3.3b Espectro das Manobras 9 e 11 108

Fig.4.4.1 Valores de FPE em Função da Ordem do Modelo 110

Fig.4.4.2 Evolução dos Coeficientes do Polinômio 113

Fig.4.4.3 Comparação dos Coeficientes 114

Fig.4.4.4 Espectro Medido e Calculado da Função de transferência 115

Fig 4.5.1a Predição de 1 segundo para a Manobra 1 117

Fig 4.5.1b Predição de 5 segundos para a Manobra 1 117

Fig 4.5.1c Predição de 10 segundos para a Manobra 1 118

Fig 4.5.1d Predição de 15 segundos para a Manobra 1 118

Fig 4.5.2a Predição de 1 segundo para a Manobra 9 122

Fig 4.5.2b Predição de 5 segundos para a manobra 9 122

Fig 4.5.2c Predição de 10 segundos para a Manobra 9 123
Fig 4.5.2d Predição de 15 segundos para a Manobra 9 123

Fig. 5.1.1 Esquema da Instalação Propulsora 129
Fig. 5.3.1 Soluções da Integração casco-hélice-motor 133
Fig. 5.3.2 Rotação e Passo do hélice selecionados 136
Fig. 5.3.3 Modelo do Atuador do Passo 136
Fig. 5.3.4 Diagrama de Bloco do Filtro 138
Fig. 5.3.5 Divisão da Faixa de Operação do Motor para o Controlador de Carga 139
Fig. 5.3.6. Esquema do Controlador Proporcional+Integral 142
Fig. 5.4.1. Diagrama de Bloco do Conjunto Controlador-Sistema Propulsor 146
Fig. 5.4.2 Diagrama de Bloco do Controlador 147
Fig. 5.4.3a Esquema da Mudança de 1MD para 2MD 148
Fig. 5.4.3b Esquema da Mudança de 2MD para 1MD 149
Fig. 5.4.4 Resultado de Simulação para Manobra de Aceleração Máxima 156
Fig 5.4.5 Resultado de Simulação para Manobra de Parada Rápida 157
Fig 5.4.6 Resultado de Simulação para Manobra de "Change-Over" 158
Fig 5.5.1 Resultados de Provas de Mar para a Manobra de Aceleração Máxima 162
Fig 5.5.2 Resultados de Prova de Mar para a Manobra de Parada Rápida 163
Fig 5.5.3 Resultados de Prova de Mar para a Manobra de "Change Over" 164

LISTA DE TABELAS

Tab 4.3.1 Parâmetro das Manobras 106
Tab 4.5.1a Média do Ângulo do Jogo Predito 119
Tab 4.5.1b Desvio Padrão do Ângulo do Jogo Predito 119
Tab 4.5.2 Desvio Padrão do Erro 120
Tab 4.6.1 Ângulo de Jogo Permissível 124
Tab 4.6.2 Frequência de Ocorrência dos Casos de Comparação 125

NOMENCLATURA

CAPÍTULO 2

A é um polinômio de ordem na em q^{-1};

B é um polinômio de ordem nb em q^{-1};

C é um polinômio de ordem nc em q^{-1};

d é uma constante;

D é um polinômio de ordem nd em q^{-1};

$\mathbf{D_s}$ é o conjunto dos parâmetros de θ com predição estável;

e é o ruído branco;

E é o operador de expectância;

k é o horizonte de predição;

L é a matriz de ganho do algorítmo recursivo de parâmetros;

n é a ordem do polinômio;

p é a dimensão da matriz θ;

$P = R^{-1}$;

P é um polinômio de ordem $k-1$ em q^{-1};

q^{-1} é o operador de atraso $(q^{-1}y(t) = y(t-1))$;

Q' é um polinômio de ordem nq em q^{-1},

R é a segunda derivada em relação a θ da função de custo;

R é um polinômio de ordem nr em q^{-1};

S é o espectro;

t é o tempo discretizado; $t = 0, 1, 2, \ldots$;

u é o sinal de entrada determinística;

V é uma função de custo;

y é a variável de saída;

$\hat{y}$ é o valor estimado de y;

$\{\gamma(t)\}$ é uma sequência de escalar;

ε é o erro de estimação;

$\bar{\varepsilon}$ é o resíduo;

λ é o fator de esquecimento;

σ^2 é a variância;

θ é o vetor dos parâmetros;

$\hat{\theta}$ é o vetor dos parâmetros estimados;

ξ vetor de estado para a predição e das derivadas;

φ é o vetor dos dados de entrada e de saída;

ψ é o vetor das derivadas do valor predito em relação aos parâmetros;

ϕ é uma função auxiliar do controlador de mínima variância generalizada;

índice inferior

u referente ao sinal de controle

e referente ao processo estocástico

d referente a um sinal constante;

CAPÍTULO 3

A é um polinômio em q^{-1};

B é um polinômio em q^{-1};

C é um polinômio em q^{-1};

C_D é o coeficiente de arrasto;

e é ruído branco;

F é uma força genérica;

g é a aceleração da gravidade;

G é uma função de transferência;

I momento de inércia;

J é uma função de custo;

k_{zz} é o raio de giração em torno do eixo OZ;

K é o momento atuante em relação ao eixo OX

L é o comprimento dos "pontoons";

L_1 é um sinal do satélite;

L_2 é um sinal do satélite;

m é a massa do veículo oceânico;

M é o momento atuante em relaçao ao eixo OY;

$\mathbf{M}_A$ é a matriz da massa adicional;

N é o momento atuante em relação ao eixo OZ;

p é a rotação angular do navio relativo ao eixo OX;

p é a pressão;

q é a rotação angular do navio relativo ao eixo OY;

q são ponderações do esforço de controle na função de custo;

r é a rotação angular do navio relativo ao eixo OZ;

Rn é o número de Reynolds;

s é o operador da transformada de Laplace;

S é a área projetada do corpo normal ao escoamento

S é o espectro;

t é o tempo contínuo;

t_k é o tempo discreto;

$\mathbf{T_A}$ é a energia cinética;

U é a velocidade genérica do corpo;

u é a projeção da velocidade do veículo oceânico no eixo OX;

u é o esforço aplicado pelo sistema propulsor;

v é a projeção da velocidade do veículo oceânico no eixo OY;

V_w é a velocidade total do vento;

$\overline{V}$ é a velocidade média do vento;

V_{turb} é a velocidade de rajada do vento;

w é a projeção da velocidade do veículo oceânico no eixo OZ;

$\dot{x}_0$ é a componente da velocidade em relação ao eixo O_0X_0;

X é a força atuante na direção OX;

$\dot{y}_0$ é a componente da velocidade em relação ao eixo O_0Y_0.

Y é a força atuante na direção OY;

Z é a força atuante na direção OZ;

γ_r é o ângulo entre a corrente e o aproamento

γ_w é o ângulo de incidência do vento,

Θ posição angular referido ao eixo O_0X_0;

ρ é a densidade do fluido;

ς é a altura da onda;

ϕ é o potencial de velocidade;

Φ é a posição angular referida ao eixo O_0Y_0;

Ψ é a posição angular referida ao eixo O_0Z_0;

ω é a frequência.

índice inferior

A: massa adicionada;

x: eixo OX;

y: eixo OY;

r : relativo;

v : viscosidade;

D : deriva;

w : vento;

sistema de coordenadas

OXYZ: sistema de coordenada fixa ao veículo (ver Fig. 3.3.1);

$O_0X_0Y_0Z_0$: sistema de coordenas fixa `a Terra (ver Fig. 3.3.1);

CAPÍTULO 4

A é um polinômio em q^{-1};

C é um polinômio em q^{-1};

e é ruído branco;

g é a aceleração da gravidade;

G é uma função de transferência;

I_x' é o momento de inércia virtual para o jogo do navio;

$j = \sqrt{-1}$

K é o momento atuante em relação ao eixo OX

K_o é o momento externo só devido a ação da onda.

m é a massa do veículo oceânico;

M é o momento atuante em relaçao ao eixo OY;

N é o momento atuante em relação ao eixo OZ;

p é a rotação angular do navio relativo ao eixo OX;

q é a rotação angular do navio relativo ao eixo OY;

r é a rotação angular do navio relativo ao eixo OZ;

s é o operador da transformada de Laplace;

S é o espectro;

t é o tempo discreto;

u é a projeção da velocidade do veículo oceânico no eixo OX;

v é a projeção da velocidade do veículo oceânico no eixo OY;

V_n é a velocidade do navio;

w é a projeção da velocidade do veículo oceânico no eixo OZ;

X é a força atuante na direção OX;

Y é a força atuante na direção OY;

Z é a força atuante na direção OZ;

$\beta = 2\zeta\omega_n$;

γ_o é a direção da onda, conforme definido na Fig. 4.2.2

ζ é o fator de amortecimento;

Θ posição angular referido ao eixo O_0X_0;

ρ é a densidade do fluido;

ς é a altura da onda;

$\varsigma'(s)$ é a inclinação da onda.

ϕ é o potencial de velocidade;

Φ é a posição angular referida ao eixo O_0Y_0;

Ψ é a posição angular referida ao eixo O_0Z_0;

ω é a frequência .

ω_e é a frequência de encontro;

ω_n é a frequência natural não amortecida;

sistema de coordenadas

OXYZ: sistema de coordenada fixa ao veículo (ver Fig. 3.3.1);

$O_0X_0Y_0Z_0$: sistema de coordenas fixa `a Terra (ver Fig. 3.3.1);

CAPÍTULO 5

FR é a posição da cremalheira;

$FR_{\min}$ e $FR_{\max}$ são, respectivamente, as posições mínima e máxima da cremalheira;

J_1 é o momento de inércia do eixo propulsor no modo 1MD;

J_m é o momento de inércia que inclui o motor e o eixo de entrada;

J_p é o momento de inércia virtual do sistema propulsor, englobando massas rotativas dos motores, redutor, geradores de eixo e hélice incluindo o efeito de massa adicionada;

M é a massa virtual do navio;

N_D é a rotação demandada;

N_{DC} é o sinal de saída do controlador de divisão de carga ;

$N_{DCI}, N_{DGI}, N_{DCP}$ e N_{CGP} estão definidas na Fig. 5.4.2;

N_{DG} é o sinal de saída do controlador de rotação do motor Diesel no modo gerador

N_{DR} é a rotação demandada de referência;

N_h é a rotação do hélice;

N_m é a rotação do motor;

N_{mg} é a rotação do motor no modo gerador.

$N_{\min}$ e $N_{\max}$ são, respectivamente, as rotações mínima e máxima do motor

P_{DR} é o passo demandado de referência

P_h é o passo do hélice;

$P_{\max}$ é o passo máximo do hélice;

PCL é a posição da manete.

Q_c é o torque líquido do motor que está em operação e que pode ser utilizado para acelerar o motor a ser selecionado;

Q_{cr} é o torque transmitido através da embreagem para o motor a ser selecionado;

Q_{c0} é uma constante;

Q_g é o torque do gerador elétrico;

Q_e é a perda por atrito no eixo propulsor;

Q_h é o torque do hélice;

Q_m é o torque do motor;

Q_{oc} é o torque resistente com a embreagem aberta;

Q_r é a perda por atrito na engrenagem redutora;

RR é a razão de redução de rotação;

R_n é a resistência ao avanço do navio;

s é o operador de Laplace;

S é o espaço percorrido;

t é o tempo contínuo;

$\bar{t}$ é coeficiente de redução do empuxo;

t_s é o tempo de acoplamento;

T_{c0} é o tempo total de escorregamento;

T_h é o empuxo do hélice;

TPD é a taxa de variação do passo ;

V_n é a velocidade do navio;

V_{proj} é a velocidade de projeto do navio;

β_i, $i = 1,2$ são constantes.;

γ é uma constante definida na Fig. 5.3.4;

ε é uma constante definida na Fig. 5.3.4.

η_{rr} é a eficiência relativa rotativa.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Apesar de todo o conservadorismo, a indústria naval vem aumentando o grau de sofisticação em termos de controle e monitoração a bordo de embarcações tanto comerciais como militares. Esta tendência é reflexo da necessidade de reduzir os custos operacionais e a de atender, não só a critérios funcionais mais rígidos, como também os requisitos cada vez mais exigentes de segurança a bordo impostos pelos organismos internacionais de salvaguarda. O atendimento a certos critérios funcionais implica, muitas vezes, em aumentar o número de componentes da instalação, e por conseguinte, também o número de variáveis, o que acaba tornando o controle humano mais difícil e requerendo, consequentemente, controladores automáticos. Uma instalação propulsora combinada com hélice de passo variável é um exemplo típico deste aumento de complexidade. O aumento de segurança, por seu turno, está associado não só ao esquema de controle, mas também `a monitoração dos sinais vitais do sistema.

Já no campo da engenharia oceânica, mormente na indústria do petróleo, existe uma motivação maior para adotar sistemas sofisticados de controle e monitoração. Isto se deve à complexidade dos sistemas instalados, interesse em aumentar o desempenho da instalação, devido aos custos altos operacionais e, principalmente, manutenção do padrão de segurança em níveis elevados, pois as condições de trabalho são mais desfavoráveis.

Na área de engenharia naval, um dos sistemas de controle que tem merecido atenção é o da instalação propulsora, que tem como objetivo principal atender, adequadamente, às solicitações de mudança e de manutenção da velocidade do navio. Mas este objetivo deve ser alcançado sem sobrecarregar mecanicamente os componentes da instalação propulsora, seja em regime permanente ou transitório.

Além disso, em uma instalação combinada o controlador deve atender também a necessidade de mudança do modo de operação dos motores.

Na área de engenharia oceânica, os pesquisadores tem dedicado atenção ao sistema de posicionamento dinâmico, que é um modo ativo de manter na posição desejada um veículo oceânico. Esta atenção é consequência da exploração de petróleo em águas cada vez mais profundas, onde os sistemas convencionais de amarração tornam-se problemáticos.

Para projetar adequadamente um sistema de controle é necessário obter o modelo matemático do sistema. No caso da engenharia naval e oceânica, há uma certa dificuldade em determinar corretamente os diversos coeficientes que comparecem na equações que exprimem a dinâmica do veículo oceânico. Isto ocorre porque a interação entre o veículo e a água do mar é uma dinâmica complexa, além do que as excitações ambientais são de natureza estocástica. Para este tipo de sistema, de coeficientes desconhecidos, é interessante a aplicação de controle adaptativo, uma vez que ele incorpora um processo de estimação de parâmetros no seu algorítmo.

Além de controle, um outro problema que tem merecido atenção dos pesquisadores é a predição dos movimentos de uma embarcação marítima, que poderia ser útil tanto na área de engenharia naval como na oceânica. Ela também requer o conhecimento do modelo matemático, mas em vista da dificuldade da sua obtenção, pode-se efetuar a predição adaptativamente. O traço comum entre o controle e a predição adaptativa é a utilização da teoria de identificação de sistemas.

Neste trabalho são apresentados os trabalhos realizados no estudo da dinâmica e controle de sistemas oceânicos. Neste sentido são mostrados a aplicação de controle adaptativo para o posicionamento dinâmico de uma plataforma semi-submersível, a predição adaptiva do movimento de um navio e a filosofia para o projeto do controle de uma instalação propulsora combinada.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para acompanhar os estudos desenvolvidos neste texto são apresentados os trabalhos relevantes publicados nas três áreas de interesse que são: sistema de

posicionamento dinâmico, predição de movimento de um navio e controle de instalações propulsoras.

1.2.1 SISTEMA DE POSICIONAMENTO DINÂMICO

Os sistemas de posicionamento dinâmico (SPD) começaram a ser desenvolvidos a partir da necessidade de operar veículos oceânicos flutuantes estacionados em uma determinada posição e aproamento, onde o sistema convencional de amarração, ou esbarrava em limites técnicos, ou a sua instalação era excessivamente onerosa e demorada para a finalidade da operação.

O estudo do SPD ganhou importância na medida em que a exploração do petróleo avançou para águas profundas e teve um grande impulso na década de 70 e 80. Atualmente, ele é utilizado em navios ou plataformas semi-submersíveis de perfuração sendo, em alguns casos, em concomitância com o sistema convencional de amarração (Fougera e Minge, 1992). No caso de plataformas semi-submersíveis de produção a preferência tem recaído sobre o sistema de ancoragem, mas a tendência atual é a utilização de sistemas FPSO, onde o sistema de posicionamento dinâmico pode auxiliar a manutenção da posição dos navios ancorados (Bonnet, Gregersen e Branchereau, 1987). Atualmente o SPD é empregado também em diversas embarcações de apoio a plataforma que executam serviços tais como inspeção de dutos, lançamento de cabos, combate a incêndio e supervisão dos submersíveis.

A estrutura de um SPD é relativamente simples, pois ela consiste de um sensor de posição, de um controlador associado a um filtro e dos atuadores, que são os propulsores. No entanto, o seu projeto global envolve especialidades de diferentes áreas pois, há que se determinar o modelo matemático dinâmico do veículo oceânico, definir a lei de controle e estudar os sistemas propulsor, geração e transmissão de potência e selecionar os sensores de posição. Estes itens, exceto a geração e transmissão de potência, estão discutidos em Donha, Morishita e Brinati (1993) e em Donha e Morishita (1993). Entretanto, um aspecto do projeto do SPD que não pode ser menosprezado é a análise da confiabilidade do sistema como um todo (Shatto, 1992), uma vez que, em última análise, é a preocupação

principal do usuário pois, a interrupção do serviço acarreta sérios prejuízos, além do que, a manutenção em alto mar, dependendo do componente, é difícil.

Neste texto são referenciados, em particular, os trabalhos relacionados ao estudo da lei de controle. Os primeiros SPD eram baseados no controlador PID (Proporcional+Integral+Derivativo) associado a um filtro passa-baixa e/ou de rejeição de banda para suprimir os sinais do movimentos de alta frequência. Na década de 70, surgiram os controladores baseado na representação do sistema em espaço de estado, e utilizando a teoria de controle ótimo (LQG) com filtro de Kalman para realimentar o controlador somente com o sinal de baixa frequência. Os trabalhos de Balchen et alii (1980), Grimble et alii (1980a,b), Kallstrom (1983a,b,1985) e de Fung e Grimble (1983) seguem esta última abordagem, com algumas variações, com aplicação tanto para navios como para plataformas semi-submersíveis. Em Fossen (1994) é apresentado uma síntese para o projeto do SPD no espaço de estado.

No âmbito do Departamento de Engenharia Naval e Oceânica da EPUSP o SPD foi estudado por Donha (1989) para o controle da plataforma semi-submersível SR 35 utilizando o filtro de Kalman e com dois tipos de controle, sendo um LQG e o outro adaptativo, sendo que o desempenho de ambos foi verificado experimentalmente. Aplicando uma outra abordagem, a do controlador auto-ajustável de mínima variância generalizada, Barros(1989) estudou o posicionamento dinâmico da plataforma GVA-4000.

1.2.2 PREDIÇÃO DOS MOVIMENTOS DE UM NAVIO

Uma das motivações para prever o movimento de um navio é para aumentar o grau de segurança durante a aterrissagem de aeronaves em embarcações marítimas. Este estudo tem sido realizado sob diversos enfoques. Por exemplo, O'Relly (1987) baseia sua análise no RAO (Response Amplitude Operator) e define um índice de energia para estabelecer o grau de segurança para a aterrissagem do navio. Este método requer a determinação do RAO para cada navio, além de sensores a bordo para determinar o índice de energia, uma vez que ele é baseado na velocidade e posição de um determinado ponto do navio. Predição baseado em filtro de Kalman tem sido usado por Sidar e Doolin (1983) e Chung, Bien e Kim

(1990). No entanto a utilização do filtro de Kalman pressupõe o conhecimento de alguns parâmetros, que nem sempre é o caso, e a utilização do filtro extendido de Kalman pode levar a problemas de divergência numérica.

Uma alternativa atraente para a predição do movimento do navio é o método adaptativo na medida em que os coeficientes do modelo são estimados a cada momento, incorporando as alterações que ocorrem no ambiente marítimo, e não se exige praticamente nenhum conhecimento prévio do sistema, além da sua ordem. Nesta abordagem o sinal do movimento do navio é considerado como uma série temporal e tem sido utilizado por Jeffery e Samra (1985), Lin (1987), Broome e Pittaras (1990) e Pittaras (1992). Para utilizar esta abordagem são necessários desenvolver algorítmos para a estimação recursiva de parâmetros e também para a predição.

1.2.3 CONTROLE DE INSTALAÇÕES PROPULSORAS

Os trabalhos de modelagem do sistema propulsor e de seu controle começaram a ser publicados com maior intensidade na década de 70 envolvendo, principalmente, instalação com turbina a gás e hélice de passo variável. Tozzi (1973) estuda o controle de turbina a gás a partir das manobras de aceleração e desaceleração do navio, Rubis (1972) estuda o controle de uma instalação combinada COGAG (Combination Gas And Gas) e Rubis e Harper (1978) analisa a reversão da velocidade de um navio. Os estudos se concentram em turbina a gás porque ela começou a ser utilizada com mais intensidade em navios militares, mormente em instalações combinadas. Em função disto houve necessidade de desenvolver novas leis de controle uma vez que a turbina a gá é uma máquina de alta potência com resposta rápida. Com relação a ciclo a vapor deve ser citado o trabalho de Torii et alii(1976) que modelou todo os componentes do ciclo com a preocupação de construir um simulador de ciclo para treinamento da tripulação e não propriamente estudar o controle.

O estudo de controle de instalação propulsora teve início no Departamento de Engenharia Naval e Oceânica da EPUSP em 1974, examinando a aplicação de controle ótimo para injeção de combustível e atuador do passo em manobra de aceleração. Os resultados desta pesquisa estão condensados em Bianco, Maizza e

Brinati (1976). Em relação ao ciclo a vapor, a sua modelagem e simulação estão apresentados em Morishita (1979). Em 1980 começou a ser estudado pelo autor o controle da instalação propulsora da fragata da Marinha do Brasil (Morishita, 1981a,b), que é uma instalação do tipo CODOG (Combination Diesel Or Gas) com hélice de passo variável. Este estudo foi concluido com a medição de alguns parâmetros a bordo durante a manobra de regime transiente do navio (Morishita, 1983). O caso específico de controle no modo Diesel é mostrado em Morishita (1982b). Em Morishita e Brinati (1984) é efetuado a análise crítica do projeto do sistema de controle da instalação propulsora do tipo CODOG de uma corveta da Marinha do Brasil desenvolvida pela Yard Control. E, em Morishita e Brinati (1990, 1992), é mostrado o desenvolvimento do projeto do controle de uma instalacão propulsora do tipo CODAD (Combination Diesel And Diesel) para um navio tanque da Marinha do Brasil. Os resultados teóricos obtidos durante a fase de projeto deste navio estão confrontado com os experimentais obtidos durante a prova de mar do navio em Morishita, Brinati e Martins (1991).

Todos os trabalhos de instalação propulsora listadas até o presente momento aplicam a teoria clássica de controle. Em Morishita (1986) é mostrado a aplicação de controle adaptivo de mínima variância generalizada a uma instalação propulsora com motor Diesel e hélice de passo variável e em Morishita e Barros (1988) é apresentado a aplicação da mesma teoria de controle a um sistema propulsor composto por turbina a gás e hélice de passo variável.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALLHO

A linha de pesquisa adotada pelo autor ao longo do tempo pode ser considerada como pertencente a área de dinâmica e controle, incluindo identificação, de sistemas oceânicos. O objetivo deste trabalho é a consubstanciar as pesquisas realizadas nesta área, após o doutorado, compreendendo controle adaptativo aplicado a um sistema de posicionamento dinâmico, predição do movimento de um navio e projeto de controle de instalações propulsoras.

No capítulo referente ao sistema de posicionamento dinâmico são apresentados os diversos sub-sistemas que compõem o conjunto, isto é, sensores, controladores e propulsores. Também é discutido a natureza e a determinação dos

diversos esforços que atuam em uma unidade flutuante. O SPD é projetado para uma plataforma semi-submersível aplicando o controle adaptativo de mínima variância generalizada porém, omitindo o filtro de alta frequência, porque uma plataforma semi-submersível é projetada para ser transparente a ondas. O desempenho do controlador é verificado através de simulação dinâmica.

A pesquisa sobre predição se refere ao movimento do jogo de um navio, que foi admitida como sendo uma série temporal, e a teoria empregada é válida para sistemas lineares estocásticos estacionários. O modelo adotado é do tipo ARMA e a estimação dos parâmetros é efetuada recursivamente pelo algorítimo conhecido como método de predição do erro. A predição é obtida através do método proposto por Box e Jenkins (1976) e é apresentado também um procedimento para o aproveitamento dos resultados da predição para o aumento da segurança durante a operação de aterrissagem de aeronaves no navio. A análise é efetuada com dados registrados durante a prova de mar de um navio tipo fragata.

O projeto de controle de instalações propulsoras vem sendo estudado a mais de 15 anos no Departamento de Egenharia Naval da EPUSP e seus resultados já foram publicados em diversos trabalhos. Sendo assim, este texto é aproveitado para efetuar uma discussão mais abrangente sobre a filosofia e os procedimentos que devem ser adotados para o desenvolvimento de um projeto de uma instalação propulsora. A análise é baseada no controlador da instalação propulsora de um navio-tanque, que foi desenvolvido pelo Departamento e implementado pelo Estaleiro Ishibrás. Através deste sistema propulsor são mostradas as finalidades das diversas leis de controle, que são definidas em função dos requisitos de operação e arranjo do sistema propulsor. Também são sugeridos procedimentos para a seleção dos diversos ganhos do controlador. Como exemplo, são apresentados os resultados da análise teórica efetuada para o sistema de controle do navio tanque através de simulação dinâmica, e estes são confrontados com os registros obtidos durante a prova de mar do navio.

1.4 LINHAS GERAIS DO TRABALHO

Este trabalho está dividido da seguinte maneira:

No Capítulo 2 são apresentados os aspectos teóricos da estimação de parâmetros, predição e controle adaptativo. Inicialmente são discutidos os modelos viáveis para representar a dinâmica de um sistema e os algorítmos de estimação recursiva de parâmetros, bem como detalhes da sua implementação. Posteriormente é apresentado estrutura do controlador adaptativo de mínima variância generalizada.

No Capítulo 3 é apresentado a aplicação do controle adaptativo de mínima variância generalizada a um sistema de posicionamento dinâmico para a plataforma semi-submersível GVA-4000. Antes da aplicação do controlador são apresentados os principais componentes de um SPD bem como uma discussão sobre a natureza e a determinação dos diversos esforços que atuam em um veículo oceânico.

No capítulo 4 é apresentado a predição do movimento do jogo do navio. Inicialmente é discutido a natureza deste movimento e os dados obtidos são analisados em termos estatísticos. Posteriormente, são apresentados em detalhes a etapas desenvolvidas para se obter a predição do movimento do navio.

No Capítulo 5 é discutido o projeto da instalação propulsora de um navio. São apresentados, inicialmente, um procedimento para a determinação dos pontos de operação do navio em regime permanente e um método para a definição das diversas leis de controle, bem como a seleção dos seus ganhos. Posteriormente são mostrados, como exemplo, os resultados teóricos e práticos obtidos com o controlador da propulsão do navio tanque.

E, finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões gerais sobre o trabalho.

Cabe aqui observar que a notação matemática foi definida por capítulo e está apresentada no início do trabalho. O objetivo foi a de respeitar, na medida do possível, a notação consagrada de cada assunto.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Nos problemas de controle e predição, invariavelmente, é requerido o modelo matemático que representa a dinâmica do sistema. No campo da engenharia, uma maneira natural de tentar obter este modelo é através da modelagem matemática aplicando-se, convenientemete, as leis apropriadas da física em função do problema específico. No entanto, muitas vezes, devido a complexidade do sistema, ou limitação da teoria, não é possível estabelecer o modelo do sistema analiticamente. Nestes casos, recorre-se a técnica de identificação de sistemas, que é dividida em paramétrica e não-paramétrica, sendo que em ambos os casos procura-se estabelecer um modelo matemático analisando-se os dados de entrada e de saída do sistema. No caso de identificação não paramétrica, nenhuma estrutura matemática é estabelecida a priori, e o modelo é obtido baseando-se, por exemplo, no conceito de transformada de Fourier. Já na identificação paramétrica adota-se, inicialmente, uma estrutura para o modelo e, posteriormente, procura-se estimar os seus coeficientes. Esta última etapa é denominada de estimação de parâmetros e pode ser recursiva e não recursiva. No caso da estimação de parâmetros não recursiva é considerado o conjunto de dados obtido num intervalo de tempo e não há preocupação em aplicar imediatamente os seus resultados. Já na estimação de parâmetros recursiva, os coeficientes são atualizados na medida em que novos dados são coletados, e prevê-se a sua aplicação em tempo real. É o caso do controle e predição adaptativa, que propõem lidar com sistemas de parâmetros desconhecidos.

Neste capítulo serão tratados os fundamentos teóricos necessários para a identificação de sistemas que serão utilizados, posteriormente, tanto no controle

como na predição adaptativa. Neste sentido, são apresentados os possíveis modelos que poderiam ser adotados para representar a dinâmica de um sistema, algorítimos para identificação paramétrica recursiva, procedimentos para predição adaptativa e a teoria do controlador auto-ajustável de mínima variância generalizada. Toda teoria será desenvolvida para sistemas lineares estocásticos com sinais amostrados, que é o caso quando se utiliza equipamentos de controles digitais. Também será admitido que o sistema é escalar.

2.2 MODELO MATEMÁTICO

Nesta seção serão apresentados modelos que podem ser utilizados para a identificação de sistemas dinâmicos lineares estocásticos. Para os propósitos deste trabalho define-se como sistema o objeto físico que gera uma variável de saída. Essa saída pode ser consequência de um sinal de entrada determinístico e mensurável, alimentado por um operador humano ou através de um controlador automático. Além desse sinal, a saída de um sistema pode ser ocasionado também por pertubações, normalmente de natureza estocástica, que podem ser mensuráveis ou não. No caso da saída de um sistema só depender de pertubações imensuráveis, porém, caracterizadas por propriedades estatísticas, ela recebe o nome de série temporal ou sinal. Desta forma, o modelo matemático, para ser geral, deve prever tanto o processo determinístico como o estocástico. No caso de identificação de sistemas lineares, objeto deste trabalho, as duas componentes podem ser modeladas separadamente, conforme mostrada a seguir.

2.2.1 MODELO DETERMINÍSTICO

A parte determinística pode ser obtida a partir da seguinte equação de diferença que caracteriza um sistema discretizado ou com sinais amostrados:

$$y_u(t) + a_1 y_u(t-1) + \ldots + a_{na} y_u(t-na) = b_1 u(t-1) + \ldots + b_{nb} u(t-nb) \qquad (2.2.1)$$

onde

y_u é o sinal de saída determinística do sistema;

u é o sinal de entrada determinística;

a_i e b_i são constantes;

na e nb são, respectivamene, ordens associadas ao sinal de saida e de entrada;

t é o tempo discretizado; $t = 0, 1, 2, \ldots$

Adotando-se a nomenclatura

$q^{-1}y_u(t) = y_u(t-1)$

tem-se que a equação (2.2.1) pode ser escrita compactamente como:

$$y_u(t) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) \qquad (2.2.2)$$

onde

$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + .. + a_{na} q^{-na}$;

$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + .. + b_{nb} q^{-nb}$;

A estrutura da equação (2.2.2) pode ser obtida, também, aplicando-se a transformada **Z** `a função de transferência do sistema pré-multiplicado pelo segurador de ordem zero, sendo ambos definidos através da transformada de Lapace. Para que o sistema seja causal é necessário que $nb \leq na$ e para que ele seja estável é necessário que as raízes da equação $A(q^{-1}) = 0$ estejam dentro do círculo unitário.

Convém reparar que o primeiro termo do polinômio $B(q^{-1})$ já incorpora um atraso. Isto representa a inércia do sistema. Se, por ventura, houver um atraso puro maior, por exemplo, $k' > 1$, basta admitir que os primeiros $k'-1$ elementos de $B(q^{-1})$ são zeros, isto é:

$$B(q^{-1}) = q^{-k'}(b_{k'}q^{-1} + \ldots + b_{nb}q^{-nb-k'}) \quad \text{com } b_{k'} \neq 0$$

2.2.2 PROCESSOS ESTOCÁSTICOS

Serão considerados neste trabalho os processos estocásticos discretos estacionários no sentido lato, isto é, a sua média é sempre constante e a sua variância é função somente da diferença do tempo (Schwarz e Friedland, 1972). O procedimento normalmente adotado para modelar o processo estocástico é admitir que um sinal correlacionado pode ser gerado a partir de um sinal fictício denominado ruído branco. Este sinal, denotado por $e(t)$ neste trabalho, é definido como uma sequência de variáveis aleatórias não correlacionados, com média zero e variância σ_e^2. Com estas características resulta que a sua densidade espectral de energia é constante ao longo de toda a frequência. Neste trabalho, adicionalmente, será admitido que o ruído branco é gaussiano. O processo estocástico linear mais geral que pode ser definido a partir do ruído branco é (Priestley, 1981):

$$y_e(t) = \sum_{j=0}^{\infty} c_j e(t-j) \qquad c_0 = 1; \tag{2.2.3}$$

onde c_j é uma sequência de constantes satisfazendo

$$\sum_{j=0}^{\infty} c_j^2 < \infty$$

Esta última condição é necessária para garantir que o sinal $y_e(t)$ tenha uma variância finita. A equação (2.2.3) permite também calcular $y_e(t)$, sob determinadas condicões, a partir da soma ponderada dos seus valores passados, substituindo recursivamente os valores passados de $e(t)$:

$$y_e(t) = -\sum_{j=1}^{\infty} a_j y_e(t-j) + e(t) \tag{2.2.3a}$$

A relação (2.2.3), ou seu equivalente (2.2.3a), embora geral e interessante sob o ponto de vista matemático, não é atrativo na medida que é necessário determinar um número infinito de coeficientes. Para se obter um modelo com um número finito de termos admite-se que o processo estocástico é estacionário, com média nula e a sua densidade espectral de energia $S(\omega)$ como sendo uma função racional em $\cos\omega$. A partir destas hipóteses, decorre do teorema da fatoração

espectral (Astron, 1970), que existe uma função racional $C(e^{i\omega}) / D(e^{i\omega})$, com polos no interior do círculo unitário e zeros sobre ou no interior do círculo unitário, tal que:

$$\mathbf{S}(\omega) = \frac{\sigma_e^2}{2\pi} \frac{C(e^{i\omega})C(e^{-i\omega})}{D(e^{i\omega})D(e^{-i\omega})}. \tag{2.2.4}$$

onde

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + .. + c_{nc} q^{-nc}$$

$$D(q^{-1}) = 1 + d_1 q^{-1} + .. + d_{nd} q^{-nd}$$

σ_e é uma constante;

Considere-se agora o seguinte processo:

$$y_e(t) = \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} e(t) \tag{2.2.5}$$

onde $e(t)$ é um ruído branco com média zero e variância σ_e^2, isto é:

$E[e(t)] = 0$ e

$$E[e(t)e(t+j)] = \sigma_e^2 \text{ para } j = 0$$
$$= 0 \text{ para } j \neq 0$$

Calculando a densidade espectral de energia da variável de saída verifica-se que ela é exatamente igual a equação (2.2.4), já que a densidade espectral de energia do ruído branco é dada por $\sigma_e^2 / 2\pi$. Desta forma, a equação (2.2.5) é adotada como o modelo matemático do processo estocástico.

2.2.3 DESVIO

Muitas vezes a saída de um sistema dinâmico apresenta um desvio, quer devido a uma pertubação constante, quer provocado pelo processo de leitura. Este efeito pode ser incorporado no modelo matemático considerando-se a seguinte equação:

$$y_d(t) = \frac{d}{A(q^{-1})} \tag{2.2.6}$$

2.2.4 MODELOS PARA UM SISTEMA ESTOCÁSTICO

De um modo geral, a saída de um sistema dinâmico pode ser considerada como a soma das compontes determinística, estacionário e, eventualmente, o desvio, isto é,

$$y(t) = y_u(t) + y_e(t) + y_d(t)$$

ou

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}e(t) + \frac{d}{A(q^{-1})} \qquad (2.2.7)$$

onde

y é o sinal de saída do sistema;

Embora a equação (2.2.7) seja geral, muitas vezes, não há necessidade de incorporar todos estes termos e, portanto, pode-se trabalhar com modelos simplificados. Desta forma, a seguir, serão apresentados os principais modelos derivados da equação geral, que podem ser utilizados em controle ou predição adaptativa. Em todos eles é admitido que $D(q^{-1}) = A(q^{-1})$ e $d = 0$.

a) Regressão linear

Neste caso tem-se $C(q^{-1}) = 1$ e a equação (2.2.7) por ser escrita como:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + e(t) \qquad (2.2.8)$$

b) modelo AR(na) ("Auto Regressive")

Seja $C(q^{-1}) = 1$ e $B(q^{-1}) = 0$. Neste caso tem-se o processo

$$A(q^{-1})y(t) = e(t) \qquad (2.2.9)$$

que é conhecido como auto-regressivo de ordem na e que pode, eventualmente, ser de ordem infinita. Para que esta série seja estacionária é necessário que as raízes da equação $A(q^{-1}) = 0$ estejam dentro do círculo unitário.

c) modelo MA(nc) ("Moving Average")

Seja $A(q^{-1}) = 1$ e $B(q^{-1}) = 0$. Neste caso a equação (2.2.7) é dada por :

$$y(t) = C(q^{-1})e(t) \qquad (2.2.10)$$

e, este modelo é conhecido como média móvel de ordem nc e que também pode ser de ordem infinita.

Estes dois últimos modelos podem ser invertidos, isto é, obter um modelo AR a partir de MA e vice-versa. Considere, por exemplo, o modelo MA(nc) definido pela equação (2.2.10) que pode, alternativamente, ser escrita como:

$$C^{-1}(q^{-1})y(t) = e(t)$$

Em Priestley (1981) é mostrado que se as raízes da equação $C(q^{-1}) = 0$ estiverem dentro do círculo unitário, então é possível obter um polinômio $A(q^{-1})$, de ordem infinita, que caracteriza um modelo AR. Raciocínio análogo pode ser efetuado para obter um modelo MA, de ordem infinita, a partir de um modelo AR de ordem finita.

d) modelo ARMA(na,nc)

Este modelo é uma mescla do modelo AR com MA e é expressa como:

$$A(q^{-1})y(t) = C(q^{-1})e(t) \qquad (2.2.10)$$

Obviamente, este último modelo é mais complexo que os modelos AR ou MA. No entanto, ocorrem situações onde os modelos AR ou MA requerem um número grande de coeficientes. Nestes casos, o modelo ARMA pode representar adequadamente a dinâmica do sistema com um número menor de coeficientes, o que traz vantagens computacionais e analíticas (Clarkson, 1993). Também é interessante registrar que os modelos AR, MA e ARMA são todos casos particulares da formulação geral (2.2.3) (Priestley,1981).

modelo ARMAX ("Auto Regressive Moving Averege with Exogenus Input")

Este modelo é a mescla do modelo ARMA com a componente determinística, considerada como um sinal exógeno, e que resulta na seguinte equação:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \qquad (2.2.11)$$

Este modelo encontra uma larga utilização pois, ele incorpora a componente determinística e estocástica com um número reduzido de coeficientes, quando comparada com a equação geral, o que traz vantagens computacionais para a estimação dos parâmetros. Além disto, este modelo pode ser obtido a partir da equação de estado quando se utiliza o filtro de Kalman, o que é interessante sob o ponto de vista teórico para estabelecer analogias.

f) modelo ARIMA(na,ni,nc) (Autoregressive Integrated Moving Average)

As equações apresentadas até o presente momento são válidas somente para sistemas estacionários que não é o caso comum. Para lidar com séries temporais não-estacionários é sugerido derivar o sinal de entrada várias vezes até encontrar uma série estacionária e então efetuar a sua identificação (Box e Jenkins, 1970 e Janacek e Swift, 1993). Neste procedimento calcula-se inicialmente o sinal auxiliar:

$$y'(t) = (1 - q^{-1})^{ni} y(t) \qquad (2.2.12)$$

e, posteriormente, procura-se estimar os parâmetros da equação:

$$A(q^{-1})y'(t) = C(q^{-1})e(t) \qquad (2.2.13)$$

Substituindo a equacão (2.2.12) em (2.2.13) tem-se:

$$(1 - q^{-1})^{ni} A(q^{-1})y(t) = C(q^{-1})e(t) \qquad (2.2.14)$$

Este modelo recebe o nome de "Autoregressive Integrated Moving Average" e a ordem ni normalmente considerada é 1 ou 2 e, nestes casos particulares, tem-se as seguintes expressões:

para $ni = 1$

$$y'(t) = y(t) - y(t-1)$$

para $ni = 2$

$$y'(t) = [y(t) - y(y-1)] - [y(t-1) - y(t-2)] = y(t) - 2y(t-1) + y(t-2)$$

Se a aplicação de uma destas diferenças ainda não transformar uma série não estacionária em estacionária é sugerido, antes de aplicar a diferença, extrair a raiz quadrada do sinal ou mesmo calcular o seu logarítmo (Janacek e Swift, 1993).

Nos modelos particulares descritos acima foi considerado que $d = 0$. Isto foi efetuado para compatibilizar a nomenclatura das equações com a encontrada na literatura mundial. No entanto, não há dificuldades em acrescentar a constante em qualquer das equações previamente apresentadas.

Todos os modelos apresentados nesta seção são válidos somente para sistemas lineares e com processo estocástico estacionário. Para sistemas mais complexos, tais como com dinâmica não linear, existem propostas de séries temporais não-lineares que são discutidos em Tong (1990). A principal dificuldade em adotar modelos não-lineares é a falta de algoritimos para estimar recursivamente os parâmetros.

2.3 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

Coexistem na literatura diversas abordagens para estimação recursiva dos parâmetros, tais como mínimos quadrados, mínimos quadrados estendido, variável instrumental, máxima verossimilhança e aproximação estocástica. (Isermann, 1982 e Ljung, 1985). Esta diversidade de métodos decorre do modelo matemático adotado e da abordagem utilizada para estimar os parâmetros. No entanto, todos estes métodos de estimação recursiva de parâmetros apresentam uma estrutura comum e podem ser considerados como casos particulares de uma dedução mais geral aplicando o método estocástico de Newton a uma função objetiva quadrática. Neste trabalho serão apresentados dois métodos de estimação de parâmetros, que são o mínimo quadrado recursivo e o erro de predição com aproximação estocástica de Newton. Embora este último método englobe o primeiro, é interessante

apresentar, inicialmente, o método dos mínimos quadrados para compreender mais facilmente a lógica da estimação recursiva e perceber as suas dificuldades.

2.3.1 MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVO

Neste método admite-se que a dinâmica do sistema seja dada pela equação (2.2.8), isto é,

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + e(t) \tag{2.3.1}$$

que pode ser pode ser escrita, compactamente, como:

$$y(t) = \theta^T \varphi(t) + e(t)$$

onde

$$\theta^T = [a_1 \,..a_{na}\, b_1 \,..b_{nb}]$$

$$\varphi^T(t) = [-y(t-1) \,..\, -y(t-na) \;\; u(t-1)..u(t-nb)]$$

A predição natural da variável de saída para o instante t, observados os valores de y e de u até o instante $t-1$ é:

$$\hat{y}(t) = \theta^T \varphi(t)$$

O erro de estimação neste caso é dado por :

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) \tag{2.3.2}$$

O problema de estimação de parâmetros se resume agora em determinar os valores do vetor θ a partir de $y(t)$ e $\varphi(t)$ para $t = 1,2,...N$. Considerando todos os valores obtidos até o instante N, o procedimento mais comum para calcular os coeficientes do vetor θ é através da minimização da função:

$$V'_N(\theta) = \frac{1}{N}\sum_{1}^{N} \varepsilon^2(t) \tag{2.3.3}$$

Esta função é apropriado para sistemas invariantes com o tempo. No entanto, isto não é o caso comum e seria interessante, portanto, estabelecer uma função que acomodasse a estimação de parâmetros dos sistemas variantes com o tempo,

dando maior importância aos últimos dados observados. Isto pode ser efetuado alterando-se a função (2.3.3) para

$$V_N(\theta) = \sum_1^N \kappa(N,t)\varepsilon^2(t) \tag{2.3.4}$$

onde $\kappa(N,t)$ é uma função peso normalmente escolhida como:

$$\kappa(N,t) = \lambda^{N-t} \tag{2.3.5}$$

Como a função (2.3.4) é linear em relação a θ pode-se calcular analiticamente o seu mínimo, isto é,

$$\frac{dV_N(\theta)}{d\theta} = 0$$

que resulta em

$$\hat{\theta}(N) = \left[\sum_1^N \kappa(N,t)\varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1} \sum_1^N \kappa(N,t)\varphi(t)y(t) \tag{2.3.6}$$

onde $\hat{\theta}$ é o vetor dos valores estimados de θ

Este é o cálculo "off line" de θ considerando todos os valores passados de y e de u, e é apropriado quando se deseja identificar sistemas a partir de um conjunto determinado de dados. Entretanto, quando se deseja uma estimação de parâmetros em tempo real ("on line"), este procedimento é incoveniente, pois envolve uma considerável quantidade de memória e de operações aritméticas. Para contornar este problema, normalmente, é utilizado a estimação recursiva de parâmetros, que procura atualizar, em cada instante, o vetor $\hat{\theta}$ baseando-se no seu último valor. Admitindo que $\kappa(N,t)$ seja dada por (2.3.5)e definindo:

$$R(t) = \sum_1^t \kappa(t,k)\varphi(k)\varphi^T(k)$$

pode-se mostrar que o vetor $\hat{\theta}$ pode ser calculado recursivamente como:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + R^{-1}(t)\varphi(t)[y(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t)] \tag{2.3.7}$$

e,

$$R(t) = \lambda R(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t) \tag{2.3.8}$$

Porém, este algoritmo também não é satisfatório sob o ponto de vista computacional pois envolve a inversão da matriz R. Esta operação, no entanto, pode ser evitada aplicando-se o lema da inversão de matrizes à matriz P definida como:

$$P(t) = R^{-1}(t) = \left[\lambda R(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1} \tag{2.3.9}$$

O lema da inversão das matrizes estabelece que, dada as matrizes A, B, C e D, de dimensões apropriadas, e se existir os produtos BCD e a soma $A + BCD$ tem-se:

$$[A + BCD]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B[DA^{-1}B + C^{-1}]^{-1}DA^{-1}$$

Aplicando este lema `a equação (2.3.9) com $A = R(t-1)$, $B = \varphi(t)$, $C = 1$ e $D = \varphi^T(t)$ obtém-se que a matriz $P(t)$ pode ser calculada recursivamente como:

$$P(t) = P(t-1) - \frac{P(t-1)\varphi(t)\varphi^T(t)P(t-1)}{\lambda + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t)}$$

Com isto chega-se ao algorítmo conhecido como de Mínimos Quadrados Recursivo:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + L(t)[y(t) - \theta^T(t-1)\varphi(t)] \tag{2.3.10a}$$

$$S(t) = \lambda + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t) \tag{2.3.10b}$$

$$L(t) = \frac{P(t-1)\varphi(t)}{S(t)} \tag{2.3.10c}$$

$$P(t) = \left[P(t-1) - L(t)\varphi^T(t)P(t-1)\right]/\lambda \tag{2.3.10d}$$

É interessante efetuar um breve comentário quanto a convergência deste algorítimo e verificar o requisito que deve ter sobre o sinal de entrada para garantir a estimação dos parâmetros. Admitindo que o modelo real do sistema seja:

$$y(t) = \theta_0^T\varphi(t) + e(t)$$

e substituindo esta expressão na equação (2.3.6) tem-se:

$$\hat{\theta}(N)-\theta_0=\left[\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\kappa(N,t)\varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1}\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\kappa(N,t)\varphi(t)e(t) \qquad (2.3.11)$$

O que se deseja em termos de estimação é que não haja desvios na estimação dos parâmetros, isto é,

$$E[\hat{\theta}-\theta_0]=0$$

A partir da equação (2.3.11) pode-se perceber que, quando o ruído atende a hipótese admitida para o desenvolvimento deste algorítimo, qual seja a de ser branco, o desvio é nulo, pois neste caso ele é independente de $\varphi(t)$ e tem-se:

$$E\left[\hat{\theta}(N)-\theta_0\right]=E\left\{\left[\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\kappa(N,t)\varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1}\right\}\frac{1}{N}E\left[\sum_{t=1}^{N}\left[\kappa(N,t)\varphi(t)e(t)\right]\right]=0$$

No entanto, existe um caso particular em que o desvio é nulo, mesmo quando o ruído não é branco. Isto ocorre quando $na=0$ e a média do ruído é zero, pois neste caso o vetor $\varphi(t)$ é composto somente pelo sinal determinístico $u(t)$, independente do ruído, e tem-se:

$$E\left[\hat{\theta}(N)-\theta_0\right]=\left[\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\kappa(N,t)\varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1}\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\kappa(N,t)\varphi(t)E[e(t)]=0$$

Para a estimação adequada dos parâmetros é necessário que o sistema seja excitado adequadamente, isto é, o sinal de entrada deve ser rica em frequência ou que ele excite todos os modos do sistema. Este tipo de sinal é chamado de excitação permanente e a sua definição formal é a seguinte:

Seja $u(t)$ tal que existe os limites de:

$$\lim_{N\to\infty}\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}u(t)u^T(t-j)=\mathrm{r}_j\ ;\ 0\le \mathrm{j}\le \mathrm{n}$$

Seja a matriz

$$R = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & . & . & . & r_n \\ r_1 & r_0 & r_2 & . & . & r_{n-1} \\ . & & . & & & . \\ . & & & . & & . \\ r_n & . & . & & & r_0 \end{bmatrix}$$

O sinal $u(t)$ é chamada de excitação persistente de ordem n se a matriz R é não singular. Para que o coeficientes do sistema seja estimado convenientemente é necessário que a ordem n seja maior que a ordem do sistema.

As propriedades deste algorítmo estão exaustivamente analisadas em diversas referências como em Isermann (1981,1982), Goodwin e Sin (1984), Young (1984) e Ljung e Soderstrom (1985). Neste trabalho é interessante salientar que o método dos mínimos quadrados recursivo foi desenvolvido a partir de uma função de custo determinística e, que a sua minimização analítica foi possível porque a predição é linear em θ. Para obter o algorítimo recursivo, deparou-se com a inversão de uma matriz, mas esta dificuldade pode ser contornada através do lema da inversão das matrizes. O algorítmo apresenta a seu favor a simplicidade, mas só estima corretamente os parâmetros em condições especiais. Uma delas é que o ruído seja branco, o que raramente ocorre na prática. No entanto, apesar das restrições, este algorítimo é bastante utilizado, inclusive em controle que é o caso do controle adaptativo de mínima variância generalizada. (Clarke and Gawtrhop, 1975).

2.3.2 MÉTODO DO ERRO DE PREDIÇÃO

Os diversos métodos de estimação de parâmetros encontrados na literatura apresentam a seguinte estrutura comum:

a) adota-se um modelo matemático para calcular a predição da variável de saída para o instante t baseando-se nos valores passados até o instante $t-1$;

b) calcula-se o erro de estimação no instante t, e

c) procura-se estimar os coeficientes do modelo do sistema minimizando uma função de custo baseado no erro de estimação.

A seguir são apresentados os pontos principais para a dedução de um método de estimação de parâmetros baseado nos passos descritos acima para um sistema com modelo estocástico. Os detalhes do desenvolvimento deste procedimento são apresentados em Ljung e Soderstrom (1985). Toda a formulação é baseada considerando-se um preditor linear, isto é, a predição da variável de saída é calculada por equações do seguinte tipo:

$$\varphi(t+1,\theta) = \mathrm{F}(\theta)\varphi(t,\theta) + \mathrm{G}(\theta)[y(t)\ u(t)]^T \tag{2.3.12a}$$

$$\hat{y}(t|\theta) = \mathrm{H}(\theta)\varphi(t,\theta) \tag{2.3.12b}$$

onde :

θ é um vetor de dimensão p dos parâmetros do modelo do sistema;

φ é um vetor de dimensão p, que pode depender de θ, e contém os valores passados de y e de u;

F, G e H são matrizes que dependem de θ .

A equação (2.3.12a) atualiza o vetor $\varphi(t)$ e a equação (2.3.12b) calcula a estimativa $\hat{y}(t|\theta)$ baseada nos valores de y e de u até o instante $t-1$. O argumento θ em $\hat{y}(t|\theta)$ significa que esta variável é calculada para cada θ. Os valores dos elementos das matrizes F,G e H, dependem do modelo matemático adotado.

Para estimar os elementos do vetor θ de um sistema representado por um modelo estocástico, normalmente, utiliza-se uma função de custo definido em termos de expectância, isto é,

$$V(\theta) = E[f(t,\theta,\varepsilon(t,\theta))]$$

A função $f(t,\theta,\varepsilon(t,\theta)$ comumente utilizada é a quadrática e, neste caso, a função de custo é expresso por:

$$V(\theta) = E[\frac{1}{2}\varepsilon^T(t,\theta)\varepsilon(t,\theta] \tag{2.3.13}$$

onde $\varepsilon(t,\theta) = y(t) - \hat{y}(t|\theta)$

Os valores de θ podem ser determinados a partir de:

$$\frac{dV(\theta)}{d\theta} = E[-\psi(t,\theta).\varepsilon(t,\theta)] = 0 \qquad (2.3.14)$$

onde $-\psi^T(t,\theta) = \dfrac{d\varepsilon(t,\theta)}{d\theta} = \dfrac{d[y(t) - \hat{y}(t|\theta]}{d\theta} = -\dfrac{d\hat{y}(t|\theta)}{d\theta}$ (2.3.14a)

A equação (2.3.14a) requer o cálculo da derivada do valor estimado da variável de saída em relação aos parâmetros do vetor θ. Isto pode ser obtido a partir das equações (2.3.12) que resulta em:

$$\varsigma(t+1,\theta) = \mathrm{F}(\theta)\varsigma(t,\theta) + \mathrm{M}(\theta,\varphi(t,\theta),y(t),u(t)) \qquad (2.3.15a)$$

$$\psi^T(t,\theta) = \mathrm{H}(\theta)\varsigma(t,\theta) + \mathrm{N}(\theta,\varphi(t,\theta)) \qquad (2.3.15b)$$

onde M e N são operadores definidos por:

$$\mathrm{M}(\theta,\varphi,y(t),u(t)) = \frac{\partial}{\partial\theta}[\mathrm{F}(\theta)\varphi + \mathrm{G}(\theta)[y(t)u(t)]^T]$$

$$\mathrm{N}(\theta,\varphi) = \frac{\partial}{\partial\theta}[\mathrm{H}(\theta,\varphi)] \text{ e}$$

$$\varsigma(t,\theta) = [\frac{\partial\varphi(t,\theta)}{\partial\theta_1}, \ldots, \frac{\partial\varphi(t,\theta)}{\partial\theta_p}]$$

As equações (2.3.12) e (2.3.15) podem, por mera conveniência formal, ser condensadas na forma de equação de estado:

$$\xi(t+1,\theta) = \mathrm{F}'(\theta)\xi(t,\theta) + \mathrm{G}'(\theta)[y(t)u(t)]^T \qquad (2.3.16a)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t|\theta) \\ col\,\psi(t,\theta) \end{bmatrix} = \mathrm{H}'(\theta)\xi(t,\theta) \qquad (2.3.16b)$$

onde $\xi(t,\theta) = \begin{bmatrix} \varphi(t,\theta) \\ col\varsigma(t,\theta) \end{bmatrix}$

$col\,X$ significa um vetor formado a partir das colunas da matriz X destacando-as uma sob a outra. A equação (2.3.16a) pode ser encarada como um filtro linear, e neste sentido a sua estabilidade está associada com os

autovalores da matriz F', que depende dos valores de θ . É possível mostrar a partir das equações (2.3.12), (2.3.15) e (2.3.16) que os autovalores das matrizes F e F' coincidem a menos da multiplicidade. Desta forma a establidade do preditor pode ser analisado a partir da matriz F e os parâmetros do vetor θ devem fazer parte de um conjunto de soluções definido como:

$D_s = \{\theta \mid F(\theta)$ tenham os autovalores no interior do círculo unitário$\}$

Embora tenha sido apresentado um procedimento para o cálculo da derivada, a identificação baseada na equação (2.3.13) não pode ser obtida analiticamente porque, invariavelmente, a distribuição de probabilidade não é conhecida. Uma alternativa é a substituição da expectância pela sua média, tal como no caso do método dos mínimos quadrados recursivo. Mesmo assim a solução não seria imediata, pois se forem adotados modelos como ARMA ou ARMAX tem-se uma equação não linear. Resta, portanto, explorar uma solução numérica. O procedimento normalmente adotado para obter os valores de θ que minimiza $V(\theta)$ é o equivalente ao método de Newton utilizado em minimização numérica para funções determinísticas, e por isso, conhecido como método estocástico de Newton. Segundo este método, que está apresentado no anexo A, os valores de θ que minimizam (2.3.13) podem ser obtidos a partir de:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \gamma(t)R^{-1}(t)\psi(t,\hat{\theta}(t-1)\varepsilon(t,\hat{\theta}(t-1)) \qquad (2.3.17)$$

onde

$$R(t) = \frac{d^2V(\theta)}{d\theta^2} = E[\psi(t,\theta)\psi^T(t,\theta)] + E\left[\frac{d^2\varepsilon^T(t,\theta)}{d\theta^2}\varepsilon(t,\theta)\right] \qquad (2.3.17a)$$

$\{\gamma(t)\}$ é uma sequência de escalar com as seguintes propriedades:

$$\gamma(t) \geq 0; \quad \sum_{t=1}^{\infty}\gamma(t) = \infty; \quad \sum_{t=1}^{\infty}\gamma^2(t) < \infty;$$

Os valores de $\psi(t,\hat{\theta}(t-1))$ e $\varepsilon(t,\hat{\theta}(t-1))$ podem ser obtidos a partir das equações (2.3.16), isto é:

$$\xi(j+1,\hat{\theta}(t-1)) = F'(\hat{\theta}(t-1))\xi(j,\hat{\theta}(t-1)) + G'(\hat{\theta}(t-1))[y(t)\ u(t)]^T \qquad (2.3.18a)$$

$$j = 0,1,2,\ldots,t-1; \qquad \xi(0,\hat{\theta}(t-1)) = \xi_0$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t|\hat{\theta}(t-1)) \\ col\psi(t,\hat{\theta}(t-1)) \end{bmatrix} = \mathrm{H}'(\hat{\theta}(t-1))\xi(t,\hat{\theta}(t-1)) \tag{2.3.18b}$$

$$\varepsilon(t,\hat{\theta}(t-1)) = y(t) - \hat{y}(t|\hat{\theta}(t-1)) \tag{2.3.18c}$$

As equações (2.3.17) e (2.3.18) permitem obter $\hat{\theta}(t)$. Porém, o algorítmo formado por estas duas equações geralmente não é recursivo, pois a equação (2.3.18a) requer todo o conjunto de dados para atualizar $\xi(t,\hat{\theta}(t-1))$. Para obter um algorítmo recursivo há que se efetuar certas aproximações. A equação (2.3.18a) pode ser reescrita como:

$$\xi(t,\hat{\theta}(t-1)) = [\mathrm{F}'(\hat{\theta}(t-1))]^t \xi_0 + \sum_{l=0}^{t-1}[\mathrm{F}'(\hat{\theta}(t-1))]^{t-j-1}\mathrm{G}'(\hat{\theta}(t-1))[y(j)u(j)]^T$$

Se for admitido que $\hat{\theta}(t-1) \in \mathbf{D_s}$ o termo $[\mathrm{A}'(\hat{\theta}(t-1))]^j$ tende exponencialmente a zero. Isto significa que a soma é dominado pelos seus últimos termos, por exemplo, de $j = t - j'$ até $t-1$. Também é razoável admitir que, para t grande, $\hat{\theta}(t-1) \approx \hat{\theta}(t-j')$ pois $\gamma(t)$ na equação (2.3.17) tende a ser um número pequeno. Estas considerações permite efetuar a seguinte aproximação:

$$\xi((t,\hat{\theta}(t-1)) \approx \xi(t) = \sum_{j=0}^{t-1}\left[\prod_{i=j+1}^{t-1}\mathrm{F}'(\hat{\theta}(i))\right]\mathrm{G}'(\hat{\theta}(j)[y(j)\ u(j)]^T$$

Com esta equação, é possível obter $\xi(t)$ recursivamente sem uttlizar todo o conjunto de dados de entrada e de saída:

$$\xi(t+1) = \mathrm{F}'(\hat{\theta}(t))\xi(t) + \mathrm{G}'(\hat{\theta}(t))[y(t)\ u(t)]^T \tag{2.3.19a}$$

A partir desta aproximação tem-se que as equações (2.3.18b) e (2.3.18c) podem ser simplificados para:

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t|\hat{\theta}(t-1)) \\ col\psi(t,\hat{\theta}(t-1)) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \hat{y}(t) \\ col\psi(t) \end{bmatrix} = \mathrm{H}'(\hat{\theta}(t-1))\xi(t) \tag{2.3.19b}$$

$$\varepsilon(t,\hat{\theta}(t-1)) \approx \varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) \tag{2.3.19c}$$

Para completar o algorítmo, resta agora obter uma expressão para calcular $R(t)$ de um modo também recursivo. Em Goodwin e Sin (1984) e em Ljung e Soderstrom (1985) é mostrado que é razoável admitir que o segundo termo do membro direito da (2.3.17a) seja zero para garantir que $R(t)$ seja sempre semidefinida positiva. Com esta hipótese e substituindo a expectância pela média e considerando as simplificações efetuadas através das equações (2.3.19a,b) chega-se a:

$$R(t) = \frac{1}{t}\sum_{j=1}^{t} \psi(j)\psi^T(j)$$

Pode-se mostrar que esta expressão pode ser calculada recursivamente como:

$$R(t) = R(t-1) + \gamma(t)[\psi(t)\psi^T(t) - R(t-1)] \qquad (2.3.20)$$

Substituindo $\varepsilon(t)$ e $\psi(t)$ em (2.3.17) e considerando-se a equação (2.3.20) chega-se, finalmente, ao algorítmo recursivo que permite calcular os elementos de $\hat{\theta}(t)$ recursivamente:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) \qquad (2.3.21a)$$

$$R(t) = R(t-1) + \gamma(t)[\psi(t)\psi^T(t) - R(t-1)] \qquad (2.3.21b)$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \gamma(t)R^{-1}(t)\psi(t)\varepsilon(t);\ \hat{\theta}(t) \in \mathbf{D_s} \qquad (2.3.21c)$$

$$\xi(t+1) = \mathrm{F}'(\hat{\theta}(t))\xi(t) + \mathrm{G}'(\hat{\theta}(t))[y(t);u(t)]^T \qquad (2.3.21d)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t+1) \\ col\,\psi(t+1) \end{bmatrix} = \mathrm{H}'(\hat{\theta}(t))\xi(t+1) \qquad (2.3.21e)$$

Convém ressaltar que as equações (2.3.21d) e (2.3.21e) são formais e, na prática, elas não são utilizadas para a atualização dos vetores $\varphi(t)$ e $\psi(t)$ e no cálculo da previsão $\hat{y}(t)$. Também vale ressaltar que neste algoritimo está presente a inversão de uma matriz na equação (2.3.21c), que não é conveniente sob o ponto de vista computacional. Obviamente pode ser aplicado o lema da inversão das matrizes. No entanto, ele pode conduzir a problemas numéricos e torna-se prudente

implantar outros métodos para a inversão da matriz. Este assunto é discutido na seção 2.3.4.

2.3.3 ALGORÍTMO RECURSIVO PARA O MODELO ARMAX

O algorítmo (2.3.21) para a estimação dos parâmetros é geral e se aplica a modelos matemáticos que satisfaçam ao conjunto de equações (2.3.12). Será considerado agora um modelo particular para a dinâmica do sistema, que é o ARMAX com uma constante adicional, isto é,

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) + d \tag{2.3.22}$$

Para calcular os coeficientes deste modelo, usando o algoritimo (2.3.21), é necessário obter inicialmente uma expressão para a predição um passo adiante e também para o cálculo do vetor $\psi(t)$. A equação (2.3.22) pode ser reescrita como:

$$y(t) = \left[\frac{C(q^{-1}) - A(q^{-1})}{C(q^{-1})}\right]y(t) + \frac{B(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) + \frac{d}{C(q^{-1})} + e(t) \tag{2.3.23}$$

Vale observar que, como os primeiros elementos dos polinômios $C(q^{-1}) - A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ são, respectivamente, $(c_1 - a_1)q^{-1}$ e $b_1 q^{-1}$, o segunto membro da equação (2.3.23) requer somente dados até o instante $t-1$.

A partir desta equação é obvio perceber que a melhor estimativa da variável de saída um passo adiante é:

$$\hat{y}(t|\theta) = \left[\frac{C(q^{-1}) - A(q^{-1})}{C(q^{-1})}\right]y(t) + \frac{B(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) + \frac{d}{C(q^{-1})} \tag{2.3.24}$$

Esta equação pode ser reescrita como:

$$C(q^{-1})[y(t) - \hat{y}(t|\theta)] = A(q^{-1})y(t) - B(q^{-1})u(t) - d$$

ou

$$C(q^{-1})\varepsilon(t,\theta) = A(q^{-1})y(t) - B(q^{-1})u(t) - d$$

onde $\varepsilon(t,\theta) = y(t) - \hat{y}(t|\theta)$

Portanto, o erro de estimação é dado por:

$$\varepsilon(t,\theta) = y(t) - \{[1 - A(q^{-1})]y(t) + B(q^{-1})u(t) + [C(q^{-1}) - 1]\varepsilon(t,\theta) + d\}$$

Seja

$\theta^T = [a_1 \ldots a_{na}\, b_1 \ldots b_{nb}\, c_1 \ldots c_{nc}\, d]$ e

$\varphi^T(t,\theta) = [-y(t-1) .. -y(t-na)\; u(t-1) \;..u(t-nb)\; \varepsilon(t-1,\theta) \;..\; \varepsilon(t-nc,\theta)\;\; 1]$

Com isso a equação do erro pode ser expressa por:

$\varepsilon(t,\theta) = y(t) - \theta^T \varphi(t,\theta)$

E, portanto,

$\hat{y}(t|\theta) = \theta^T \varphi(t,\theta)$

Resta agora deduzir uma expressão para o cálculo de $\psi(t,\theta)$. Isto pode ser obtido derivando a expressão (2.3.24) em relação aos parâmetros a serem estimados:

$$\frac{\partial \hat{y}(t|\theta)}{\partial a_i} = -\frac{1}{C(q^{-1})} y(t-i) \qquad (2.3.25a)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(t|\theta)}{\partial b_i} = \frac{1}{C(q^{-1})} u(t-i) \qquad (2.3.25b)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(t|\theta)}{\partial c_i} = \frac{1}{C(q^{-1})} \varepsilon(t-i,\theta) \qquad (2.3.25c)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(t|\theta)}{\partial d} = \frac{1}{C(q^{-1})} \qquad (2.3.25d)$$

No desenvolvimento do algorítmo recursivo de parâmetros baseado no erro de predição foi imposto a condição de que $\hat{\theta}(t) \in \mathbf{D_s}$. No caso do modelo ARMAX esta condição pode ser estabelecida observando-se a equação (2.3.24) onde comparece duas séries, a saber:

$$1 - \frac{A(q^{-1})}{C(q^{-1})} = \sum_{k=1}^{\infty} \mathrm{f}_k(\theta) q^{-k} \quad \text{e}$$

$$\frac{B(q^{-1})}{C(q^{-1})} = \sum_{k=1}^{\infty} \mathrm{g}_k(\theta) q^{-k}$$

Para que estas séries tendam exponencialmente a zero é necessário que a raíz da equação $C(q^{-1}) = 0$ estejam no interior do círculo unitário. Esta condição coincide com a imposição para a obtenção de $\mathbf{D_s}$ para a matriz $\mathbf{F}$, se esta for construída para o modelo ARMAX. Na seção seguinte é mostrado um procedimento para garantir a estabilidade do preditor durante o processo de estimação recursiva.

Um vez deduzido uma expressão para calcular $\hat{y}(t|\theta)$ e $\psi(t,\theta)$ não há maiores dificuldades em estimar os parâmetros do modelo ARMAX utilizando o algorítmo recursivo (2.3.21), lembrando que nas equações (2.3.21d) e (2.3.21e) devem ser utilizados o último valor estimado de θ para atualizar $\hat{y}(t|\theta)$ e $\psi(t,\theta)$. O algorítmo que resulta é:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) \tag{2.3.26a}$$

$$R(t) = R(t-1) + \gamma(t)\left[\psi(t)\psi^T(t) - R(t-1)\right] \tag{2.3.26b}$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \gamma(t)R^{-1}(t)\psi(t)\varepsilon(t) \tag{2.3.26c}$$

$$\varphi^T(t+1) = (-y(t) \,..- y(t-na+1) \;\; u(t) \;..\; u(t-nb+1) \;\; \varepsilon(t) \ldots \varepsilon(t-nc+1) \;\; 1) \tag{2.3.26d}$$

$$\hat{y}(t+1) = \hat{\theta}^T(t)\varphi(t+1) \tag{2.3.26e}$$

Para atualizar o vetor $\psi(t)$ são calculadas inicialmente as derivadas indicadas nas equações (2.3.25):

$$\tilde{y}(t) = y(t) - c_1\tilde{y}(t-1) - .. - c_{nc}\tilde{y}(t-nc) \tag{2.3.26f}$$

$$\tilde{u}(t) = u(t) - c_1\tilde{u}(t-1) - .. - c_{nc}\tilde{u}(t-nc) \tag{2.3.26g}$$

$$\tilde{\varepsilon}(t) = \varepsilon(t) - c_1\tilde{\varepsilon}(t-1) - ..c_{nc}\tilde{\varepsilon}(t-nc) \tag{2.3.26h}$$

$$\tilde{d}(t) = 1 - c_1\tilde{d}(t-1) - .. - c_{nc}\tilde{d}(t-nc) \tag{2.3.26l}$$

e o vetor $\psi(t+1)$ pode ser formado através de:

$$\psi(t+1) = (-\tilde{y}(t) \;..- \tilde{y}(t-na+1) \;\; \tilde{u}(t) \;..\; \tilde{u}(t-nb+1) \;\; \tilde{\varepsilon}(t) \;\ldots\; \tilde{\varepsilon}(t-nc+1) \;\; \tilde{d}) \tag{2.3.26j}$$

O algorítmo (2.3.26) com o modelo ARMAX coincide com o método recursivo de máxima verossimilhança. Se for admitido $nc = 0$ tem-se o caso particular do método dos mínimos quadrados recursivo deduzido na seção anterior.

2.3.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORÍTMO

Até o presente momento foi apresentado o desenvolvimento teórico para a estimação recursiva dos parâmetros. No entanto, a sua implementação, por ser um método numérico, comporta uma série de alternativas. Nesta seção são mostrados alguns aspectos computacionais que podem afetar o desempenho do algorítmo.

a) Inversão da matriz $R(t)$

No algorítmo (2.3.21) comparece a inversão da matriz no cálculo do vetor dos parâmetros:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \gamma(t)R^{-1}(t)\psi(t)\varepsilon(t)$$

Seja

$$P(t) = \gamma(t)R^{-1}(t) \tag{2.3.27}$$

e

$$\lambda(t) = \frac{\gamma(t-1)}{\gamma(t)}\left[1 - \gamma(t)\right]$$

Aplicando o lema da inversão das matrizes à equação (2.3.27) chega-se ao seguinte algorítmo recursivo:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t): \tag{2.3.28a}$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + L(t)\varepsilon(t) \tag{2.3.28b}$$

$$\mu(t) = \psi^T(t)P(t-1)\psi(t) + \lambda(t) \tag{2.3.28c}$$

$$L(t) = P(t-1)\psi(t) / \mu(t) \tag{2.3.28d}$$

$$P(t) = [P(t-1) - L(t)\psi^T(t)P(t-1)] / \lambda(t) \tag{2.3.28e}$$

$$\xi(t+1) = \mathrm{F}'(\hat{\theta}(t))\xi(t) + \mathrm{G}'(\hat{\theta}(t))[y(t);u(t)]^T \tag{2.3.28f}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t+1) \\ col\psi(t+1) \end{bmatrix} = \mathrm{H}'(\hat{\theta}(t))\xi(t+1) \qquad (2.3.28g)$$

Este algorítmo pode ser facilmente implementado e, na maioria dos casos, ele opera satisfatoriamente (Ljung e Sodrestron, 1985, Wellstead e Zarrop, 1991). No entanto, ele, potencialmente, pode apresentar problemas de mal-condicionalmento numérico na equação (2.3.28e), a qual é sensível a erros de truncamentos. Este tipo de problema pode ocorrer quando a precisão do computador não é grande, ou quando a estimação é realizada por um período longo e há acúmulo de pequenos erros de arredondamento. Para evitar este problema, recomenda-se introduzir um algorítmo numericamente robusto para estimar os parâmetros. Para isto efetua-se a fatoração da matriz $P(t)$, explorando o fato de que ela é simétrica e atualizá-la de modo a garantir que ela sempre se apresente como matriz definida positiva. Existem diversos métodos de fatoração, mas um que tem tido uma grande aceitação é a conhecida como fatoração U-D de Bierman (Ljung e Soderstrom, 1985; Goodwin e Sin, 1984; Wellstead e Zarrop, 1991)

A idéia central da fatoração U-D de Bierman é admitir que a matriz $P(t)$ pode ser fatorada como:

$$P(t) = U(t)D(t)U(t) \qquad (2.3.29)$$

onde

$U(t)$ é uma matriz triangular superior com elementos da diagonal principal igual a 1 e,

$D(t)$ é uma matriz diagonal.

e, obter $U(t)$ e $D(t)$ recursivamente a partir de $U(t-1)$ e $D(t-1)$

Substituindo a equação (2.3.29) em (2.3.28e) tem-se:

$$P(t) = U(t)D(t)U(t) = U(t-1)\left[D(t-1) - g(t)g^T(t)\beta^{-1}(t)\right]U(t-1)/\lambda(t) \qquad (2.3.30)$$

onde

$$f(t) = U^T(t-1)\psi(t) \qquad (2.3.30a)$$

$$g(t) = D(t-1)f(t) \qquad (2.3.30b)$$

$$\beta(t) = \lambda(t) + \psi^T(t)P(t-1)\psi(t) = \lambda(t) + f^T(t)g(t) \qquad (2.3.30c)$$

Se o termo entre parenteses da equação for fatorada como:

$$D(t-1) - g(t)g^T(t)\beta^{-1}(t) = \overline{U}(t)\overline{D}(t)\overline{U}^T(t) \qquad (2.3.31)$$

obtém-se:

$$U(t) = U(t-1)\overline{U}(t) \qquad (2.3.32)$$

$$D(t) = \overline{D}(t) / \lambda(t) \qquad (2.3.33)$$

e o ganho $L(t)$ pode ser determinado como:

$$L(t) = U(t-1)D(t-1)U^T(t-1)\psi(t)\beta^{-1}(t) = U(t-1)g(t)\beta^{-1}(t) \qquad (2.3.34)$$

Portanto, obtendo-se $\overline{U}(t)$ e $\overline{D}(t)$, definidas na equação (2.3.31), pode-se calcular $U(t)$ e $D(t)$, respectivamente, através das equações (2.3.32) e (2.3.33) e o ganho $L(t)$ utilizando a equação (2.3.34). Todo este cálculo pode ser efetuado a partir do seguinte algorítmo:

Passo 1: calcular

$$f(t) = U^T(t-1)\psi(t)$$

$$g(t) = D(t-1)f(t)$$

$$\beta_0 = \lambda(t)$$

Passo 2: para j = 1 até p (número de coeficientes desconhecidos) efetuar:

2.1) cálculo de:

$$\beta_j = \beta_{j-1} + f_j g_j$$

$$D(t)_{jj} = \beta_{j-1} D(t-j)_{jj} / (\beta_j \lambda(t))$$

$$v_j = g_j$$

$$\mu_j = -f_j / \beta_{j-1}$$

2.2) para i = 1 até j-1 (j>1) cálculo de:

$$U(t)_{ij} = U(t-1)_{ij} + v_j \mu_j$$

$$v_i = v_i + U(t-1)_{ij} v_j$$

Passo 3 - calcular

$$\overline{L}(t) = [v_1, .., v_p]^T$$

$$L(t) = \overline{L}(t) / \beta_p$$

Apresentou-se aqui somente os pontos principais da fatoração U-D de Bierman. Em Ljung e Soderstron (1985) e Wellstead e Zarrop (1991) está provada a convergência do método, bem como são apresentados exemplos de programas de computador para o seu cálculo.

Se a fatoração U-D de Bierman for utilizada na estimação de parâmetros pode-se verificar que ela substitui as equações (2.3.28c), (2.3.28d) e (2.3.28e) no algorítmo recursivo (2.3.28)

b) Atualização com erro de predição e resíduo

No desenvolvimento teórico do algorítmo comparece naturalmente o erro de predição que é dado por:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) = y(t) - \hat{\theta}(t-1)\varphi(t)$$

Os valores de $\varepsilon(t)$ compõem o vetor $\varphi(t)$ e as suas derivadas o vetor $\psi(t)$. No entanto, o desempenho do algoritmo (2.3.28) pode ser melhorado se o erro de predição for substituído pelo resíduo, isto é,

$$\overline{\varepsilon}(t) = y(t) - \hat{\theta}(t)\varphi(t)$$

Para considerar o resíduo no algorítmo recursivo desenvolvido para o modelo ARMAX basta substituir $\varepsilon(t)$ por $\overline{\varepsilon}(t)$ nas equações (2.3.26d) e (2.3.26h).

c) Condições iniciais

Para iniciar a identificação é necessário definir os valores iniciais para o vetor $\theta(0)$ e para a matriz $P(t)$. Na falta de maiores informações, normalmente, a matriz θ é inicializada com valores nulos e a matriz P como:

$$P(0) = I \,.\, \delta$$

onde I é a matriz identidade e o valor típico de δ está entre 10 e 100.

d) Verificação da estabilidade

Conforme visto anteriormente, os valores de $\hat{\theta}(t)$ calculados através do algorítmo (2.3.28) não conduzem necessariamente ao modelo de um sistema cuja predição seja estável. Conforme foi visto na seção anterior, no caso do modelo ARMAX, é necessário que o módulo das raízes do polinômio $C(q^{-1})$ estejam no interior do círculo unitário. Para garantir esta condição devem ser acrescentados os seguintes passos ao algorítmo (2.3.28)

1. Adotar um fator $0 \leq \beta < 1$;
2. Calcular $\Delta\theta = L(t)\varepsilon(t)$;
3. Calcular $\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \Delta\theta$;
4. Compor o polinômio $q^{nc}\hat{C}(q^{-1}) = q^{nc} + \hat{c}_1 q^{nc-1} + .. c_{nc}$ onde os coeficientes c_i são extraídos do vetor $\hat{\theta}(t)$ e calcular o módulo das suas raizes; se elas forem menores que 1, desviar para o passo 6; e, em caso contrário, desviar para o passo 5;
5. Recalcular $\Delta\theta = \beta\Delta\theta$ e voltar para o passo 3;
6. fim do algoritimo de verificação de estabilidade

e) Regularização da matriz $R(t)$

No algorítmo (2.3.21) o vetor $\hat{\theta}(t)$ é atualizado através de:

$$R(t) = R(t-1) + \gamma(t)[\psi(t)\psi^T(t) - R(t-1)] \qquad (2.3.21b)$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \gamma(t)R^{-1}(t)\psi(t)\varepsilon(t) \qquad (2.3.21c)$$

Ao longo da estimação há possibilidade da matriz $R(t)$ tornar-se singular e, consequentemente, comprometer a equação (2.3.21c). Para evitar isto pode-se impor a condição:

$$R(t) \geq \delta\, I\ ; \quad \delta > 0 \tag{2.3.35}$$

isto é, a matriz $R(t) - \delta\, I$ deve ser semidefinida positiva

Uma condição equivalente a (2.3.35) é:

$$\det R^{-1}(t) < \bar{\delta}$$

Se for utilizado a fatoração U-D tem-se que a matriz $R(t)$ é calculada como (Pittaras, 1992):

$$\gamma(t)P^{-1}(t) = R(t) = \gamma(t)U^{-T}(t)D^{-1}(t)U^{-1}(t)$$

Desta forma tem-se:

$$\det R(t) = \gamma(t)\prod_{i=1}^{p} D_{ii}^{-1}(t)$$

Portanto, a condição (2.3.35) pode ser facilmente implementada introduzidno uma pequena alteração no passo 2:

$$D(t)_{jj} = \min\{\beta_{j-1}D(t-j)_{jj} / (\beta_j\lambda(t)), \bar{\delta}\} \qquad \bar{\delta} = \gamma(t)/\delta \tag{2.3.36}$$

O esquema (2.3.36) que evita a singularidade da matriz $R(t)$ é chamado de regularização

f) Fator de esquecimento variável

Para sistemas que variam lentamente com o tempo, foi introduzido o fator de esquecimento, para ponderar com maior peso os dados mais recentes. No entanto, em alguns casos, é interessante desprezar as primeiras estimativas rapidamente pois supõe-se que os seus erros são grandes. Isto pode ser efetuado adotando-se o fator de esquecimento variável que é dado por:

$$\lambda(t) = \lambda_0\, \lambda\ (t-1) + (1-\lambda_0) \tag{2.3.37}$$

Pode-se verificar que $\lim_{t\to\infty}\lambda(t)=1$. Se desejar que o fator de esquecimento tenda para um valor menor que 1, basta alterar a equação (2.3.37) para (Isermann, 1981):

$$\lambda(t)=\lambda_0\,\lambda\,(t-1)+\lambda'(1-\lambda_0) \qquad (2.3.37a)$$

onde λ' é uma constante menor que 1.

2.3.5 ESCOLHA DA ORDEM DO MODELO

No desenvolvimento do algorítmo recursivo de estimação de parâmetros foi admitido que a ordem dos polinômios dos modelo ARMA ou ARMAX eram conhecidos. No entanto, a determinação da ordem do sistema em processo de identificação não é trivial. Se o estudo for realizado "off-line" existem critérios para procurar determinar a ordem do sistema. Neste trabalho foi adotado o critério conhecido como FPE (Final Prediction Error) proposto por Akaike para orientar a seleção da ordem do sistema. Este critério é dado por:

$$FPE=\frac{N+p}{N-p}V(\hat{\theta})$$

onde p é a dimensão do vetor $\hat{\theta}$.

Segundo este critério a melhor ordem do sistema é aquela que apresenta o menor valor para FPE.

2.3.6 VALIDAÇÃO DO MODELO

Após escolher a ordem do modelo e efetuar a estimação dos parâmetros, pode-se efetuar alguns testes para a validação do modelo. No caso de haver um sinal externo pode-se efetuar uma simulação com a mesma entrada e comparar os seus resultados com os dados reais. No caso de séries temporais não é possível efetuar este teste. Mas, como neste caso admite-se que o ruído é branco, um procedimento seria comparar o espectro do sinal com o módulo ao quadrado da resposta em frequência do modelo selecionado. Um outra alternativa é verificar se a sequência do erro de estimação

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t|t-1)$$

é ruído branco. Se esta condição não for atendida um novo modelo, ARMA, por exemplo, pode ser obtido a partir da sequência do erro de estimação e agregado ao modelo original, conforme propõe Box e Jenkins (1976). Existem na literatura (Box e Jenkins ,1976; Ljung, 1987; Pitaras,1992,) diversos testes para verificar se o erro de predição é ruído branco ou não. Neste trabalho é apresentado o procedimento proposto por Wellstead e Zarrop (1991) que consiste em calcular, inicialmente, a média e a covariância do erro como:

$$\hat{m}_\varepsilon = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} \varepsilon(t)$$

$$\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(\tau) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N-\tau} \varepsilon(t)\varepsilon(t+\tau) \qquad \tau = 0,1,\ldots M;; \quad M < N/4$$

Se

$$N\hat{m}_\varepsilon^2 < 4\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(0)$$

então a média é zero, e se:

$$\sqrt{N}\left|\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(\tau)\right| < 2\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(0)$$

para pelo menos 95% das diferenças de tempo $\tau = 1,2,\ldots,M$ o erro é um ruído branco.

2.4 PREDIÇÃO

Por predição entende-se a tentativa de prever um acontecimento futuro. Conceituada deste maneira ela pode ser dividida em dois grandes grupos; a primeira é a previsão qualitativa e a segunda a quantitativa.

Recorre-se a predição qualitativa quando os dados históricos são inexistentes ou escassos e a predição é efetuada subjetivamente. Um exemplo clássico é a avaliação da venda de um novo produto. Como não há dados

anteriores, a predição só pode ser efetuada baseado em experiência dos especialistas da área em situações similares e sem dados específicos.

Já na predição quantitativa procura-se estimar o valor futuro de uma variável, no caso de sistemas escalares, para o instante $t+k,\ k>0$, conhecido os seus valores até o instante t. Este tipo de predição tem sido largamente estudado e aplicado em diversos ramos da ciência, tais como, economia, geologia, meteorologia, engenharia e medicina entre outros. No caso da engenharia, em particular, a predição tem sido utilizada, por exemplo, em filtragem de sinais, auxílio a supervisão de operação de sistemas complexos e no controle adaptativo (Goodwin e Sin, 1984; Wellstead e Zarrop, 1991). Vale registrar que uma referência importante nesta área é Box e Jenkins (1976) que formalizou a predição em termos de modelo ARMAX.

Neste trabalho será apresentado o método de predição quantitativa para sistemas lineares estocásticos baseado no modelo ARMA e ARMAX, para os quais foi apresentado o algorítmo de estimação de parâmetros na seção anterior. O modelo ARMAX será usado no controle adaptativo auto-ajustável, no capítulo 3, e o modelo ARMA será empregado para efetuar predição adaptativa, no capítulo 4.

2.4.1 PREDIÇÃO DE SISTEMAS LINEARES ESTOCÁSTICOS ESTACIONÁRIOS

A predição de um processo estocástico estacionário $y(t)$ é a "melhor" estimativa possível do seu valor no instante $t+k,\ k>0$ tendo observado os seus $n+1$ valores passados, isto é, $y(t), y(t-1), ..y(t-n)$. É natural supor que a predição de $y(t+k)$ dependa dos seus valores passados, e desta forma a sua estimativa, denotada por $\hat{y}(t+k|t)$, seja dada por:

$$\hat{y}(t+k|t) = f[y(t), y(t-1), .., y(t-n)] \tag{2.4.1}$$

Para determinar a função f o critério normalmente utilizado é minimizar o erro quadrático médio da predição, isto é,:

$$V(k) = E\{[y(t+k) - \hat{y}(t+k|t)]^2\} \tag{2.4.2}$$

Pode-se provar (Box e Jenkins, 1976; Priestley,1981; Wellstead e Zarrop, 1991) que o melhor preditor que atende este critério é dado por:

$$\hat{y}(t+k|t) = E[y(t+k|y_t)] \qquad (2.4.3)$$

onde $E[y(t+k|y_t)]$ significa expectância condicional de $y(t+k)$ conhecidos os valores de $y(t), y(t-1),..$

Normalmente é difícil obter a predição através da equação (2.4.3) porque a função densidade de probabilidade conjunta não é conhecida. Neste trabalho será considerado somente a predição linear para sistemas estocásticos estacionários e com densidade espectral de energia racional em $\cos\omega$. Foi mostrado na seção anterior que este tipo de sistema pode ser representado por um modelo ARMA, que pode ser escrita também na forma de equação de diferença estocástica. A seguir será apresentada a predição baseado nos dois modelos. Naturalmente, os dois procedimentos são equivalentes.

2.4.1.1 Equação de diferença estocástica

O modelo ARMA pode ser expresso na forma de equação de diferença estocástica :

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - ..- a_{na} y(t-na) + e(t) + c_1 e(t-1) + .. + c_{nc} e(t-nc)$$

onde $e(t)$ é uma sequência de variáveis aleatórias independentes com média zero.

A partir desta equação o valor futuro de $y(t+k)$ pode ser gerado como:

$$y(t+k) = -a_1 y(t+k-1) - ..- a_{na} y(t+k-na) + e(t+k) + c_1 e(t+k-1) + \\ +..c_{nc} e(t+k-nc)$$

Aplicando-se a equação (2.4.3) a estimativa de $y(t+k)$ com base nos dados até o instante t é dada por:

$$\hat{y}(t+k|t) = E[y(t+k)|y_t] = -a_1 E[y(t+k-1)|y_t] - .... - a_{na} E[y(t+k-na)|y_t] \\ +E[e(t+k)|y_t] + ... + .c_{nc} E[e(t+k-nc)|y_t]$$

As diversas expectâncias que ocorrem nesta expressão podem ser calculadas como:

$E[y(t-j)|y_t] = y(t-j)$ para $j = 0,1,2,...$

$E[y(t+j)|y_t] = \hat{y}(t+j|t)$ para $j = 1,2,...k$

$E[e(t-j)|y_t] = e(t-j) = y(t-j) - \hat{y}(t-j|t-j-1)$ para $j = 0,1,2,...$

$E[e(t+j)|y_t] = 0$ para $j = 1,2,...k$

Para compreender as duas últimas expectâncias, convém lembrar que o modelo do sistema permite calcular $y(t)$ como função linear de $e(t)$, $e(t-1)$,.. e vice versa. Isto significa que a expectância condicional dado y_t é a mesmo que dado e_t. Além disso, como foi admitido que o sinal $e(t)$ é independente, tem-se (Box e Jenkins, 1976):

$E[e(t+j)|y_t] = E[e(t+j)|e_t] = 0 \qquad j = 1,2,..$

$E[e(t-j)|y_t] = e(t-j) \qquad j = 1,2,..$

Com base nestas equações, a predição $\hat{y}(t+k|t)$ é, efetivamente, calculada de acordo com o seguinte procedimento:

a) os valores de $y(t-j)$, $(j = 0,1,2,..na)$ são iguais aos observados;

b) os valores de $y(t+j), (j = 1,2,..k-1)$, são substituídos por $\hat{y}(t+j|t+j-1)$

c) os valores de $e(t-j)$, $(j = 0,1,2,..nc)$ são substituídos por $y(t-j) - \hat{y}(t-j|t-j-1)$

d) os valores de $e(t+j), (j = 1,2,..k-1)$ são substituídos por zero.

Este é o procedimento de predição apresentado em Box e Jenkins (1976). Convém reparar que neste caso necessariamente é calculada a predição de múltiplos passos, isto é, todas as predições de $y(t+1)$ a $y(t+k)$. Para completar a análise há que determinar o erro de predição e, principalmente, a sua variância, que estão mostrados em Box e Jenkins(1976) e em Pittaras (1992). Neste trabalho o cálculo destas variáveis será mostrado juntamente com o cálculo da predição através do modelo ARMA, uma vez que, nesta abordagem, a expressões, tanto do erro de predição como da sua variância, são obtidas de modo mais simples do que

através do modelo de equação de diferença finita. Obviamente as duas abordagens conduzem `as mesmas expressões.

2.4.1.2 MODELO ARMA

Seja o modelo ARMA

$$A(q^{-1})y(t) = C(q^{-1})e(t) \tag{2.4.4}$$

sendo $e(t)$ ruído branco, e

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + .. + a_{na} q^{-na}$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + .. + c_{nc} q^{-nc}$$

A partir da equação (2.4.4), o valor de $y(t+k)$ é expressa por:

$$y(t+k) = \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t+k) \tag{2.4.5}$$

e, usando a equação (2.4.3) a predição $\hat{y}(t+k|t)$ pode ser calculada como:

$$\hat{y}(t+k|t) = E[y(t+k|y_t)] \tag{2.4.6}$$

Substituindo (2.4.5) em (2.4.6) tem-se:

$$\hat{y}(t+k|t) = E\left[(\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t+k)) | y_t \right] \tag{2.4.7}$$

O segundo membro da equação (2.4.7) contém $e(t+k), e(t+k-1), .. e(t+1)$ que são independentes das observações passadas e $e(t), e(t-1), \ldots$ que podem ser obtidos a partir dos valores passados de $y(t)$. Estes dois conjunto de termos podem ser separados como:

$$\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t+k) = F(q^{-1}) e(t+k) + q^{-k} \frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t+k) \tag{2.4.8}$$

onde

$$F(q^{-1}) = 1 + f_1 q^{-1} + .. + f_{k-1} q^{1-k} \tag{2.4.8a}$$

$$G(q^{-1}) = g_0 + g_1 q^{-1} + .. + g_{ng} q^{-ng}, \text{ com } ng = \max(na,\ nc-k+1,\ 1) - 1 \tag{2.4.8b}$$

e os coeficientes destes polinômios podem ser obtidos a partir da seguinte identidade:

$$C(q^{-1}) = A(q^{-1})F(q^{-1}) + q^{-k}G(q^{-1}) \tag{2.4.9}$$

Por outro lado, como a variável $e(t)$ é independente, tem-se :

$$E[e(t+j)|y_t] = E[e(t+j)] = 0 \text{ para } j = 1,2,..k \tag{2.4.10}$$

A partir da equação (2.4.4) tem-se que

$$e(t) = \frac{A(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) \tag{2.4.11}$$

Introduzindo as equações (2.4.8), (2.4.10) e (2.4.11) em (2.4.7) tem-se que a melhor estimativa de $y(t+k)$ é dada por:

$$\hat{y}(t+k|t) = \frac{G(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t)$$

que pode ser escrita na forma de equação de diferença

$$C(q^{-1})\hat{y}(t+k|t) = G(q^{-1})y(t) \tag{2.4.12}$$

O erro de estimação ε_p pode ser calculado como:

$$\varepsilon_p(t+k) = y(t+k) - \hat{y}(t+k|t) = F(q^{-1})e(t+k) \tag{2.4.13}$$

e, portanto, a sua variância é:

$$E\left[\varepsilon_p^2(t+k)\right] = \sigma_{\varepsilon_p}^2 = (1 + f_1^{\,2} + f_2^{\,2} + .. + f_{k-1}^{\,2})\sigma_e^{\,2} \tag{2.4.14}$$

onde $\sigma_e^{\,2}$ é a variância de $e(t)$

Este resutado, como era de se esperar, expressa que a incerteza sobre a predição aumenta com o horizonte k.

Neste procedimento é necessário obter os coeficientes dos polinômios $F(q^{-1})$ e $G(q^{-1})$, que podem ser determinados de duas maneiras distintas. A primeira é através da equação (2.4.9) igualando os coeficientes com a mesma potência em q^{-1}. A outra alternativa é a recursiva, isto é, obter F_{k+1} e G_{k+1} a partir de F_k e G_k. A vantagem da segunda alternativa, além da computacional, é que ela

permite calcular a predição entre qualquer intervalo entre 0 e k. Mas para a sua aplicação é impositivo que a ordem de ng seja constante, isto é, ela ser definida por na em (2.4.8b). Isto pode não ocorrer se $na < nc - j + 1,\ j = 1,2,..,k$. Seja k um instante de predição qualquer e deseja-se calcular predição para o instante $k+1$. A equação (2.4.9) para o instante k, omitindo a potência para simplificar a notação, é:

$$C = FA + q^{-k}G \tag{2.4.15}$$

onde F e G são, respectivamente, polinômios de grau $k-1$ e ng.

Para o instante $k+1$ tem-se:

$$C = F'A + q^{-k-1}G' \tag{2.4.16}$$

onde: F' e G' são, respectivamente, polinômios de grau k e ng

Subtraindo a equação (2.4.15) de (2.4.16) tem-se:

$$0 = A(F'-F) + q^{-k}(q^{-1}G'-G) \tag{2.4.17}$$

Os coeficientes dos polinômios F' e F coincidem até o grau $k-1$. Portanto, a equação (2.4.17) pode ser escrita como:

$0 = Af'_k\, q^{-k} + q^{-k}(q^{-1}G'-G)$ ou

$G' = q(G - Af'_k)$

Como o primeiro termo do polinômio $A(q^{-1})$ é 1 resulta

$$f'_k = g_0 \tag{2.4.18a}$$

$$g'_i = g_{i+1} - a_{i+1}.f'_k \text{ para } i = 0,\ldots(ng-1) \tag{2.4.18b}$$

Portanto, através das equações (2.4.18a) e (2.4.18b) pode-se obter recursivamente os coeficientes dos polinômios F' e G'. Este algorítmo pode ser inicializado com $k=1$:

$$C = FA + q^{-1}G$$
$$F = 1 = f_o$$
$$G = q(C - A)$$

2.4.1.3 MODELO ARMAX

Para se obter uma expressão para predição no caso do modelo ARMAX pode-se aplicar o mesmo procedimento utilizado para ARMA. Seja:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) + d \tag{2.4.19}$$

que pode ser reescrita como:

$$y(t+k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) + \frac{d}{A(q^{-1})} \tag{2.4.20}$$

Separando os termos futuros e passados do ruído por meio da equação (2.4.8), e lembrando que o erro é dado por:

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

pode-se mostrar que a predição é dada por:

$$C(q^{-1})(\hat{y}(t+k|t) = F(q^{-1})B(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t) + F(1)d \tag{2.4.21}$$

onde os polinômios $F(q^{-1})$ e $G(q^{-1})$ são obtidos pela identidade (2.4.9).

Pode-se mostrar que erro de predição é dado por:

$$\varepsilon_p^{`}(t+k|t) = y(t+k) - \hat{y}(t+k|t) = F(q^{-1})e(t+k) \tag{2.4.22}$$

Desta forma o modelo ARMA e ARMAX conduzem ao mesmo erro de estimação, e portanto, desvio padrão pode ser calculado também através da equação (2.4.14).

2.4.2 LIMITES DE CONFIANÇA DA PREDIÇÃO

Na seção anterior foi obtido uma expressão para a predição e também para a variância do seu erro. A partir deles é possível estabelecer os limites de confiança da predição. Desde que $e(t)$ foi admitido um processo independente e, portanto, Normal, conclui-se que a distribuição de probabilidade condicional $p(y(t+k)|y_t)$ do valor futuro de $y(t+k)$ é uma Normal com média $\hat{y}(t+k|t)$ e desvio padrão σ_{ε_p}. O

intervalo admissível para $\hat{y}(t+k|t)$ pode ser determinado a partir do nível de confiança, arbitrariamente escolhido, que define o coeficiente de confiança z_c (Murray, R. Spiegel, 1971), através de uma tabela da curva Normal. Os limites de confiança são calculados como:

$$\hat{y}(t+k|t) \pm z_c \sigma_{\varepsilon_p}$$

onde $\sigma_{\varepsilon_p} = \sigma_e \sqrt{1 + \sum_{j=1}^{k-1} f_j}$

Por exemplo, para os níveis de confiança de 50% e 95%, os coeficientes de confiança z_c são, respectivamente, 0,67 e 1,96.

2.5 TEORIA DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

Os controladores clássicos são desenvolvidos para sistemas lineares e invariantes com o tempo e são ajustados, geralmente, para a condição nominal de operação. Os coeficientes do algorítmo de controle são, por conseguinte, mantidos constantes. No entanto, a maioria dos sistemas alteram a sua dinâmica com a referência de operação e/ou são variantes com o tempo. Com isto o desempenho do controlador tende a ser insatisfatório. A proposta do controlador adaptativo é a de alterar os coeficientes do controlador na medida em que o sistema varia a sua dinâmica procurando assim manter o mesmo desempenho para todas as condições de operação do sistema. Para isto, ao menos formalmente, é introduzido um mecanismo de ajuste que procura determinar as mudanças no sistema através da leitura das suas variáveis de entrada e de saída e introduz alterações nos coeficientes do controlador

Os controladores adaptativos podem ser divididos em ganhos programados, modelo de referência e auto-ajustável. No controlador por ganhos programados a variação dos parâmetros é calculada em função da variação do ponto de operação do sistema através de funções previamente estabelecida. No caso do modelo de referência a lei de controle é calculada no sentido de minimizar a diferença entre as saídas do sistema e de um modelo teórico sendo que ambos são submetidos ao mesmo sinal de entrada. Já o controle auto-ajustável admite duas abordagens que

são a alocação de polos e mínima variância generalizada. No caso da alocação de polos procura-se determinar os coeficientes do controlador comparando a equação característica do sistema com um polinômio cujas raízes são os polos desejados. O controlador de mínima variância generalizada é obtido minimizando uma função custo que na sua forma mais geral são ponderados os sinais da saída, da referência e do controle.

A seguir é mostrado o desenvolvimento do controlador auto-ajustável de mínima variância generalizada proposta por Clarke e Gawthrop (1975). Nesta teoria a dinâmica do sistema é descrita por um modelo ARMAX tal como definida em (2.4.19):

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})z^{-k}u(t) + +C(q^{-1})e(t) + d \qquad (2.5.1)$$

onde:

$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + ... + a_n q^{-n}$;

$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + ... + b_n q^{-n}$; $\qquad (b_0 \neq 0)$

$C(q^{-1}) = 1 + C_1 q^{-1} + ... + C_n q^{-n}$ (raízes de $C(q^{-1})$ no interior do círculo unitário);

A variável de controle $u(t)$ é calculada de modo a minimizar uma função de custo quadrática dada por:

$$V = E\{[\mathbf{P}(q^{-1})y(t+k) - \mathbf{R}(q^{-1})y_r(t)]^2 + [\mathbf{Q}'(q^{-1})u(t)]^2\} \qquad (2.5.2)$$

onde:

$y_r(t)$ é o sinal de referência;

$\mathbf{P}, \mathbf{Q}'$ e $\mathbf{R}$ são polinômios em q^{-1}, respectivamente, de ordens $k-1$, nq e nr;

Porém, a obtenção de $u(t)$ a partir da expressão (2.5.2) não é possível pois os valores de $y(t+j)$ para $1 \leq j \leq k$ são desconhecidos no instante t. Para contornar este problema pode ser utilizado a predição de $y(t+j)$, $\hat{y}(t+j|t)$, obtido na seção 2.4, juntamente com erro de predição:

$$y(t+k|t) = \hat{y}(t+j|t) + \varepsilon_p(t+j|t) \qquad (2.5.3)$$

e $\hat{y}(t+j|t)$ é calculada através da equação (2.4.21):

$$C(q^{-1})\hat{y}(t+j/t) = G'_j(q^{-1})y(t) + F'_j(q^{-1})B_j(q^{-1})u(t+j-k) + F_j(1)d$$

$$\text{para } j \leq k \qquad (2.5.4)$$

onde $F'_j(q^{-1})$ e $G'_j(q^{-1})$ são, respectivamente, polinômios de ordens $n-1$ e $j-1$ determinados a partir da identidade (2.4.9), isto é:

$$C(q^{-1}) = F'_j(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-j}G'_j(q^{-1}) \qquad (2.5.5)$$

Substituindo a equação (2.5.3) em (2.5.2) tem-se que a função custo é expressa por:

$$V = E\{[\mathbf{P}(q^{-1})(\hat{y}(t+k|t) + \varepsilon_p(t+k|t) - \mathbf{R}(q^{-1})y_r(t)]^2 + [\mathbf{Q}'(q^{-1})u(t)]^2\}$$

A idéia natural de obter o controle ótimo é a partir da minimização da função custo. Lembrando que $\varepsilon_p(t+j|t)$ não é correlacionado com os valores de $y(t-j)$, $y_r(t-j)$ e $u(t-j)$ e impondo a condição de mínimo $\partial V / \partial u(t) = 0$, obtém-se a lei de controle, que é dada por:

$$\hat{\phi}(t+k/t) = \mathbf{P}(q^{-1})\hat{y}(t+k|t) + \mathbf{Q}(q^{-1})u(t) - \mathbf{R}(q^{-1})y_r(t) = 0 \qquad (2.5.6)$$

onde $\mathbf{Q}(q^{-1}) = q'_0\mathbf{Q}'(q^{-1}) / b_0$.

Introduzindo a equação (2.5.4) em (2.5.6) tem-se que a lei de controle também pode ser obtida por:

$$C(q^{-1})\hat{\phi}(t+k|t) = \overline{G}(q^{-1})y(t) + \overline{F}(q^{-1})u(t) + \overline{H}(q^{-1})y_r(t) + \delta = 0 \qquad (2.5.7)$$

onde:

$$\overline{G}(q^{-1}) = \sum_{j=0}^{k-1} p_j G'_{k-j}(q^{-1}) \qquad (2.5.8a)$$

$$\overline{F}(q^{-1}) = \sum_{j=0}^{k-1} \mathbf{p}_j q^{-j} F'_j(q^{-1})B(q^{-1}) + C(q^{-1})\mathbf{Q}(q^{-1}) \qquad (2.5.8b)$$

$$\overline{H}(q^{-1}) = -C(q^{-1})\mathbf{R}(q^{-1}) \qquad (2.5.8c)$$

$$\delta = \sum_{j=0}^{k-1} p_j F_{k-j}(1) d \qquad (2.5.8d)$$

Este controlador pode ser interpretado de uma outra maneira. Seja a função $\phi(t)$ definida como:

$$\phi(t+k) = \mathbf{P}(q^{-1})y(t+k) + \mathbf{Q}(q^{-1})u(t) - \mathbf{R}(q^{-1})y_r(t) \qquad (2.5.9)$$

Esta variável pode ser entendida como uma pseudo-saída de um sistema que é composta do sinal filtrado da saída do sistema, $\mathbf{P}(q^{-1})y(t+k)$, um sinal de pré-alimentação, $\mathbf{Q}(q^{-1})u(t)$ e o sinal filtrado da referência, $\mathbf{R}(q^{-1})y_r(t)$. Definindo a função custo do controle de mínima variância dada por:

$$V' = E[\phi^2(t+k)] \qquad (2.5.10)$$

e calculando a lei de controle que minimiza (2.5.10) chega-se a mesma equação obtida com a minimização de V.

O cálculo da lei de controle através da equação (2.5.7) pressupõe o conhecimento dos coeficientes dos polinômios $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$ e d. Quando este não for o caso, há duas abordagens: uma é o método explícito ou indireto que estima os parâmetros do processo e, posteriormente, determina $\overline{F}(q^{-1})$, $\overline{G}(q^{-1})$, $\overline{H}(q^{-1})$ e δ através do conjunto de equações (2.5.8); a outra é o método implícito ou direto que estima diretamente os coeficientes dos polinômios da equação (2.5.7). Este é o procedimento a ser adotado neste trabalho e, para isto, substitui-se inicialmente a equação (2.5.3) em (2.5.9) obtendo:

$$\phi(t+k) = \hat{\phi}(t+k|t) + \varepsilon'(t+k|t) \qquad (2.5.11)$$

onde $\varepsilon'(t+k|t) = \sum_{j=0}^{k-1} p_j \varepsilon(t+k-j|t)$

As equações (2.5.7) com $C(q^{-1}) = 1$ e (2.5.11) formam o seguinte sistema de equações:

$$\hat{\phi}(t+k|t) = \overline{G}(q^{-1})y(t) + \overline{F}(q^{-1})u(t) + \overline{H}(q^{-1})y_r(t) + \delta = 0 \qquad (2.5.12a)$$

$$\phi(t+k) = \hat{\phi}(t+k|t) + \varepsilon'(t+k|t) \qquad (2.5.12b)$$

A equação (2.5.12a) pode ser escrito na forma:

$$\phi(t+k) = \theta^T \varphi(t) + \varepsilon'(t+k|t) \tag{2.5.13}$$

onde

$$\varphi^T(t) = \{y(t)\ y(t-1)\ \ldots\ u(t)\ u(t-1)\ ..\ y_r(t)\ y_r(t-1)\ldots 1\} \text{ e}$$

$$\theta^T = \{\bar{g}_0\ \bar{g}_1 \ldots\ \bar{f}_0\ \bar{f}_1 \ldots \bar{h}_0\ \bar{h}_1\ \delta\}.$$

Como $\varepsilon'(t+k|t)$ não é correlacionado com os elementos do vetor $\varphi(t)$ pode-se utilizar o método dos mínimos quadrados recursivos para a estimação de parâmetros e obter $\hat{\theta}$, que é a estimativa de θ, e determinar a lei de controle através de :

$$\hat{G}(q^{-1})y(t) + \hat{F}(q^{-1})u(t) + \hat{H}(q^{-1})y_r + \hat{\delta} = 0 \tag{2.5.14}$$

No caso geral tem-se que $C(q^{-1}) \neq 1$, mas mesmo neste caso pode-se provar que a lei de controle é dada por (2.5.14) (Clarke e Gawthrop, l975).

Uma breve comparaçao entre o controle por alocação de polos e mínima variância generalizada é apresentada em Leite e Morishita (1990). Este algorítmo foi aplicado por Barros (1989) para o sistema de posionamento dinâmico de uma plataforma semi-submersível. A estensão deste algorítmo para sistemas multivariáveis foi apresentado por Koivo (1979), e a sua aplicação em controle de instalações propulsoras marítimas são apresentadas em Morishita (1986) e Morishita e Barros (1988). Neste último trabalho é introduzido uma pequena alteração no algorítmo proposto por Koivo (1979), que permite ponderar diferentemente cada elemento do vetor de saída, que não era possível no caso original, e que se mostrou útil no controle da instalação propulsora.

CAPÍTULO 3

SISTEMA DE POSICIONAMENTO DINÂMICO

3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Todo veículo oceânico é submetido a esforços devidos a onda, corrente e vento, que tendem a movê-lo nos seus seis graus de liberdade. Utiliza-se o sistema de posicionamento dinâmico (SPD) quando há interesse em manter, de modo ativo, a posição do veículo no plano horizontal a despeito das ações ambientais. Esta posição pode ser fixa, ou uma trajetória pré-determinada (Fossen, 1994). Navios e plataformas semi-submersíveis de perfuração requerem posicionamento fixo, isto é, manutenção da sua posição dentro de um raio de trabalho. Já as embarcações de apoio, como lançadores de cabos, de inspeção ou manutenção, exigem do sistema de posicionamento dinâmico, além da capacidade de manter uma posição fixa, navegar em uma rota pré-definida, a menos dos desvios toleráveis para a operação específica. De qualquer modo, em ambos os casos, para manter a posição basta, em essência, contrapor adequadamente os esforços ambientais.

Os esforços ambientais induzem movimentos na unidade flutuante que podem ser considerados como a composição dos movimentos de baixa e de alta frequência. Como este último tem média nula, não há necessidade em contrabalançá-lo, e desta forma este movimento é usualmente filtrado, não só para poupar os atuadores como também economizar energia. Já os movimentos de baixa frequência tendem a ter amplitudes elevadas e, portanto, devem ser controlados. O projeto dos SPD de primeira geração era baseado no controlador PID (Proporcional+Integral+Derivativo) com filtro de rejeição de banda ("notch filter") para eliminar os movimentos de alta frequência. Mas como este filtro restringe a largura de banda do controlador foram desenvolvidos controladores baseados na

representação do sistema em espaço de estado e utilizando a teoria de controle ótimo (LQG) com filtro de Kalman.

Uma alternativa interessante para o projeto do SPD é a utilização do controlador auto-ajustável, pois ele é voltado para sistemas com coeficientes desconhecidos, que é o caso do modelo dos veículos oceânicos, já que muitas vezes os valores dos diversos parâmetros do seu modelo matemático são difíceis de serem determinados. Neste trabalho é mostrado a aplicação do controlador auto-ajustável de mínima variância generalizada, mostrado na seção 2.5, para a plataforma semi-submersível GVA-4000.

Os SPD são utilizados tanto para navios como para plataformas semi-submersíveis. No entanto, os dois veículos tem características hidrodinâmicas diferentes. Por exemplo, uma plataforma semi-submersível é projetada para ser hidrodinamicamente transparente a ondas, o que significa que ela tende a ser um filtro passa-baixa. Neste trabalho é explorado este aspecto e não foi previsto nenhum filtro para o movimento de alta frequência. Os movimentos de avanço, deriva e guinada são considerados desacoplados e, por conseguinte, eles são controlados independentemente

3.2 CARACTERÍSTICAS GERAIS DE UM SISTEMA DE POSICIONAMENTO DINÂMICO

A atuação de um SPD baseia-se no controle adequado dos propulsores de modo a produzir forças e momentos apropriados para contrabalançar os esforços ambientais. Para atingir este objetivo o SPD é dotado, em geral, de 2 controladores, conforme mostra a Fig. 3.2.1. O primeiro controlador, que é o principal, opera em malha fechada e a sua lei de controle é baseada na diferença entre o sinal de referência e o de realimentação, que é o sinal enviado pelos sensores de posição. Esta malha de controle tem por finalidade neutralizar, principalmente, os esforços devidos a corrente e onda. O segundo controlador é o de pré-alimentação que procura anular, antecipadamente, a ação do vento, e a sua lei de controle é baseada nas informações da direção e velocidade do vento. Os propulsores que efetivamente produzem as forças e momentos para reagir aos

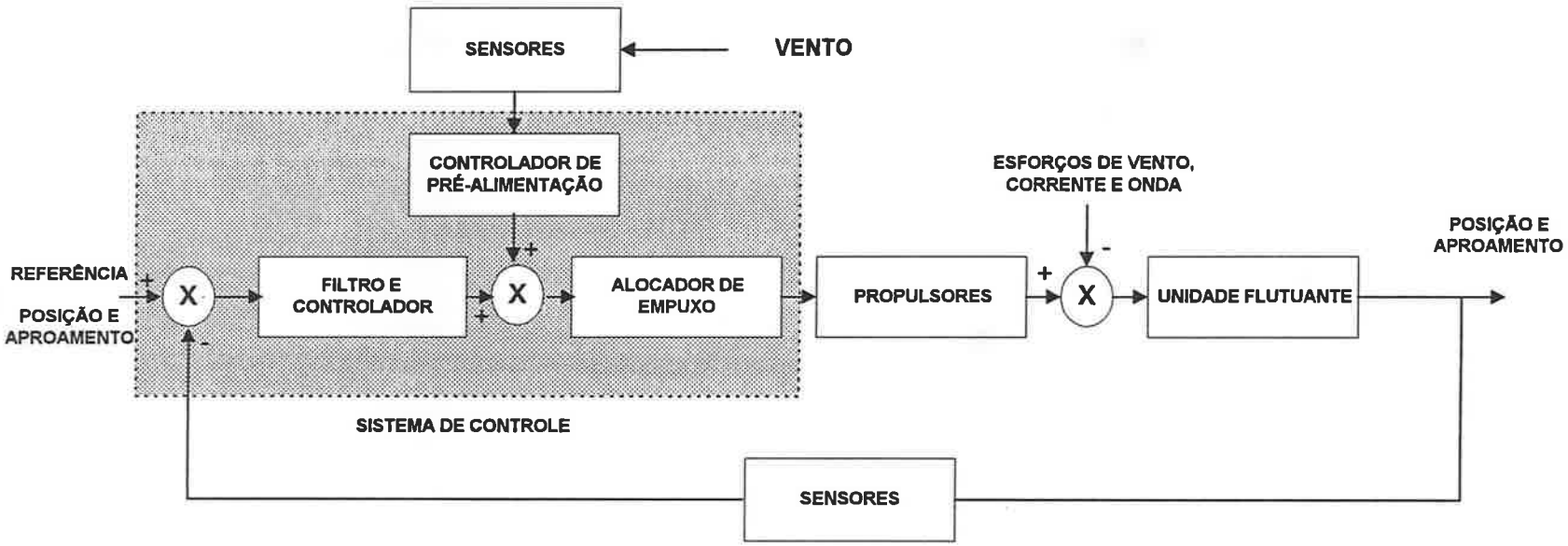


Fig. 3.2.1 - Esquema de um Sistema de Posicionamento Dinâmico

esforços externos, atuam baseados no sinal resultante da composição dos sinais provenientes dos dois controladores. A seguir é descrito com mais detalhes os diversos componentes que integram um SPD ressaltando que, para isto, é interessante dividí-lo, formalmente, em 3 subconjuntos que são os sensores, controladores e propulsores.

3.2.1 SISTEMA DE SENSORES

O sistema de sensores que compõem um SPD devem fornecer aos controladores a direção e a velocidade do vento, e a posição e o ângulo de arpoamento da unidade flutuante no plano horizontal referidas a um sistema de coordenadas fixas na Terra. A posição são os deslocamentos da embarcação no sentido dos movimentos de avanço e de deriva.

A direção e a velocidade do vento são medidos através de anemômetros que devem ser instalados cuidadosamente, pois a sua indicação é extremamente sensível `a geometria da unidade flutuante, existência ou não de outras embarcações nas proximidades e fluxo de ar provocado por helicópteros.

O aproamento é, invariavelmente, medido através de giroscópios que tem sido utilizado a longo tempo na engenharia naval e tem-se mostrado também confiável na área oceânica.

Já a medida dos deslocamentos lineares, de modo confiável, tem sido o principal problema de um SPD, mormente quando a operação da unidade flutuante é executada em águas profundas e afastado da costa. Os sensores de posição devem ter um desempenho satisfatório em termos de precisão, repetibilidade e taxa de atualização. Para atender a estes requisitos tem sido desenvolvidos diversos tipos de sensores de posicão, e eles não são excludentes, sendo inclusive usados paralelamente para aumentar a confiabilidade e a segurança do sistema.

Os sensores de posição podem ser subdivididos, em três grupos, em função do princípio de medição. Os sensores do primeiro grupo se baseiam no deslocamento de um vínculo físico existente entre um ponto fixo na Terra e a unidade flutuante, que é o caso dos sistemas eletro-mecânicos. Nos sistemas do segundo grupo não há nenhum vínculo físico entre a unidade flutuante e o ponto

fixo na Terra, e a determinação da sua posição é baseado no conhecimento da localização de determinados pontos de referência e a distância entre estes pontos e a unidade flutuante. Este é o caso dos sistemas hidroacústicos, de rádio e de satélites. Já os sistemas do terceiro grupo fornecem, em princípio, a posição sem nenhum auxílio externo. É o caso dos sensores inerciais.

A seguir são descritos os princípios de operação dos diversos sensores de posição referidos anteriormente, sendo que se dará uma atenção especial ao posicionamento por satélites, cuja tecnologia está em franco desenvolvimento. Uma descrição detalhada da maioria destes sistemas pode ser encontrada em Donha, Morishita e Brinati (1993).

3.2.1.1 Sistemas eletro-mecânicos

Os sistemas eletro-mecânicos são de 2 tipos: cabo tensionado ("taut-wire") e de inclinação do "riser". O sistema de cabo tensionado consiste em medir a posição a partir da inclinação de um cabo mantido sob tensão constante. A sua extremidade inferior é presa no solo marinho através de uma âncora e a extremidade superior é conectada à embarcação através de dispositivos mecânicos para compensar os movimentos de jogo, caturro e de arfarem da unidade flutuante. Conhecendo o ângulo de inclinação do cabo em relação a vertical e o seu comprimento pode-se determinar a posição da embarcação. O ângulo é medido através de dispositivos elétricos.

O segundo tipo eletro-mecânico se baseia na leitura da inclinação do "riser" logo abaixo da sua primeira junta e próxima a válvula BOP ("blow-out preventer"). O ângulo é medido através de 2 sensores, dispondo cada um deles de 2 inclinômetros, e o sinal é transmitido eletricamente para a embarcação. A posição da embarcação pode ser obtida a partir deste ângulo e da profundidade do mar no local.

3.2.1.2 Sistemas hidroacústicos

Os sistemas hidroacústicos são baseados na emissão e recepção de ondas sonoras e podem ser de bases longa, curta e super curta. No caso do sistema de base longa os pontos de referência são formados por 3 ou mais "transponders", que são transdutores acústicos colocados no fundo do mar, que emitem sinais informando as suas localizações e as suas distâncias para a unidade flutuante, permitindo com isto calcular a posição do veículo. Já o sistema de base curta é composto de um emissor instalado no fundo do mar, de posição conhecida, e de 3 ou mais hidrofones colocadas espaçadamente no fundo da unidade flutuante. Conhecendo-se a posição destes hidrofones pode-se determinar a localização da embarcação. O sistema de base super curta é similar ao de base curta sendo que os 3 hidrofones são substituídos por um único elemento. Devido a sua simplicidade é uma das alternativas mais utilizada atualmente.

3.2.1.3 Sistemas de rádio

A determinação da posição através do sinal de rádio, em geral, é menos precisa que os outros métodos e são, desta forma, tidos como sinais auxiliares. Neste sistema os pontos de referência, de posição conhecida, estão sempre situados no continente e podem ser de 3 tipos que são "range bearing", "range-range" e hiperbólico. No caso do "range bearing" só há um ponto de referência e o sinal de rádio informa a sua distância para a unidade flutuante juntamente com o ângulo da direção da onda em relação ao norte. Já no "range-range" o sistema opera medindo a distância do veículo oceânico para 2 ou mais pontos de referência. A posição do veículo oceânico pode ser determinado adicionando as informações de distância entre as estações e o ângulo que o segmento que os une forma com o norte. No sistema hiperbólico é necessário, pelo menos, 3 estações, que emitem continuamente pulsos sincronizados. A medida da posição do veículo oceânico é baseado no intervalo de tempo de recepção de cada pulso, e na informação da posição de cada estação transmissora do sinal. Este sistema é o mais utilizado atualmente na área naval e oceânica. Cabe ressaltar que, neste tipo de

posicionamento, é fundamental a existência de estações transmissoras de sinal que alcance o local de trabalho da unidade flutuante, o que nem sempre ocorre.

3.2.1.4 Sistema de satélites

Com o lançamento de satélites artificiais, tornou-se possível obter a posição de um corpo qualquer na terra utilizando-se sinais extra-terrestres. A partir da década de 60 foram desenvolvidos diversos programas de posicionamento baseados em satélites, mas o que atualmente está mais em uso é o conhecido como NAVSTAR (Navigation Satellite Time And Ranging) ou GPS (Global Positioning System). Este sistema, desenvolvido pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos da América, iniciou-se em 1973, e ele consiste de três partes básicas: um conjunto de satélites, um sistema de controle e um aparelho receptor do usuário, que é composto, essencialmente, por uma antena e um decodificador de sinais.

Este sistema conta com 24 satélites, sendo que 3 são de reserva, distribuídos em 6 órbitas distintas, conforme indicado na Fig. 3.2.2. Com esta configuração há pelo menos quatro satélites sobre qualquer ponto da superfície da Terra, ou nas suas proximidades, durante 24 horas do dia. A órbita de cada satélite é circular, com altitude nominal de 20.183 km, com período de 12 horas siderais (metade do período de rotação da terra) e a sua inclinação em relação ao plano do equador é de 55°.

O sistema de controle consiste de estações de monitoramento e de uma estação central de controle. A finalidade do sistema de controle é a de monitorar a saúde do satélite, determinar a sua órbita e o comportamento do seu relógio atômico, e também enviar sinais das condições ambientais aos satélites. Os satélites possuem um oscilador atômico de césio, cuja frequência fundamental é de 10,23 Mhz e emitem dois sinais, L_1 e L_2, respectivamente, com as frequências de 1575,42 Mhz e 1227,6 Mhz. Estas duas frequências são chamadas de portadoras e sobre elas são modulados os sinais de interesse para o posicionamento.

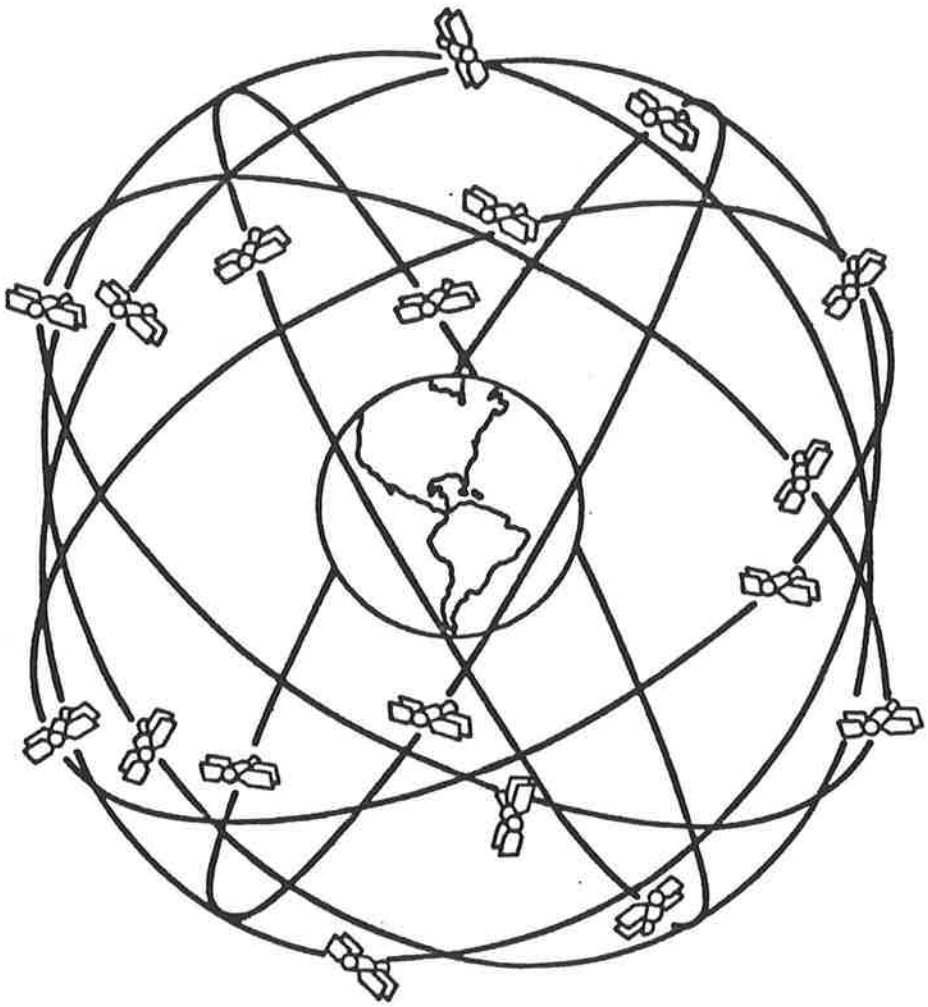


Figura 3.2.2 - Configuração de Satélite do Sistema GPS

Matematicamente esta modulação é dada por (Blitzkow):

$L_1(t) = A_p\, P_i(t)\, D_i(t) \cos[\omega_1 + \Phi(t)] + A_G\, G_i(t)\, D_i(t)\, \mathrm{sen}[\omega_1 + \Phi(t)]$

$L_2(t) = B_p\, P_i(t)\, D_i(t) \cos[\omega_2 + \Phi(t)]$

onde os termos desta equação são explicados a seguir.

O termo $P_i(t)$ é uma modulação da fase cossenoidal e representa uma sequência de pulsos, conhecida como código P (preciso ou protegido), e ele é gerado por um algorítimo que se repete a cada 267 dias e é transmitida na frequência de 10,23 Mhz. A observação deste sinal durante este período mostra que não existe nenhuma regularidade, razão pela qual é chamada de pseudoaleatória. Cada satélite transmite um segmento específico a cada 7 dias do código P. É impossível a um receptor varrer rapidamente o comprimento deste código de modo a sintonizá-lo. Para tanto, o satélite transmite uma informação complementar, chamada código HOW (Hand-over Word) que permite conhecer um intervalo específico do código transmitido naquele instante. Esta informação é modulada junto com o código C/A.

O termo $G_i(t)$ é uma modulação incidente sobre a fase senoidal e é também formada por uma sequência de pulsos. Ele é chamado de C/A (Clear Acess), é gerado por um algorítimo a cada 1 milissegundo e tem uma frequência de 1,023 Mhz.

O termo $D_i(t)$, que comparece nas fases L_1 e L_2, é uma modulação de baixa frequência e compreende um conjunto de informações necessários aos usuários, e é conhecido como Mensagem.

Através destes códigos são enviadas uma série de informações para o receptor, sendo que as principais são a sua posição, o atraso de seu relógio em relação a um padrão e fatores de correção do seu sinal.

A posição $M(x,y,z)$ do receptor, em relação a um sistema de coordenadas cartesianas $OX_0Y_0Z_0$ fixas no centro da Terra, pode ser determinada conhecendo-se as seguintes informações:

a) a posição $S(x_s, y_s, z_s)$, em relação ao sistema de coordenadas $OX_0Y_0Z_0$ de pelo menos 3 satélites

b) a distância r entre o receptor e cada satélite.

A partir destes valores a posição do receptor pode ser facilmente determinada, em princípio, resolvendo-se o conjunto de equações formado por:

$$r_i = \sqrt{(x_{s_i} - x)^2 + (y_{s_i} - y)^2 + (z_{s_i} - z)^2} \qquad i = 1, 2, 3$$

As coordenadas de cada satélite podem ser obtidas facilmente porque elas são parte das informações do seu sinal. Já a medida da distância, conforme será visto a seguir, é mais complicada e em virtude das interferências o GPS acaba requerendo a sintonia com pelo menos 4 satélites para determinar a posição do receptor. Convém ressaltar que se desejar somente duas coordenadas, o número mínimo de satélites é 3.

A distância entre o satélite e o receptor pode ser medida através de 2 métodos que são a do código e o da fase.

a) método do código.

Neste método a distância entre o satélite e o receptor é obtida através dos códigos P ou C/A. Para isto, o receptor deve ter um relógio perfeitamente sincronizado com o do satélite e gerar uma réplica do código transmitido por ele. Deslocando este sinal no tempo até obter a correlação máxima com o código emitido pelo satélite, tem-se o tempo de percurso do sinal entre o satélite e o receptor. Multiplicando este tempo pela velocidade da luz tem-se a distância desejada. No entanto, na prática existem três fatores que afetam esta medida. O primeiro é a dificuldade em obter uma sincronização perfeita entre os relógios do satélite e o do receptor. O segundo são as perturbações provocadas pela ionosfera e a troposfera que acabam provocando atrasos na propagação da onda. E o terceiro é o erro de sincronização que há entre os diversos satélites. Pode-se mostrar que se houver 4 satélites no horizonte é possível obter informações suficientes para eliminar as distorções e calcular a distância entre o satélite e o receptor com um erro menor (Blitzkow).

A medida da distância através do código P é mais preciso, e pelo fato de ser transmitido em duas frequências, permite a correção adequada para o efeito de refração na ionosfera. Porém, para decodificar o seu sinal é necessário o código

HOW cujo uso é restringido pelo Departamento de Defesa dos EUA. O código C/A, por sua vez, por operar em uma frequência mais alta, diminui a precisão para a determinação da posição. Além disso, como ele é definido somente em uma portadora, é difícil de efetuar a correção devido a refração da ionosfera. Ele é adequado para navegação marítima quando erros da ordem de 50m a 100m são toleráveis.

b) Método da Fase

O outro procedimento adotado no sistema GPS para a obtenção da posição baseia-se na diferença de fase entre a onda portadora e a onda gerada no receptor, isto é,

$$\phi_j^i = \phi^i(t) - \phi_j(T)$$

onde:

ϕ_j^i é a fase de batimento da portadora obtida no j-ésimo receptor para o i-ésimo satélite;

$\phi_j(T)$ é a fase do sinal gerado pelo j-ésimo receptor no instante T em que o sinal transmitido pelo satélite chega ao receptor;

$\phi^i(t)$ é a fase do sinal recebido, transmitido pelo i-ésimo satélite no instante t.

A partir desta equação é possível desenvolver todo um procedimento matemático para determinar a distância entre o satélite e o receptor (Blitzkow). Este método, com a utilização de um único receptor, não é apropriado para calcular a posição, mormente em tempo real. A sua vantagem reside em obter a posição com precisão maior que a obtida com o código A/C, porém, usando o posicionamento relativo (Wells, 1987) que é conhecido como DGPS (Differential Global Positioning System).

DGPS

O DGPS parte do princípio de que 2 receptores rastreando o mesmo conjunto de satélites têm seus erros correlacionados. Se um dos receptores é instalada em

um local com posição perfeitamente conhecida, pode-se, a qualquer tempo, determinar o erro de posicionamento obtido através dos satélites. Baseado neste erro, um sinal de correção diferencial pode ser enviado para qualquer receptor que sintonize o mesmo conjunto de satélites que pode usá-lo para melhorar a sua precisão de posicionamento.

A desvantagem do DGPS é que exige 2 receptores, conforme mostra a Fig. 3.2.3, uma na unidade flutuante e o outro no continente, cuja posição deverá ser perfeitamente conhecida. Além disso é necessário o emprego de um meio de transmissão para enviar à unidade flutuante as informações necessárias. Este meio pode ser rádio ou satélite, conforme mostra a Fig. 3.2.3, ou ainda sinal de FM (Franco e Pessoa, 1995). A precisão obtida, até o presente momento com este sistema, é da ordem de 1 a 5 m. A necessidade em tempo real impõe que sejam efetuados cálculos rápidos filtrando os ruídos. Isto pode ser efetuado utilizando-se o filtro de Kalman. No entanto, uma operação contínua só com este sistema pode levar a desvios permanentes. Desta forma, é necessário um sistema que armazene os dados por um período longo para analisar, verificar os desvios e inserí-los no algorítimo do filtro de Kalman (Well, 1987). Atualmente, já há vários fabricantes de SPD que incluem como um dos sensores de posição o DGPS, cujo futuro na área oceânica parece ser promissor. No Brasil, a Petrobrás já vem utilizando este sistema no posionamento de unidades flutuantes localizados na Bacia de Campos (Franco e Pessoa, 1995).

3.2.1.5 Sistemas inerciais

O princípio do sistema inercial é a de medir a aceleração e integrá-lo duplamente ao longo do tempo para calcular a posição. A aceleração é obtida através de um acelerômetro extremamente sensível, colocado sobre uma plataforma giroscopicamente estabilizada, que permanece sempre horizontalmente e com o seu eixo orientado no sentido norte-sul, independente do movimento da unidade flutuante. No entanto, este sistema requer compensações devidos a erros provocados por imperfeicões mecânicas, rotação da Terra e o próprio movimento do veículo. Além disso, após um período longo de operação apresenta um desvio, e

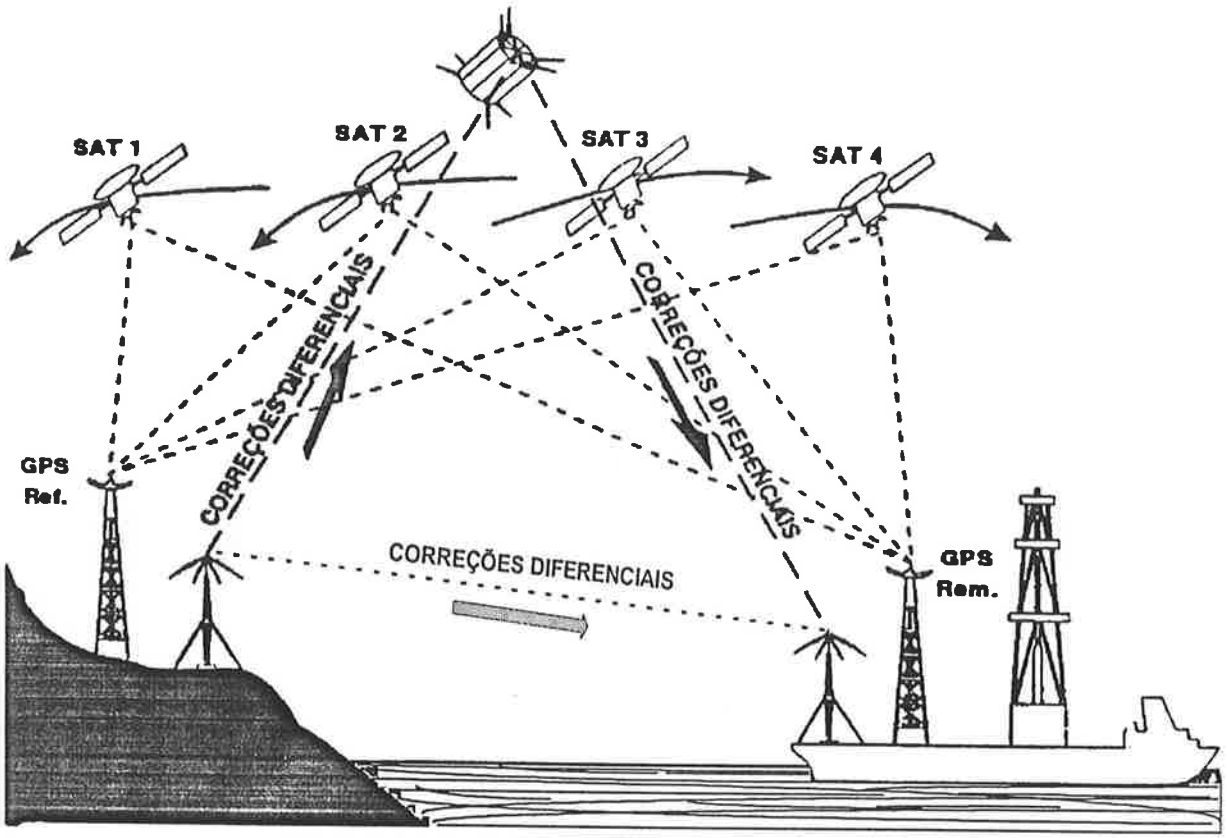


Fig. 3.2.3 - Esquema do sistema DGPS

para eliminá-lo é necessário atualizar o sistema com a informação correta da posição obtida através de algum outro sensor. A vantagem deste sistema é que ele pode fornecer a posição com precisão, temporariamente, se houver falhas dos outros sensores de posição.

3.2.2 Sistema Propulsor

O sistema propulsor de um SPD é, normalmente, constituído por um conjunto de hélices, cuja quantidade e arranjo depende, entre outros fatores, do tipo de embarcação, do tipo de hélice e grau de redundância. Entrementes, qualquer que seja a configuração, todo sistema propulsor deve produzir, de modo independente, o empuxo no sentido dos movimentos de deriva, avanço e guinada, e deve responder rapidamente e com precisão ao comando do sistema de PD. Na Fig. 3.2.4 é mostrado, como exemplo, algumas configurações possíveis para o sistema propulsor.

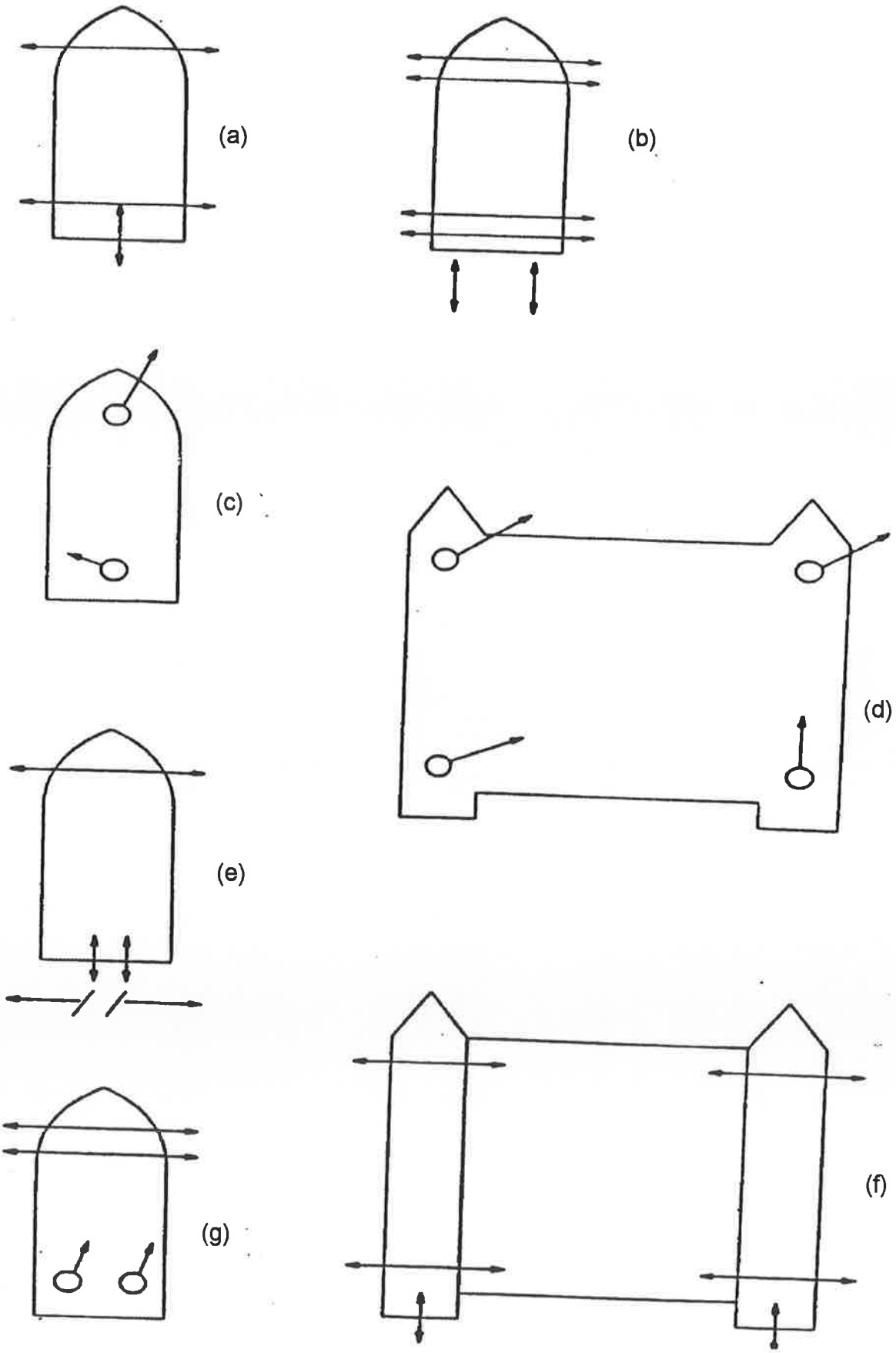


Fig. 3.2.4 - Arranjos de propulsores para SPD

Os hélices podem operar em aberto ou no interior de dutos longos ou curtos. O duto longo é, normalmente, utilizado em navios, quando ele atravessa o casco de borda a borda, e sendo que no seu interior são instalados hélices simétricos, isto é, propulsores que fornecem a mesma magnitude de empuxo nos dois sentidos. É o caso em configurações a), b), e) e g) da Fig. 3.2.4.

Quando o hélice é colocado sob o casco de um navio ou sob o pontão de uma plataforma semi-submersível é, geralmente, dentro do duto curto ou bocal. Este conjunto hélice-bocal pode ser fixa ou governável. Neste último caso o conjunto gira em torno de um eixo vertical, permitindo o hélice fornecer empuxo em qualquer direção.

Os hélices ainda podem ser classificados em passo fixo e passo variável. No primeiro a variação do empuxo só pode ser obtida com a variação rotação. No segundo caso, em princípio a variação do empuxo pode ser obtida alterando-se a rotação e o passo do hélice. No entanto, em SPD, é usual manter a rotação constante e alterar somente o passo para váriar o empuxo.

A atuação sobre o sistema propulsor depende do seu tipo. Quando o duto não é azimutal o controlador atua no sentido de alterar ou o passo ou a rotação do hélice. Nos hélices azimutais o controlador atua sobre o ângulo do conjunto hélice-bocal e também sobre a rotação do hélice, uma vez que neste tipo de propulsores, geralmente, o passo é fixo.

3.2.3 SISTEMA DE CONTROLE

3.2.3.1 Sistema de controle de malha fechada

O sistema de controle de malha fechada recebe os sinais de posição e de aproamento e, em havendo diferença com os respectivos valores de referência, gera uma lei de controle para os propulsores para manter, em média, a unidade flutuante na posição desejada. Para executar esta tarefa o sistema de controle é constituído de três partes que são o filtro, o controlador e o alocador de empuxo. A finalidade do filtro é a de eliminar o sinal de alta frequência devido ao esforço de primeira ordem da onda, uma vez que, não há necessidade de contrabalanceá-lo porque a sua média é nula, poupando desta forma energia e o sistema propulsor. O

controlador, baseado no erro de posicionamento, calcula as forças e o momento que o sistema propulsor deve produzir. O alocador de empuxo determina o empuxo e/ou a direção de cada propulsor, para que o sinal de saída do controlador seja satisfeito. Sob o ponto de vista histórico os primeiros SPD, que surgiram na década de 60, eram projetados usando a teoria clássica e, posteriormente, em meados da década de 70, apareceram os controladores baseados em teoria moderna de controle.

O filtro e o controlador são projetados integradamente. No caso da teoria clássica os movimentos de alta frequência são atenuados através do filtros passa baixa e/ou rejeição de banda e o controlador é do tipo PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Nesta teoria os três movimentos do plano horizontal são considerados desacoplados e, portanto, o sistema de controle é constituído de três malhas independentes, um para cada grau de liberdade. A finalidade do filtro tipo rejeição de banda é a de eliminar sinais que estão dentro de uma determinada faixa de frequência. No caso do SPD esta faixa é determinada pelo espectro do mar do local de trabalho da embarcação. A desvantagem desta abordagem é que o filtro introduz um atraso de fase adicional e o ganho do termo integral é limitado devido aos acoplamentos hdirodinâmicos (Fossen, 1994).

Para superar os problemas do controle clássico surgiram os controladores baseados em espaço de estado, utilizando o filtro de Kalman e aplicando a teoria de controle ótimo estocástico (Balchen et al, 1976). O vetor de estado é constituído por variáveis que podem ser subdividos em dois grupos. As variáveis do primeiro grupo estão relacionadas com o movimento de baixa frequência da unidade flutuante e as suas equações de estado podem ser obtidos a partir da modelagem matemática, aplicando a lei de Newton bem como as equações da hidrodinâmica. Já as variáveis do segundo grupo são relativas ao movimento de alta frequência, e como é difícil determinar as suas equações de estado a partir da modelagem, normalmente admite-se que o seu modelo matemático é igual ao de um oscilador harmônico. A lei de controle é obtido minimizando-se uma função quadrática de desempenho onde somente as variáveis de estado relativos aos movimentos de baixa frequência são considerados.

De um modo geral, os controladores baseados em filtro de Kalman, quando projetados adequadamente, mantém a unidade flutuante dentro da mesma precisão do controlador PID, porém com atuação menos intensa dos propulsores. No entanto, por serem mais complexos, é mais difícil ajustar os seus parâmetros e também inicializar a sua operação (GECELEC, 1993).

O terceiro bloco do sistema de controle é o alocador de empuxo. A saída deste bloco é o sinal enviado para cada hélice do sistema propulsor e o seu cálculo não é trivial. A primeira dificuldade surge ao aplicar a equação da estática para os 3 eixos do movimento da unidade flutuante, quando pode comparecer um número de incógnitas maior que o número de equações. Esta situação ocorre em semisubmeríveis onde, geralmente, são instalados no mínimo 4 hélices. Se estes forem azimutais, há um conjunto de 8 variáveis. Além disso há que se incorporar as restrições físicas e operacionais dos propulsores. Por exemplo, quando se utiliza hélices azimutais em dutos, ocorrem interferências mútuas que precisam ser evitadas para não degradar a eficiência do sistema propulsor. Também os esforços de controle devem ser distribuídos de forma a não sobrecarregar ou aliviar desnecessariamente um grupo de propulsores e garantir um consumo mínimo de energia. Um outro fator que deve também ser levado em consideração é que eles devem operar, preferencialmente, de um modo a responder o mais rapidamente possível a solicitacões abruptas.

3.2.3.2 Controle de pré-alimentação

O controle de pré-alimentação utilizado em SPD é para contrabalançar o efeito do vento antes da sua ação sobre a unidade flutuante. O ideal, sob o ponto de vista de posicionamento, é que as outras perturbações também fossem contrabalanceadas desta forma, mas esta alternativa é refreado pela impossibilidade de medir, de forma confiável, os dados referentes a corrente e onda do mar. De qualquer forma existem propostas de medir a direção da onda e através de um controle de pré-alimentação tentar cancelar a sua força de deriva (Aalbers e Nienhuis, 1987).

O modo de operação deste controlador é simples: a partir da medida da direção do vento, o controlador seleciona os coeficientes de força e momento para os três eixos. Estes coeficientes são obtidos a partir de teste em túnel de vento. Com estes coeficientes e com a velocidade do vento são calculados os esforços de controle que são adicionados aos sinais provenientes do controlador de malha fechada, e então enviados ao bloco de alocação de empuxo. No entanto, convém ressaltar que o controle de pré-alimentação, minimiza mas não elimina totalmente o efeito do vento.

3.3 MODELO MATEMÁTICO DE UMA UNIDADE FLUTUANTE

Para conceber adequadamente o sistema de posicionamento dinâmico é necessário desenvolver um modelo matemático que descreva o comportamento dinâmico da unidade flutuante na superfície do mar. Este modelo deve contemplar a ação dos esforços provocados pelo vento, corrente, onda e atuadores sobre a unidade flutuante, bem como a interação desta com a água do mar. Normalmente, a elaboração de um modelo matemático é baseado nas leis usuais da física. No caso em questão são utilizados equações da Mecânica para modelar o movimento da plataforma e equações da Mecânica dos Fluidos e formulações empíricas para calcular as forças das ondas, corrente e vento.

Porém, antes de desenvolver as equações do modelo matemático de uma plataforma semi-submersível, é interessante apresentar a equação geral do movimento de uma unidade flutuante e efetuar uma classificação e uma discussão, ainda que breve, da natureza dos diversos esforços citados anteriormente. Com esta abordagem obtém-se uma visão global do problema e também torna-se mais fácil identificar a importância relativa de cada esforço para o projeto do controle de movimentos específicos.

3.3.1 EQUAÇÃO GERAL DO MOVIMENTO

Para estudar os movimentos de uma unidade flutuante é comum adotar dois sistemas referência, ambos com eixos ortogonais, conforme é mostrada na Fig.

3.3.1 para um navio. O primeiro sistema de coordenadas, OXYZ, é solidário ao veículo e o segundo, $O_0X_0Y_0Z_0$, é fixado na Terra a qual é admitida como referencial inercial. O plano XY é paralelo à superfície do mar em águas calmas e o plano XZ coincide com o plano longitudinal de simetria da embarcação. O eixo OX é positivo no sentido de vante. A modelagem matemática utiliza os dois sistemas de referência, sendo que os movimentos do veículo são descritos em relação ao referencial móvel e as posições e as direções são calculadas para o referencial inercial. Esta abordagem é utilizada uma vez que os esforços hidrodinâmicos são determinados com menor dificuldade quando referidos ao próprio veículo. Para passar do sistema de referência móvel para a fixa são utilizados os ângulos de Euler.

Para o referencial móvel tem-se que o movimento de um veículo oceânico, com a posição do centro de gravidade definida pelas coordenadas $(x_G, 0, z_G)$ é descrito por:

$$m[\dot{u} - vr + wq - x_G(q^2 + r^2) + z_G(pr + \dot{q})] = X \tag{3.3.1a}$$

$$m[\dot{v} - wp + ur + z_G(qr - \dot{p}) + x_G(qp + \dot{r})] = Y \tag{3.3.1b}$$

$$m[\dot{w} - uq + vp - z_G(p^2 + q^2) + x_G(rp - \dot{q})] = Z \tag{3.3.1c}$$

$$I_x\dot{p} + (I_z - I_y)qr - (\dot{r} + pq)I_{xz} + mz_G(\dot{v} - wp + ur) = K \tag{3.3.1d}$$

$$\begin{aligned} I_y\dot{q} + (I_x - I_z)rp + (p^2 - r^2)I_{zx} + \\ m[z_G(\dot{u} - vr + wq) - x_G(\dot{w} - uq + vp)] = M \end{aligned} \tag{3.3.1e}$$

$$I_z\dot{r} + (I_y - I_x)pq + (rq - \dot{p})I_{zx} + mx_G(\dot{v} + ru - pw) = N \tag{3.3.1f}$$

onde:

m é a massa do veículo oceânico;

u, v e w são, respectivamente, a projeção da velocidade do veículo oceânico nos eixos OX, OY e OZ;

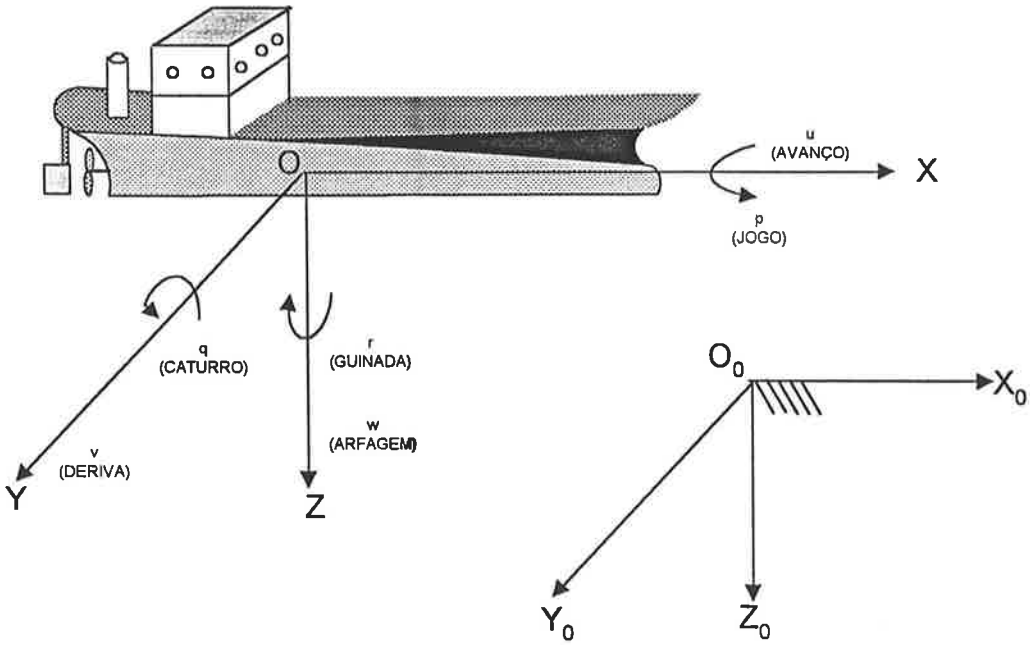


Fig. 3.3.1 Sistema de Coordenadas Móvel e Fixa

p, q e r são, respectivamente, as rotações angulares do veículo oceânico relativos aos eixos OX, OY e OZ;

X, Y e Z são, respectivamente, as forças atuantes nas direções OX, OY e OZ;

$K, M\ e\ N$ são os momentos atuantes, respectivamente, em relação aos eixos OX, OY e OZ;

$I_x, I_y\ e\ I_z$ são, respectivamente, os momentos de inércia referidos aos eixos OX, OY e OZ;

$I_{xz} = I_{zx}$ são os produtos de inércia.

Os movimentos angulares do sistema móvel estão relacionados com a taxa de variação dos ângulos de Euler através de:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & sen(\Phi)\tan(\Theta) & \cos(\Phi)\tan(\Theta) \\ 0 & \cos(\Phi) & -sen(\Phi) \\ 0 & sen(\Phi)/\cos(\Theta) & \cos(\Phi)/\cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \tag{3.3.2}$$

onde:

Φ, Θ *e* Ψ são, respectivamente, as posições angulares referidos aos eixos O_0X_0, O_0Y_0, e O_0Z_0.

Convém destacar que o conjunto de equações (3.3.1) é absolutamente geral e vale para qualquer veículo oceânico independente da natureza da sua operação. As forças X, Y e Z e os momentos K, M e N podem ser considerados, de um modo geral, como a soma dos seguintes componentes:

- esforços induzidos por radiação
- esforços devidos a ação ambiental
- esforços devidos a atuadodres

3.3.1.1 Esforços induzidos por radiação

Estes esforços se devem a reação do fluido sobre a unidade flutuante quando esta se movimenta e pode ser de duas naturezas distintas:

- esforços hidrodinâmicos
- esforços hidrostáticos

Os esforços hidrodinâmicos são proporcionais à velocidade e aceleração relativa entre o corpo e o líquido e podem ser, por sua vez, divididos em duas partes

- esforço inercial, e
- amortecimento viscoso

O esforço de inércia é devido à massa adicional e, normalmente, tem sido interpretado como a parcela da massa do fluido que é arrastada pelo movimento do corpo e somado a esta, formando um novo sistema com inércia maior. No entanto, segundo Fossen (1994), deve ser compreendida como esforços induzidos pela pressão devido ao movimento harmônico forçado de um corpo, sendo que eles são

proporcionais `a aceleração do corpo. Para o seu cálculo admite-se que o fluido é ideal, ou seja, sem viscosidade.

O amortecimento viscoso, por sua vez, se deve à formação de esteira do fluido ao redor da unidade flutuante provocado pelo atrito.

Embora os dois esforços ocorram simultaneamente, pode-se provar que a separação do esforço de radiação em duas parcelas, uma considerando o fluido ideal e a outra com viscosidade, não traz nenhuma inconsistência para a formulação teórica do problema, desde que não se considere o efeito de superfície livre.

Os esforços hidrostásticos, ou de restauração, comparecem nos movimentos de jogo, caturro e de arfagem da unidade flutuante e são causados pelo seu peso e empuxo do líquido. No estudo de posicionamento dinâmico não é considerado o efeito dos esforços hidrostáticos porque os movimentos do plano horizontal são considerados desacoplados dos demais.

3.3.1.2 Esforços devidos a ação ambiental

Os esforços da ação ambiental se devem a corrente, a onda e o vento.

a) Esforço da onda

Os esforços devidos às ondas são, normalmente, considerados como sendo a soma de duas parcelas, que são os esforços de primeira e de segunda ordem.

As forças de primeira ordem são de natureza oscilatória e a sua frequência é a da própria onda. O movimento da unidade flutuante resultante deste esforço é chamado de primeira ordem e, como a sua amplitude normalmente é pequena e a sua média no tempo é zero, o SPD não é projetado para contrabalançar este movimento.

Os esforços de segunda ordem tem magnitude bem menor que os esforços de primeira ordem, e pode-se mostrar que eles são compostos de duas parcelas: a primeira, denominado de deriva, apresenta sentido constante e tende a arrastar a unidade flutuante da sua posição de trabalho permanentemente. A segunda,

chamada de deriva lenta, é oscilatória, porém com um período extremamente lento. O SPD deve ser projetado para tentar anular somente os esforços de segunda ordem da onda.

b) Esforços da corrente

A corrente marítima atua sobre o corpo através do mesmo mecanismo do amortecimento viscoso, isto é, devido à formação de esteira sobre o corpo flutuante. No entanto, há uma diferença substancial porque, enquanto o segundo tende a frear o movimento, o primeiro tende a afastá-lo da sua posição desejada com força razoavelmente constante.

c) Esforços devido ao vento

A força do vento também tende a afastar o corpo da sua posição inicial e o seu mecanismo de atuação é semelhante ao da corrente, isto é através da formação de esteira no escoamento. Este esforço deve ser levado em conta no projeto do SPD, principalmente em embarcações menores.

3.3.1.3 Esforços dos atuadores

De um modo geral os atuadores são os propulsores, lemes e estabilizadores. No caso do SPD interessa somente os esforços dos propulsores que são, normalmente, hélices estrategicamente instalados nas unidades flutuantes para contrabalançar a atuação das forças ambientais. Convém ressaltar que estes hélices são também os de propulsão durante o seu deslocamento entre um local de trabalho e outro, mormente para as plataformas semi-submersíveis de perfuração. O leme, dependendo do tipo de embarcação, pode ser utilizado juntamento com hélice para tentar manter a posição. O estabilizador é normalmente utilizado na engenharia naval para minimizar o jogo do navio

3.3.2 DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS

Nesta seção será desenvolvido expressões para o cálculo dos diversos esforços citados anteriormente com o intuito de estudar os movimentos do plano horizontal de uma plataforma semi-submersível.

No estudo de SPD considera-se que os movimentos do plano horizontal são desacoplados das demais. Será admitindo adicionalmente que o centro do sistema de coordenadas coincide com o centro de gravidade da unidade flutuante e que a unidade flutuante é simétrica em relação aos planos XZ e YZ. Com estas hipóteses tem-se que as equações de avanço, deriva e guinada do conjunto de equações (3.3.1) são dadas por:

$$m[\dot{u} - vr] = X \tag{3.3.3a}$$

$$m[\dot{v} + ur] = Y \tag{3.3.3b}$$

$$I_z\dot{r} = N \tag{3.3.3c}$$

A seguir é mostrado procedimentos gerais para o cálculo dos esforços relativos ao conjunto de equações (3.3.3)

3.3.2.1 Esforços de inércia

Os esforços inerciais podem ser obtidos a partir do aumento de energia cinética do fluido provocado pela aceleração do corpo. Esta energia cinética pode ser entendida como uma resistência ao movimento do corpo e pode ser calculada como:

$$\boldsymbol{T_A} = \frac{1}{2}\boldsymbol{V}^T\boldsymbol{M_A}\boldsymbol{V} \tag{3.3.4}$$

onde

$\boldsymbol{V} = [u \; v \; r]$

$$\boldsymbol{M_A} = -\begin{bmatrix} X_{\dot{u}} & X_{\dot{v}} & X_{\dot{r}} \\ Y_{\dot{u}} & Y_{\dot{v}} & Y_{\dot{r}} \\ N_{\dot{u}} & N_{\dot{v}} & N_{\dot{r}} \end{bmatrix}$$

Os elementos da matriz $\boldsymbol{M_A}$ são conhecidos como derivadas hidrodinâmicas e a sua notação indica,

$$X_{\dot{u}} = \frac{\partial X}{\partial_{\dot{u}}}$$

Admitindo que a matriz $\boldsymbol{M_A}$ seja simétrica tem-se que a energia cinética é expressa por:

$$2\boldsymbol{T_A} = -X_{\dot{u}}u^2 - Y_{\dot{v}}v^2 - N_{\dot{r}}r^2 - 2X_{\dot{v}}uv - 2X_{\dot{r}}ur - 2Y_{\dot{r}}vr \qquad (3.3.5)$$

A força e o momento resultantes da ação do fluido sobre o corpo poder ser expressos através das equações de Kirchhoff decomposta para cada eixo (Milne-Thomson, 1968):

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial u} = r\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial v} - X_A \qquad (3.3.6a)$$

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial_v} = -r\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial u} - Y_A \qquad (3.3.6b)$$

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial_r} = v\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial u} - u\frac{\partial \boldsymbol{T_A}}{\partial v} - N_A \qquad (3.3.6c)$$

Substituindo a equação (3.3.5) em (3.3.6) tem-se:

$$X_A = X_{\dot{u}}\dot{u} - Y_{\dot{v}}vr \qquad (3.3.7a)$$

$$Y_A = Y_{\dot{v}}\dot{v} + X_{\dot{u}}ur \qquad (3.3.7b)$$

$$N_A = N_{\dot{r}}\dot{r} + (Y_{\dot{v}} - X_{\dot{u}})uv \qquad (3.3.7c)$$

3.3.2.2 Amortecimento viscoso

Seja um corpo movendo com velocidade constante imerso num fluido viscoso. A força de amortecimento viscoso pode ser modelada considerando um dos termos da equação de Morrison (Fossen, 1994):

$$F(U) = -\frac{1}{2}\rho C_D(Rn) S|U|U \tag{3.3.8}$$

onde

U é a velocidade do corpo;

ρ é a densidade do fluido;

C_D é o coeficiente de arrasto

Rn é o número de Reynolds;

S é a área projetada do corpo normal ao escoamento.

O coeficiente de arrasto depende do número de Reynolds e do formato do corpo. No entanto, a partir de um certo valor do número de Reynolds verifica-se que a variação de C_D é muito pequena e, na prática, adota-se este valor para fins de projeto na área de engenharia oceânica. Experimentalmente pode-se obter valores do coeficiente de arrasto para corpos com geometria simples. No caso de uma plataforma semi-submersível, que tem uma geometria relativamente complexa, não é possível encontrar um valor pré-determinado de C_D. O procedimento normalmente adotado neste caso é a de subdividir a plataforma em blocos que tenham formas geométricas simples e com valores consagrados para C_D. Deste forma, calcula-se inicialmente a força de arrasto de cada bloco e a força total é obtida somando-se as forças de cada bloco. Decompondo esta força nas duas direções tem-se:

$$X_v(u) = -\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\rho C_{D_i} S_{xi}|u|u = -C_{Dx}|u|u \tag{3.3.9a}$$

$$Y_v(v) = -\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\rho C_{D_i} S_{y_i}|v|v = -C_{Dx}|v|v \tag{3.3.9b}$$

onde

C_{D_i} e S_i são, respectivamente, o coeficiente de arrasto e área projetada do bloco i;

$$C_{Dx} = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N} \rho C_{Di} S_{xi} \tag{3.3.10a}$$

$$C_{Dy} = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N} \rho C_{Di} S_{yi} \tag{3.3.10b}$$

O momento viscoso, admitjndo que só haja rotação, pode ser calculado considerando-se a distância do ponto de aplicação de cada força ao eixo OZ, isto é;

$$N_v = -\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N} \rho C_{Di} S_{r_i} l_i |r| r$$

onde

l é a distância do centro de aplicação da força ao eixo OZ.

3.3.2.3 Esforços devido a onda

Sob o ponto de vista formal, os esforços de excitação da onda podem ser calculadas integrando-se a pressão ao longo da superfície molhada da unidade flutuante, isto é,

$$\vec{F} = \int_S \mathrm{p}\vec{\mathrm{n}}\,\mathrm{d}s \tag{3.3.11}$$

onde

p é a pressão;

$\vec{\mathrm{n}}$ é o vetor normal a superfície;

Admitindo-se que a água do mar como fluido ideal, a pressão pode ser obtida a partir da equação de Bernoulli, utilizando-se o potencial de velocidade:

$$p = -\rho\frac{\partial\phi}{\partial t} - \frac{1}{2}\rho|\nabla\phi|^2 - \rho g\varsigma \tag{3.3.12}$$

onde

ρ é a densidade da água do mar;

ϕ é o potencial de velocidade;

g é a aceleração da gravidade;

ς é a altura da onda;

O potencial que interessa neste caso é a da onda incidente e da dispersada e a força obtida através desta expressão é conhecida como força da onda. A dificuldade desta equação está exatamente em obter o potencial de velocidade. Uma abordagem frequentemente utilizada para procurar a solução do problema é admitir que o potencial seja expresso por uma série de potência do tipo:

$$\phi = \varepsilon\phi_1 + \varepsilon^2\phi^2 + \varepsilon^3\phi^3 + \ldots \qquad (3.3.13)$$

onde ε pode ser, por exemplo, a inclinação da onda.

O termo $\varepsilon\phi_1$ da equação (3.3.13) é conhecido como potencial de primeira ordem e se a força for calculado somente com este termo verifica-se que ela é oscilatória com período igual ao da própria onda. Desta forma, a unidade flutuante tende a oscilar também com o mesmo período e com amplitude e defasagem que dependem da dinâmica do sistema. Este é o movimento que é conhecido como de alta frequência, e tem média nula.

O termo $\varepsilon^2\phi^2$ da equação (3.3.13) é conhecido como potencial de segunda ordem e a sua inclusão no potencial permite levar em conta as não linearidades do movimenta da onda do mar.

Admitindo-se que o potencial de velocidade seja dado por:

$$\phi = \varepsilon\phi_1 + \varepsilon^2\phi_2 \qquad (3.3.14)$$

e substiuindo as equações (3.3.14) e (3.3.12) em (3.3.11), verifica-se que a força total é composta por 3 componentes: a força de primeira ordem, a força de deriva, que é constante, e a força de deriva lenta que é oscilatória, porém, com frequência baixa.

Uma das etapas do projeto de um SPD é a avaliação do seu desempenho através de simulação dinâmica. Para isto, torna-se necessário o cálculo dos esforços em função da dinâmica do sistema, mas isto é difícil de ser obtido analiticamente através da equação (3.3.11).

Uma alternativa para reproduzir os movimentos de alta frequência provocados pelo potencial de primeira ordem é admitir que eles são obtidos a partir de um filtro alimentado por um ruído branco gaussiano, de tal modo que o seu espectro coincide com o espectro do mar, isto é,

$$\mathbf{x}_h = G(s)e(s) \tag{3.3.15}$$

onde

x_h é o deslocamento do movimento de alta frequência;

$G(s)$ é uma função de transferência;

e é um ruído branco com média zero;

A função de transferência depende do espectro de mar considerado. Para o espectro Pierson Moskowitz existem as seguintes propostas (Saelid, Jenssene e Balchen, 1983; Fung e Grimble, 1983):

$$G(s) = \frac{2\beta\,\omega_0 \alpha s}{s^2 + 2\beta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$G(s) = \frac{2\beta\omega_0 s^2}{(s^2 + 2\beta\omega_0 s + \omega_0^2)^2}$$

onde β é o fator de amortecimento;

ω_0 é a frequência dominante da onda;

α é uma constante.

Se houver resultados experimentais dos movimentos de alta frequência, estes podem ser reproduzidos admitindo-se que eles são obtidos a partir de um filtro alimentado pela altura de onda. Esta altura de onda, por sua vez, é obtido a partir de um outro filtro alimentado por um ruído branco, isto é:

$$\mathbf{x}_h(s) = G_1(s)\varsigma(s) \tag{3.3.16a}$$

$$\varsigma(s) = G_2(s)e(s) \tag{3.3.16b}$$

com as seguintes condições:

$$\mathbf{S}_{x_h x_h}(\omega) = |G_1(j\omega)|^2\, \mathbf{S}_{\varsigma\varsigma}(\omega)$$

$$\mathbf{S}_{\varsigma\varsigma}(\omega) = |G_2(j\omega)|^2$$

onde $\mathbf{S}_{x_h x_h}$ é o espectro calculado a partir do movimento de alta frequência medido;

$\mathbf{S}_{\varsigma\varsigma}$ é o espectro da onda selecionada.

Substituindo a equação (3.3.16b) em (3.3.16a) tem-se

$$x_h(s) = G_1(s)G_2(s)e(s) \tag{3.3.17}$$

É interessante ressltar que a equação (3.3.15) pode ser obtida a partir de (3.3.17) admitindo $G_1(s) = 1$. Além disso, em ambos os casos, obtém-se os deslocamentos de alta frequência e não as forças de primeira ordem.

Já para os movimentos de baixa frequência, Pinkster (1980), sugere para unidades flutuantes em águas profundas, a seguinte integral ao longo da linha d'água para o cálculo da força de deriva:

$$F_D = -\alpha \int_{l.a.} \frac{1}{2}\rho g(\varsigma - z^1)^2 \vec{n} d\vec{l} \tag{3.3.18}$$

onde

α é uma constante;

z^1 é o movimento de arfagem de primeira ordem;

Não é difícil perceber que esta expressão exprime as forças de deriva e deriva lenta. Seja uma onda ideal formado por duas componentes regulares com frequências próximas:

$$\varsigma = h_1 \cos(\omega_1 t + \varepsilon_1) + h_2 \cos(\omega_2 t + \varepsilon_2)$$

tal que $\omega_1 \approx \omega_2$

Desenvolvendo o integrando da equação (3.3.18) comparece ς^2 que, para o caso em questão resulta em:

$$\varsigma^2 = \frac{h_1^2}{2} + \frac{h_2^2}{2} + \frac{h_1^2}{2}\cos(2\omega_1 t + 2\varepsilon_1) + \frac{h_2^2}{2}\cos(2\omega_2 t + 2\varepsilon_2)$$
$$+ h_1 h_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varepsilon_1 - \varepsilon_2)]$$
$$+ h_1 h_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varepsilon_1 + \varepsilon_2)]$$

No primeiro termo desta equação comparece um termo constante, que é proporcional `a força de deriva. Já o segundo termo é formado por uma função cosseno com frequência baixa, $\omega_1 - \omega_2$, que está associado com a força de deriva lenta. Portanto, a equação (3.3.18) permite simular, adequadamente, as forças de segunda ordem.

Discussões mais detalhadas sobre o cálculo da força de baixa frequência podem ser encontrados, por exemplo, em Faltinse e Loken (1978), Pinkster e Wichers (1982), Marthinsen (1983), e em Standing, Brendling e Wilson (1987).

3.3.2.4 Esforço devido a corrente

A rigor, o efeito da corrente e da onda atuam conjuntamente e, desta forma, deveria ser usado um modelo matemático único para calcular os esforços dos dois agentes externos sobre a plataforma. No entanto, como isto é extremamente difícil, considera-se o efeito do arrasto da corrente isoladamente. O procedimento usual para considerar o efeito da corrente é admitir nas expressões das forças de inércia e de viscosidade, a velocidade relativa da unidade flutuante em relação `a água do mar, isto é.

$$u_r = u - u_c$$

$$v_r = v - u_c$$

onde

u_c e v_c são, respectivamente, as componentes da velocidade da corrente em relação aos eixos OX e OY;

Convém ressaltar que:

$\dot{u}_r = \dot{u}$ e

$\dot{v}_r = \dot{v}$

já que normalmente admite-se a corrente tem velocidade constante.

3.3.2.5 Esforços devidos ao vento

Os esforços provocados pelo vento sobre a unidade flutuante podem ser calculados através da sua sua velocidade que, normalmente, é admitida como sendo a soma de duas parcelas, a saber:

$$V_w = \overline{V} + V_{turb} \tag{3.3.19}$$

onde

$\overline{V}$ é a velocidade média

V_{turb} é velocidade devida `a turbulência.

As duas velocidades são estimadas com base em dados estatícos da área de interesse. No caso da estimação da velocidade média, pode-se utilizar a medida da velocidade média do vento durante um minuto num período de recorrência de "N" anos (Olsen, 1976). Já a velocidade de rajada é caracterizada pelo seu espectro e ela pode ser reproduzida alimentando um filtro com ruído branco, tal como no caso da altura de onda. As forças do vento podem ser calculadas com expressões similares `as da viscosidade.

3.3.2.6 Esforços dos atuadores

Para o SPD interessa o esforço devido aos propulsores, que são normalmente hélices. O empuxo do hélice pode ser determinado a partir da sua curva característica que leva em conta o passo, a rotação e a velocidade da unidade flutuante. Também é importante considerar os efeitos da iteração casco-propulsor e propulsor-propulsor.

3.4 PROJETO DE UM SPD COM CONTROLE ADAPTATIVO

Nesta seção será mostrado o projeto de um SPD para a plataforma GVA-4000 aplicando o controle adaptativo auto-ajustável, apresentado no Capítulo 2.

Como o desempenho do controlador é analisado através de simulação, será apresentando inicialmente o modelo matemático que caracteriza a dinâmica da plataforma. Na Fig. 3.4.1 são mostrados, junto com o sistema de coordenadas, as direções de incidência de ondas, correntes e ventos definidas em relação ao eixo O_0X_0 , e as decomposições da velocidade nos eixos OX (avanço), OY (deriva) e a velocidade de rotação em torno do eixo OZ (guinada). Os valores dos diversos parâmetros que comparecem no modelo são apresentados no Anexo B.

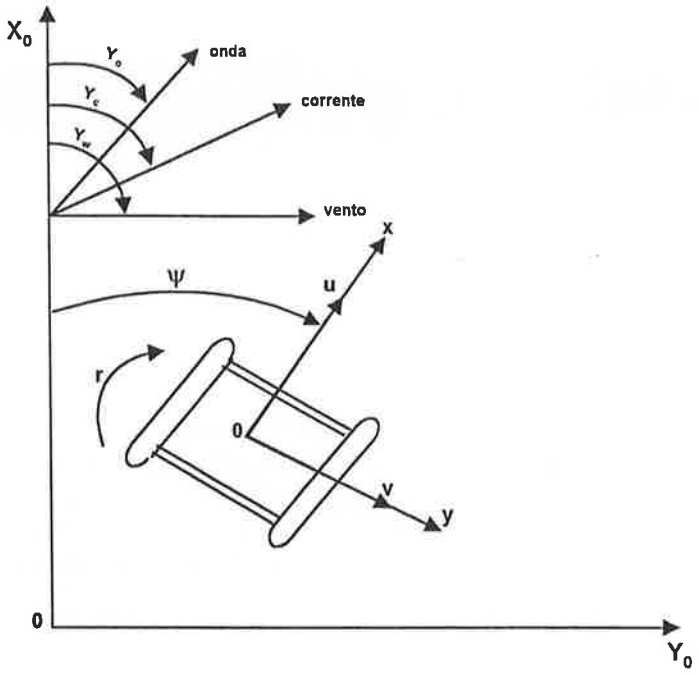


Figura 3.4.1 - Sistema de Coordenadas

3.4.1 MODELO MATEMÁTICO DA PLATAFORMA

3.4.1.1 Modelo de alta frequência

O modelo de alta frequência é baseado nas equações (3.3.16) e (3.3.17) com a diferença que as equações são discretizadas.

A altura da onda é dada por:

$$\varsigma(t_k) = \frac{C_o(q^{-1})}{A_o(q^{-1})} e(t_k) \tag{3.4.1}$$

onde

ς é a altura de onda;

e é um ruído branco com média zero e desvio padrão σ_e

t_k é o tempo discretizado;

Os coeficientes dos polinômios $A_o(q^{-1})$ e $C_o(q^{-1})$ dependem do espectro do mar considerado. Neste trabalho é admitido o espectro de mar unidimensional I.S.S.C. (International Ship Structures Congress), com altura significativa de 5,6m e período de pico de 12 segundos.

Os movimentos de alta frequência são dados por:

$$x_h(t_k) = \frac{B_h(q^{-1})}{A_h(q^{-1})}\varsigma(t_k) \tag{3.4.2}$$

onde x_h é o deslocamento do movimento de alta frequência em um dos graus de liberdade considerado, isto é, avanço, deriva ou guinada.

3.4.1.2 Modelo de Baixa Frequência

Para a representação dos movimentos devido a corrente, vento, esforços de onda de baixa frequência e sistema propulsor, são utilizados as equações gerais do movimento da embarcação em águas calmas (modelo de manobra). O modelo a ser apresentado baseia-se nos trabalhos de Norrbin (1970) e Kallstrom (1983 a,b; 1985). As equações dos movimentos de avanço, deriva e guinada são dadas por:

$$(1-X_{\dot{u}}^{*})\dot{u} = (1-Y_{\dot{v}}^{*})vr + (Y_{\dot{v}}^{*} - X_{\dot{u}}^{*})v_c r + \frac{X_v}{m} + \frac{X_D}{m} + \frac{X_w}{m} + \frac{T_x}{m} \tag{3.4.3}$$

$$(1-Y_{\dot{v}}^{*})\dot{v} = (X_{\dot{u}}^{*} - 1)ur + (Y_{\dot{v}}^{*} - X_{\dot{u}}^{*})u_c r + \frac{Y_v}{m} + \frac{Y_D}{m} + \frac{Y_w}{m} + \frac{T_y}{m} \tag{3.4.4}$$

$$\begin{aligned} L(k_{zz}^{*\,2} - N_{\dot{r}}^{*}\dot{r}) = {} & \frac{1}{L}(Y_{\dot{v}}^{*} - X_{\dot{u}}^{*})uv + \frac{1}{L}(Y_{\dot{v}}^{*} - X_{\dot{u}}^{*})(u_c v_c - uv_c - u_c v) \\ & + \frac{N_v}{mL} + \frac{N_w}{mL} + \frac{T_z}{mL} \end{aligned} \tag{3.4.5}$$

onde:

m é a massa da plataforma

L é o comprimento dos "pontoons"

$X''_{\dot{u}}, Y''_{\dot{v}}$ e $N''_{\dot{r}}$ são derivadas hidrodinâmicas adimensionalizadas segundo o sistema "bis" (Norrbin, 1970)

$k''_{zz} = \frac{k_{zz}}{L}$ e k_{zz} é o raio de giração em torno do eixo OZ;

T_x, T_y e T_z representam os esforços aplicados pelo sistema propulsor;

os índices v, w e D referem-se, respectivamente,aos esforços devidos ao amortecimento, vento e deriva de ondas.

Os esforços X, Y e N são calculados por:

a) Esforço viscoso

Para o movimento de avanço e deriva é utilizado a expressão (3.3.9), porém com simplificações proposta por (Kallstrom, 1983 a,b; 1985):

$$\frac{X_v}{m} = -C_{vx} V_r^2 \cos\gamma_r \qquad (3.4.6a)$$

$$\frac{Y_v}{m} = -C_{vy} V_r^2 \cos\gamma_r \qquad (3.4.6b)$$

$$V_r = \sqrt{(u - uc)^2 + (v - vc)^2}$$

onde

C_{vx} e C_{vy} são constantes;

γ_r é o ângulo entre a corrente e o aproamento.

Para o momento viscoso será utilizada a expressão obtida em ensaios com modelos em escala da plataforma GVA-4000:

$$\frac{N_v}{(mL)} = -[C_{vz} V_r^2 sen(2\gamma_r) + C_{vr}|r|r] \qquad (3.4.6c)$$

onde C_{vz} e C_{vr} são constantes

b) Esforços devido ao vento

Os esforços do vento são calculados a partir da sua velocidade obtida pela expressão (3.3.19) e utilizando a equação geral da força de amortecimento:

$$\frac{X_w}{m} = C_{wx} V_w^2 \cos(\gamma_w - \Psi) \tag{3.4.7a}$$

$$\frac{Y_w}{m} = C_{wy} V_w^2 sen(\gamma_w - \Psi) \tag{3.4.7b}$$

$$\frac{N_w}{mL} = C_{wr} V_w^2 sen(4(\gamma_w - \Psi))$$

onde

C_{wx} e C_{wy} são constantes;

γ_w é o ângulo de incidência do vento, e

Ψ é o aproamento da plataforma.

c) Esforços de deriva devido a ondas

Baseado na equação (3.3.18), Kallstrom (1983a,b) propõe que as forças de deriva podem ser expressas por:

$$\frac{X_D}{m} = C_{dx} (\varsigma - z)^2 \cos(\gamma_o - \Psi) \tag{3.4.8a}$$

$$\frac{Y_D}{m} = C_{dy} (\varsigma - z)^2 sen(\gamma_o - \Psi) \tag{3.4.8b}$$

onde

C_{dx} e C_{dy} são constantes e

γ_o é a direção da onda

3.4.1.3 Integração dos modelos

Os movimentos totais da plataforma são dados pela soma dos deslocamentos provenientes de cada modelo. Admitindo-se que os movimentos de caturro e de jogo são desprezíveis tem-se que os deslocamentos de baixa frequência, em relação ao referencial fixo, são obtidos através da integração das equações:

$$\dot{x}_o = u\cos\Psi - v\,sen\Psi \tag{3.4.9a}$$

$$\dot{y}_o = u\,sen\Psi - v\cos\Psi \tag{3.4.9b}$$

$$\dot{\Psi} = r \tag{3.4.9c}$$

onde

$\dot{x}_0$ é a componente da velocidade em relação ao eixo O_0X_0;

$\dot{y}_0$ é a componten da velocidade em relação ao eixo O_0Y_0.

Integrando-se as equações (3.4.9) obtém-se os deslocamentos de baixa frequência. Os deslocamentos totais são obtidos com o acréscimo das parcelas de alta frequência:

$$x_T = x_0 + x_h \tag{3.4.10a}$$

$$y_T = y_0 + y_h \tag{3.4.10b}$$

$$\Psi_T = \Psi_0 + \Psi_h \tag{3.4.10c}$$

Durante a simulação, foram adicionados aos valores calculados de x_T, y_T e Ψ_T parcelas de ruído para representar o erro de medida.

3.4.2 APLICAÇÃO DO ALGORÍTIMO DE CONTROLE

O modelo da plataforma adotado para a aplicação do controlador foi obtido através da linearização das equações (3.4.3) a (3.4.9) e considerando os movimentos de alta frequência como perturbações somadas ao sinal de deslocamento em baixa frequência (Barros, 1989). Este modelo também considera desacoplados os movimentos de avanço, deriva e de guinada. O modelo

linearizado de baixa frequência resulta, para cada movimento, em uma equação de segunda ordem (Barros, 1989; Barros e Morishita, 1991)

O modelo discreto adotado pelo controlador para a estimação de parâmetros é dado pela expressão ARMAX de ordem 2, isto é,

$$(1+a_1q^{-1}+a_2q^{-2})y(t_k)=(b_1q^{-1}+b_2q^{-2})\mathrm{u}(t_k)+(1+c_1q^{-1}+c_2q^{-2})e(t_k)$$

onde,

u é o esforço aplicado pelo sistema propulsor (T_x, T_y ou T_z) para cada um dos movimentos controlados;

y é o deslocamento total da plataforma, acrescido do ruido de leitura, para uma dada direção;

A função de custo quadrática a ser minimizada é do tipo:

$$J=E\{|p_0y(t_{k+1})|^2+|(\mathrm{q}_0\mathrm{u}(t_k)-\mathrm{q}_1\mathrm{u}(t_{k-1})|^2\}$$

com $0<\mathrm{q}_1\leq\mathrm{q}_0$. O sinal de referência foi admitido nulo por se tratar de um problema de regulagem.

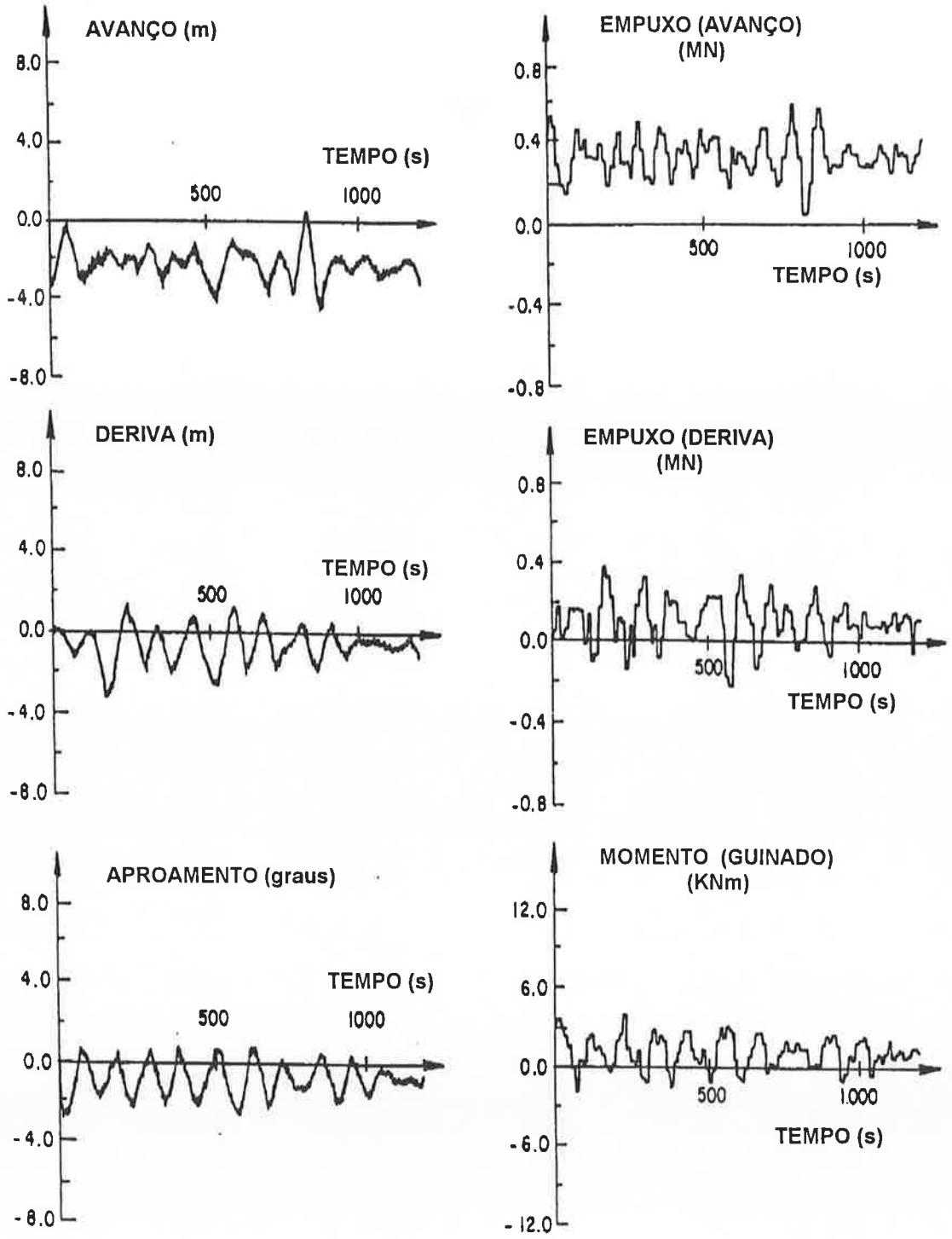
O intervalo de amostragem foi fixado de modo a reproduzir o sinal de baixa frequência do movimento da plataforma, que se situa na faixa de 0 a 0,25 rad/s, e ao mesmo tempo, fazê-lo coincidir com o intervalo de atuação dos propulsores. Como a frequência máxima recomendada para os atuadores é de 0,63 rad/s, adotou-se para o intervalo de amostragem 12 s (frequência=0,52 rad/s) para contemplar os dois requisitos descritos acima.

Os valores dos coeficientes de p_0, q_0 e q_1 foram determinados por meio de testes preliminares onde se estabeleceu uma tolerância de aproximadamente ± 2 graus para o aproamento e ± 5m para os deslocamentos em avanço e deriva, nas condições ambientais de operação. Costuma-se sugerir ± 2graus para o aproamento e $\pm 3\%$ da profundidade de operação para os movimentos de translação no plano horizontal (Grimble, et alii, 1980). Adotou-se, portanto, um limite conservador para os movimentos de translação, pois espera-se que as profundidades de operação sejam bem maiores do que 200 metros. As condições de onda, corrente e vento adotado durante os testes estão mostrados no Anexo B.

3.4.3 RESULTADOS E ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR

Diversos testes foram realizados com o intuito de se avaliar o desempenho do algorítmo proposto. É interessante destacar os testes realizados através da variação do parâmetro q_1. Quando ele se aproxima de zero, o desvio em regime permanente aumenta, principalmente se a plataforma for perturbada por esforços constantes de valor significativo. Isto é intrínseco da função de custo adotada. Tal desvio poderia ser reduzido introduzindo-se o termo integral considerando $q_1 = q_0$. Porém, os resultados de simulação mostraram que isto provoca oscilações excessivas, tanto na variável de saída como no de controle. O exame da função de transferência revelou que isto decorreu por dois motivos: o primeiro é o valor baixo do amortecimento da plataforma; o segundo motivo é a redução que o termo integral provoca no coeficiente equivalente ao amortecimento da equação característica. Com isso tem-se que os polos se situam próximos ao círculo unitário, ou próximo do eixo imaginário no plano s, induzindo a plataforma a oscilações excessivas (Barros, 1989). Uma solução de compromisso foi obtida adotando-se $q_1 = 0{,}3$, cujos gráficos dos movimentos e esforços correspondentes são apresentados nas Figs. 3.4.2. Nos resultados apresentados foram eliminados os primeiros 500 s para desprezar o transitório provocado pelo erro inicial da estimação dos parâmetros. Os resultados mostrados na Fig. 3.4.2a revelam que o controlador atende aos requisitos de controle embora não elimine um certo desvio médio, mormente no movimento de avanço. Ele é decorrente do esforço constante provocado pela corrente e porque q_1 é diferente de q_0. A Fig. 3.4.2b mostra a evolução dos esforços de controle e uma comparação com os resultados apresentados em Kallstrom (1983) revelam que elas são aceitáveis.

O controlador proposto não efetua nenhuma filtragem explícita dos movimentos de alta frequência, conforme as abordagens convencionais dos SPD. Com o intuito de avaliar as consequências deste procedimento, Barros (1989) efetuou simulações considerando duas situações. Na primeira, foi eliminado o movimento de alta frequência nos deslocamentos medidos e os resultados estão mostrados na Fig. 3.4.3. No segundo, adicionou-se um movimento de alta



(a) (b)

Fig. 3.4.2 - Respostas de simulação com $q_1 = 0,3$

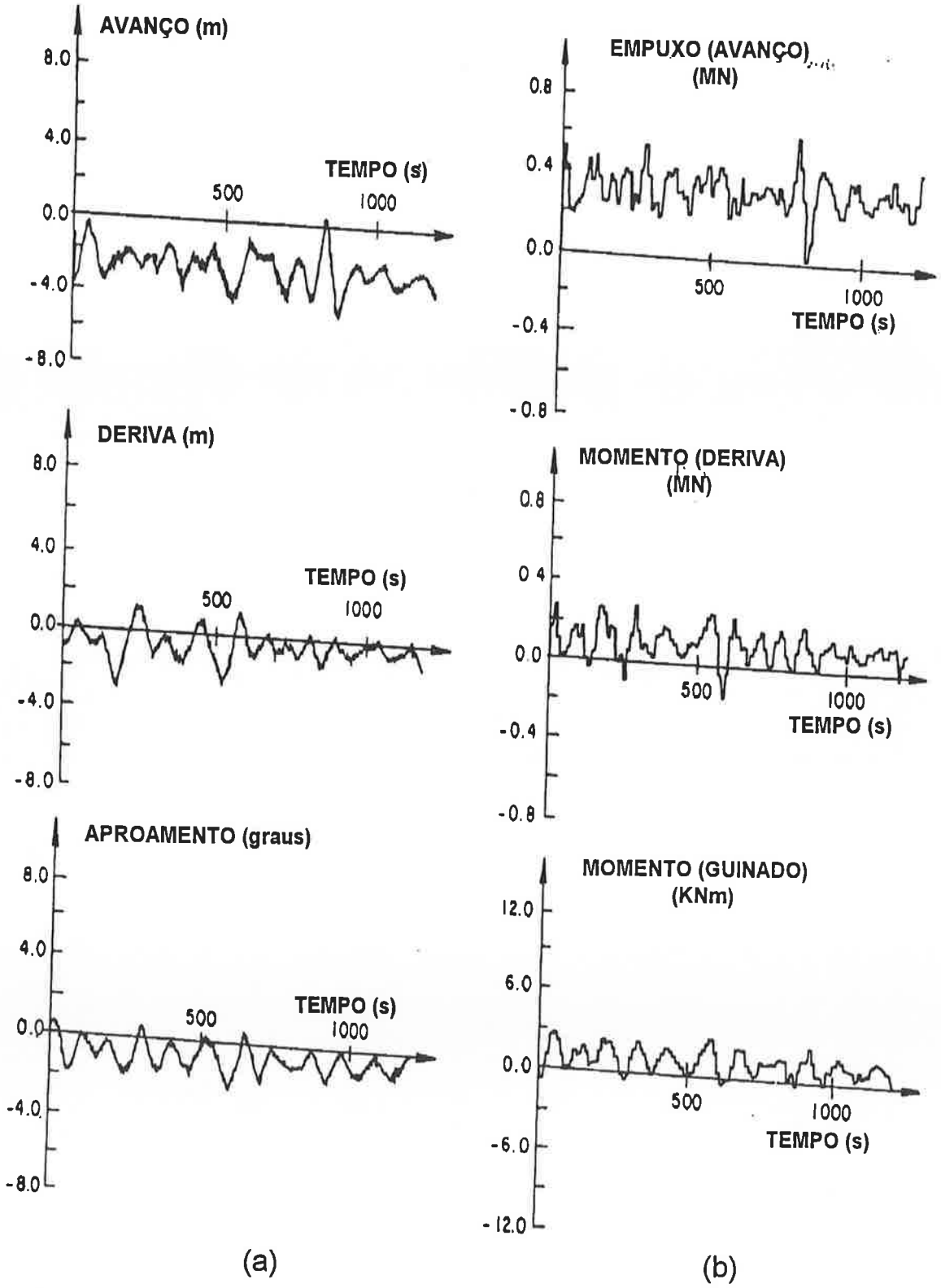


Fig. 3.4.3 - Respostas sem o componente de alta freqüência

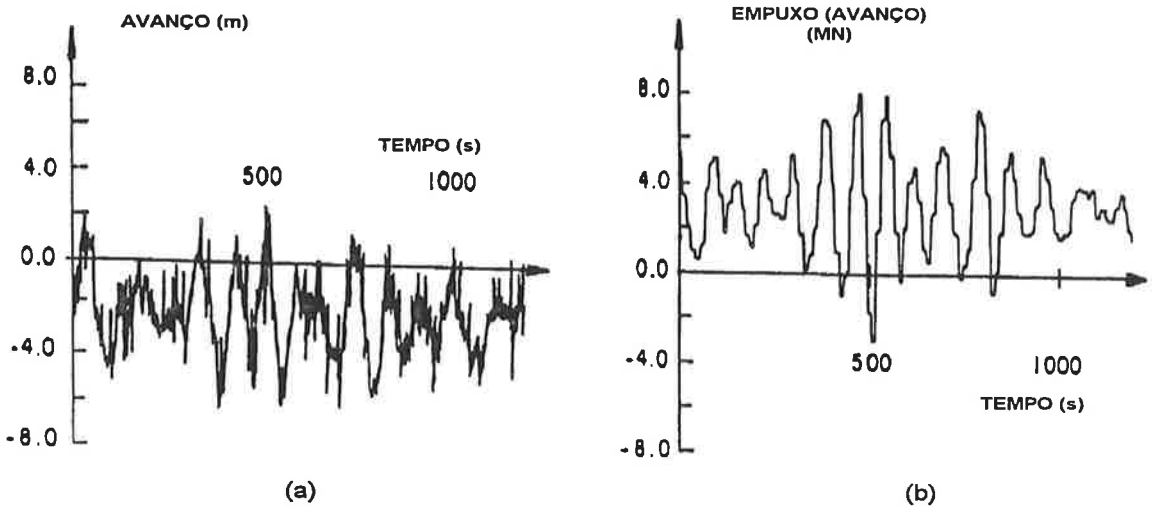


Fig. 3.4.4 - Resposta com movimento de alta freqüência modificada

frequência, cuja amplitude é igual `a altura da onda, aos deslocamentos medidos, tal como admitido por Grimble et alii (1980a,b). Os resultados de simulação, para o movimento de avanço, são mostrados na Fig. 3.4.4. Os parâmetros de comparação foram os resultados mostrados na Fig. 3.4.2. A Fig. 3.4.3 mostra que as respostas são pouco afetadas com a eliminação do movimento de alta frequência, principalmente no que tange a modulação do sinal de controle. Já a Fig. 3.4.4 revela que a inclusão do movimento de alta frequência, com amplitude igual ao da onda, provoca uma oscilação bem maior na atuação do controlador. Estes resultados mostram que, como as plataformas semi-submersíveis comportam-se como um filtro passa-baixa, a filtragem do sinal de alta frequência não é problemática. O mesmo não se pode afirmar quando a unidade flutuante for um navio pois, neste caso, os movimentos de alta frequência são mais pronunciados.

3.4.4 CONCLUSÕES

A aplicação do controlador de mínima variância generalizada ao SPD de uma plataforma semi-submersível revela a sua dificuldade em controlar sistemas com amortecimento baixo. Uma lei de controle somente com q_0 exibe um erro grande em regime permanente, e a inclusão do termo integral q_1 tende a tornar o sistema

em malha fechada com a resposta excessivamente oscilante. Soluções de compromisso tendem a minimizar o erro e a oscilação, mas não eliminam completamente nenhum dos efeitos. Desta forma novos estudos devem ser efetuados se desejar implementar um controlador adaptativo a um SPD.

CAPÍTULO 4

PREDIÇÃO ADAPTATIVA DO JOGO DE UM NAVIO

4.1 CONSIDERACÕES GERAIS

Um dos estudos que tem sido realizado na área de engenharia naval e oceânica é a predição dos movimentos de unidades flutuantes com o objetivo de aperfeiçoar o desempenho de algum sistema de controle. Por exemplo, a predição de alguns movimentos pode tornar mais segura a aterissagem de aeronaves em navios ou melhorar o sistema de controle de lançamento de projéteis. Na engenharia oceânica a predição dos movimentos pode ser útil na operação do sino de mergulho, ou ainda, na operação de embarcações de apoio como as barcaças com guindastes.

No caso de aterissagem de aeronaves em navios, os últimos segundos são os mais importantes, e a determinação do instante de contacto de modo seguro não é um problema fácil. Isto porque tanto a aeronave, devido ao vento, como o navio, devido ao vento e a onda, sofrem pertubações de natureza estocástica. Atualmente a aterissagem de helicópteros nos conveses de embarcações do porte das fragatas e corvetas, nos momentos finais, é comandada exclusivamente pelo piloto, sendo que o sucesso da operação depende, essencialmente, da sua perícia. A segurança desta operação, no entanto, poderia ser aumentada se fosse predito o movimento do navio de no mínimo 5s a 10 ou 15 s adiante. Com 5 s haveria tempo de abortar a aterrissagem e, conhecendo-se a predição com horizonte de 10 a 15s, o início da operação poderia ser decidido com mais segurança.

Neste trabalho é abordado, em particular, a predição do jogo do navio, utilizando o método adaptativo aplicado ao modelo ARMA e AR cuja teoria, tanto da

estimação de parâmetros como da predição, foi desenvolvida no Capítulo 2. A motivação para este tipo de abordagem é a própria natureza do movimento do navio, que por ser excitado aleatoriamente, tanto pela onda do mar como pelo vento, pode ser considerado como um processo estocástico.

O estudo é baseado nos dados obtidos a bordo do navio HMS Iron Duke, que foram fornecidas pela University College London. A embarcação é do tipo fragata, sendo dotado de piloto automático e estabilizador de jogo. Os dados foram coletados continuamente durante cerca de 4 horas e 30 minutos, sendo que, neste período, foram alterados, sistematicamente, o seu rumo e a sua velocidade. Embora indesejável, houve também alteração nas condições ambientais. A partir dos dados registrados é determinado a estrutura do modelo bem como a sua ordem, e então efetuada a identificação recursiva dos parâmetros, bem como a predição.

4.2 MODELAGEM DO MOVIMENTO DO JOGO DO NAVIO

Antes de estudar a predição do jogo do navio, é interessante discutir a sua modelagem e verificar o significado do modelo ARMA ou AR para representar a sua dinâmica. Convém ressaltar que o desenvolvimento desta fase não é obrigatório. Poder-se-ia, simplesmente, admitir que os dados registrados do jogo do navio são séries temporais, adotar uma estrutura para o modelo, efetuar a estimação dos parâmetros e tentar a sua predição. No entanto, ao efetuar a modelagem, adquire-se conhecimentos que podem ser úteis na análise do problema.

Para estudar os movimentos de um navio adota-se também o sistema de referência definida na Fig. 4.3.1 e valem os conjunto de equações (3.3.1) e (3.3.2), que estão reproduzidos abaixo.

$$m[\dot{u} - vr + wq - x_G(q^2 + r^2) + z_G(pr + \dot{q})] = X \qquad (4.2.1a)$$

$$m[\dot{v} - wp + ur + z_G(qr - \dot{p}) + x_G(qp + \dot{r})] = Y \qquad (4.2.1b)$$

$$m[\dot{w} - uq + vp - z_G(p^2 + q^2) + x_G(rp - \dot{q})] = Z \qquad (4.2.1c)$$

$$I_x\dot{p} + (I_z - I_y)qr - (\dot{r} + pq)I_{xz} + mz_G(\dot{v} - wp + ur) = K \qquad (4.2.1d)$$

$$I_y\dot{q} + (I_x - I_z)rp + (p^2 - r^2)I_{zx} + m[z_G(\dot{u} - vr + wq) - x_G(\dot{w} - uq + vp)] = M \tag{4.2.1e}$$

$$I_z\dot{r} + (I_y - I_x)pq + (rq - \dot{p})I_{zx} + mx_G(\dot{v} + ru - pw) = N \tag{4.2.1f}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & sen(\Phi)\tan(\Theta) & \cos(\Phi)\tan(\Theta) \\ 0 & \cos(\Phi) & -sen(\Phi) \\ 0 & sen(\Phi)/\cos(\Theta) & \cos(\Phi)/\cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \tag{4.2.2}$$

O conjunto de equações (4.2.1) revela que já, inercialmente, os movimentos nos 6 graus de liberdade estão acoplados, e pode-se verificar que comportamento semelhante ocorre também para a expressão dos esforços (Taz Ul Mulk e Falzarano, 1994). O estudo dos movimentos do navio envolvendo, concomitantemente, todos os seus graus de liberdade é extremamente difícil. Sendo assim, adota-se simplificações, dando ênfase em determinadas equações em função da finalidade do estudo. Por exemplo, no caso da análise do comportamento do navio no mar, considera-se as equações relativas a arfagem, caturro, jogo e guinada, ao passo que, no caso de manobrabilidade, os destaques são para as equações de guinada e deriva. Além disso, o nível do acoplamento depende também da direção da onda. Por exemplo, no mar de través, os movimentos do jogo e da deriva apresentam um acoplamento mais acentuado ao passo que, no caso do mar de proa, predomina o movimento de arfagem com o caturro (Price e Bishop, 1974).

No caso do movimento jogo, pode-se admitir que ele está acoplado com a deriva e a guinada. Este fato é explorado por alguns pesquisadores para controlar o jogo utilizando o leme do navio. Neste trabalho, por simplicidade, e também por não dispor de dados sobre a deriva e nem sobre a guinada, decidiu-se admitir que o jogo é desacoplado dos demais movimentos. Além desta hipótese será considerado que:

a) a origem do sistema de coordenadas móvel coincide com o centro de gravidade do navio e os seus eixos coincidem com os eixos principais de inércia.

b) a única ação ambiental que provoca o movimento de jogo é a onda do mar;

c) os movimentos angulares são de pequena magnitude;

d) a boca do navio é bem menor que o comprimento da onda;

e) a elevação da superfície do mar é um processo ergódico, gaussiano e média nula.

Com estas hipóteses e desconsiderando a ação dos estabilizadores, obtém-se, a partir das equações (4.2.1d) e (4.2.2), (4.2.4)que o movimento do jogo, na sua forma não linear, pode ser dado por (Roberts e Spanos, 1990)

$$\ddot{\Phi} + (\beta + \gamma_1 |\dot{\Phi}|)\dot{\Phi} + (\omega_n^2 + \gamma_2 \Phi^2)\Phi = \frac{1}{I_x^{'}} K_o \qquad (4.2.3)$$

onde

$I_x^{'}$ é o momento de inércia virtual para o jogo do navio;

$\beta = 2\zeta\omega_n$;

ζ é o fator de amortecimento;

ω_n é a frequência natural não amortecida;

K_o é o momento externo só devido a ação da onda.

γ_1 e γ_2 são constantes.

Na equação (4.2.3) o termo envolvendo a velocidade angular está associado com o amortecimento, e a parcela envolvendo a posição angular representa a restauração hidrostática do navio. A vantagem desta expressão é que ela incorpora a não linearidade do movimento mas, em contrapartida, dificulta a estimação dos parâmetros, uma vez que, os algoritimos de estimação de parâmetros considerados neste trabalho são para sistemas lineares. A excessão ocorre para o caso em que $\gamma_1 = \gamma_2 = 0$, quando se tem a equação dinâmica de um sistema de segundo grau com

todos os termos lineares. Para contornar este problema recorre-se a teoria de linearização estatística que permite substituir a equação (4.2.3) por (Roberts e Spanos, 1990):

$$\ddot{\Phi}+\beta_{eq}\dot{\Phi}+\omega_{eq}^2\,\Phi=\frac{1}{I_x'}K_o \qquad (4.2.4)$$

onde:

$$\beta_{eq}=\beta+\left(\frac{8}{\pi}\right)^{1/2}\gamma_1\sigma_\Phi$$

$$\omega_{eq}^2=\omega_n^2+3\gamma_2\sigma_\Phi^2$$

$$\sigma_\Phi^2=E[\Phi^2]$$

$$\sigma_{\dot{\Phi}}^2=E[\dot{\Phi}^2]$$

O momento K_o pode ser considerado como uma pertubação estocástica uma vez que ela é função da onda. No entanto, convém ressaltar que ela é função da inclinação da onda e não da sua altura, e depende também do ângulo relativo entre o aproamento do navio e a direção da propagação da onda. Além disso, o esforço depende da geometria do veículo e também da sua velocidade.

A equação (4.2.4) é caso de um sistema linear alimentado por um processo estocástico. Sendo assim, pode-se calcular a relação entre a densidade espectral de energia entre o sinal de saída e de entrada, que para uma onda de través, é dada por:

$$\mathbf{S}_{\Phi\Phi}(\omega)=|G_\Phi(j\omega)|^2\,\mathbf{S}_{KK}(\omega) \qquad (4.2.5)$$

onde

ω é a frequência da onda;

$j=\sqrt{-1}$

$\mathbf{S}_{\Phi\Phi}$ é a densidade espectral de energia do sinal do jogo do navio;

$\mathbf{S}_{KK}$ é a densidade espectral de energia do esforço, e

$$G_{\Phi}(s) = \frac{\Phi(s)}{K_o(s)} = \frac{1}{I_x^{'}(s^2 + \beta_{eq}s + \omega_{eq}^2)} \tag{4.2.5a}$$

O esforço da onda, conforme referido anteriormente, depende da inclinação da onda, e pode-se admitir que as duas variáveis estejam relacionadas por:

$$K_o(s) = -G_K(s)\varsigma^{'}(s) \tag{4.2.6}$$

onde

$G_K(s)$ é a função de transferência entre o esforço sobre o navio e a inclinação da onda, e

$\varsigma^{'}(s)$ é a inclinação da onda.

A função de transferência $G_K(s)$ pode ser obtida a partir de cálculos hidrodinâmicos utilizando a teoria de difração da onda (Roberts e Spano, 1990). A partir da equação (4.2.6) obtém-se :

$$\mathbf{S}_{KK}(\omega) = |G_K(j\omega)|^2 \, \mathbf{S}_{\varsigma^{'}\varsigma^{'}}(\omega) \tag{4.2.7}$$

onde $\mathbf{S}_{\varsigma^{'}\varsigma^{'}}(\omega)$ é o espectro da inclinação da onda.

Na literatura encontra-se normalmente o espectro de mar referido `a sua altura e não `a sua inclinação. No entanto, para ondas unidirecionais, pode-se mostrar que os espectros da altura e da inclinação da onda estão relacionados por (Price e Bishop, 1974):

$$\mathbf{S}_{\varsigma^{'}\varsigma^{'}}(\omega) = \frac{\omega^4}{g^2}\mathbf{S}_{\varsigma\varsigma}(\omega) \tag{4.2.8}$$

Substituindo na equação (4.2.5) as equações (4.2.7) e (4.2.8) tem-se:

$$\mathbf{S}_{\Phi\Phi}(\omega) = \left| G_{\Phi}(j\omega)G_K(j\omega)\frac{\omega^2}{g} \right|^2 \mathbf{S}_{\varsigma\varsigma}(\omega) \tag{4.2.9}$$

A equação (4.2.9) relaciona a densidade espectral de energia do ângulo do jogo do navio com a densidade espectral do mar, considerando-se sistemas contínuos no tempo, ao contrário da teoria desenvolvida no Capítulo 2, que contemplou sistemas discretos no tempo. No entanto, a partir da equação (4.2.9)

não é difícil obter um modelo discreto, do tipo ARMA ou AR, para o movimento do jogo do navio. Para os termos do interior do módulo pode-se obter uma função de transferência discreta a partir de:

$$\frac{B(q^{-1})}{A'(q^{-1})} = \left[G_\Phi(s) G_K(s) \frac{s^2}{g} \right]_{s=\frac{1}{T_s}\ln q} \tag{4.2.10}$$

onde T_s é o intervalo de amostragem.

Em relação ao espectro do mar, existem diversas propostas no sentido de aproximá-lo por um modelo ARMA ou AR, de modo que:

$$\left| \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} \right|^2_{q=e^{T_s j\omega}} \cong \mathbf{S}_{\varsigma\varsigma}(\omega) \tag{4.2.11}$$

Portanto, a partir das equações (4.2.10) e (4.2.11) conclui-se que o jogo do navio pode ser dado por:

$$\Phi(t) = \frac{B(q^{-1})}{A'(q^{-1})} \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t)$$

que recai na estrutura ARMA ou AR procurada.

Se for considerada a operação dos estabilizadores, há que incluir a dinâmica do sistema de controle das aletas para descrever o movimento do jogo do navio. O diagrama de bloco deste controlador, que é de malha fechada, é mostrado na Fig. 4.2.1, no qual é indicado também o esforço da onda do mar, que se comporta como perturbação ao sistema. A partir desta figura é possível deduzir que o ângulo de jogo do navio com a atuação dos estabilizadores é dado por:

$$\Phi(s) = \frac{G_c(s) G_\Phi(s)}{1 + G_c(s) G_s(s) G_\Phi(s)} \Phi_r(s) + \frac{G_\Phi(s)}{1 + G_c(s) G_s(s) G_\Phi(s)} K_o(s) \tag{4.2.12}$$

onde

Φ_r é o ângulo de referência;

$G_c(s)$ é a função de transferência do controlador das aletas estabilizadores incluindo-se a dinâmica dos atuadores;

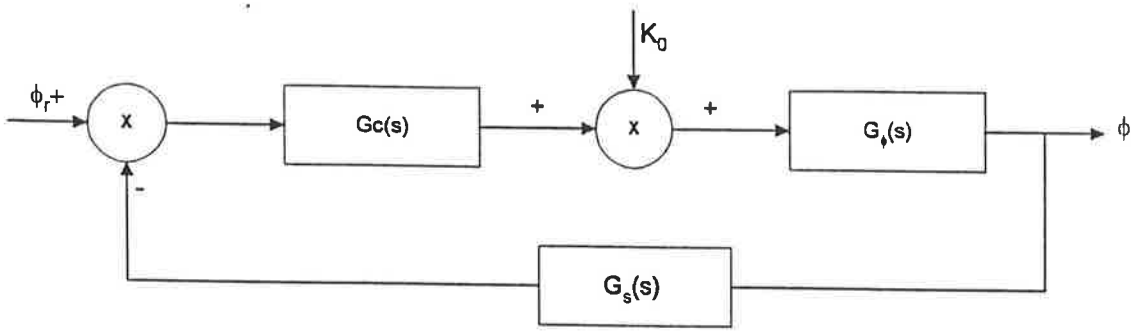


Fig. 4.2.1 Diagrama de Bloco do Estabilizador

$G_s(s)$ é a função de transferência do sistema de sensores do jogo do navio;

Como o ângulo de referência é normalmente nulo, tem-se que a equação (4.2.12) pode ser simplificado para:

$$\Phi(s) = \frac{G_\Phi(s)}{1 + G_c(s)G_s(s)G_\Phi(s)} K_o(s) \qquad (4.2.13)$$

A equação (4.2.13) mostra que, com a operação dos estabilizadores, ocorre um aumento na ordem da função de transferência devido a inclusão da equação característica do sistema em malha fechada.

Até o presente momento considerou-se a frequência da onda na modelagem do movimento do navio, que é o caso da onda de través. Para os demais casos de ângulo de incidência de onda, o navio responde `a frequência de encontro das ondas, que está relacionada com a frequência da onda por:

$$\omega_e = \omega - \frac{\omega^2}{g} V_n \cos\chi$$

onde

ω_e é a frequência de encontro;

g é a aceleração da gravidade;

V_n é a velocidade do navio;

χ é o ângulo relativo entre o aproamento do navio e a direção da propagação da onda. Este ângulo relativo é calculado por:

$$\chi = \pi - (\gamma_o - \Psi)$$

onde γ_o é a direção da onda, conforme definido na Fig. 4.2.2

Com esta definição, os valores de χ para o mar de popa, través e proa são, respctivamente, de 0°, 90° e 180°. Portanto, para um estudo geral, a frequência da onda deve ser substituída pela frequência de encontro nas equações anteriormente desenvolvidas.

Em relação ao modelo desenvolvido nesta seção, cabe ressaltar que todo o modelo é linear, não levando em conta efeitos de segunda ordem da onda, e também a não linearidade que pode existir no controlador do jogo ou nos seus atuadores.

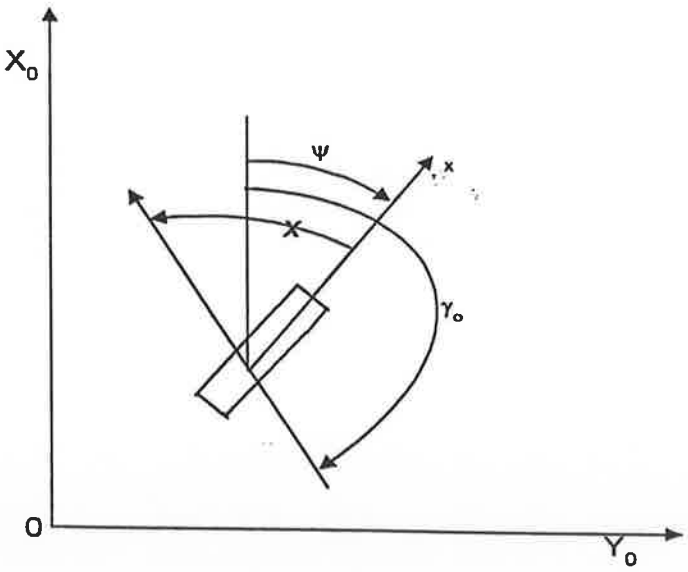


Figura 4.2.2 - Definição do ângulo de incidência da onda.

4.3 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS DADOS

A aquisição de dados, efetuada a bordo do navio HMS Iron Duke, constitui-se no registro das seguintes variáveis:

- velocidade do navio;

- ângulo de guinada (aproamento);
- ângulo de caturro;
- ângulo de jogo;
- arfagem (posição).

Estes dados foram coletados para doze manobras, cada qual caracterizada com valores específicos de parâmetros operacionais, que são o curso nominal, velocidade do navio e o estado do estabilizador do jogo (ativado ou não), e parâmetros ambientais, que são a direção e velocidade do vento, e o estado de mar, conforme é mostrado na Tab. 4.3.1. A frequência de amostragem foi de 2,0 Hz e o intervalo de aquisição dos sinais, em cada manobra, foi em torno de 15 minutos. Convém destacar que os estabilizadores de jogo do navio foram ativados somente a partir da manobra 9. A Tab. 4.3.1 também mostra que procurou-se variar os parâmetros operacionais com uma certa sistemática, mas que não foi possível efetuar todas as manobras sujeitas `as mesmas condições ambientais.

Na Fig. 4.3.1 são apresentados, como um conjunto típico, os dados de ângulo de jogo, velocidade do navio e ângulo de guinada, referentes `a manobra 1. A Fig. 4.3.1b mostra que, tanto o aproamento como a velocidade do navio exibem oscilações, o que acaba dificultando a análise do sinal do jogo do navio, na medida que aumenta o número de parâmetros que deixam de ser constantes.

Conforme referido anteriormente, o jogo depende do ângulo de incidência da onda no navio. Para verificar este efeito foi elaborado os gráficos do ângulo médio do jogo e do desvio padrão, os quais são mostrados, respectivamente, nas Figs. 4.3.2a e 4.3.2b. Estes gráficos devem ser analisados lembrando que a velocidade do navio não é a mesma para todas as manobras, e que a condição ambiental, mormente o estado de mar, difere ao longo do período total de aquisição dos dados. Apesar disso é possível observar que:

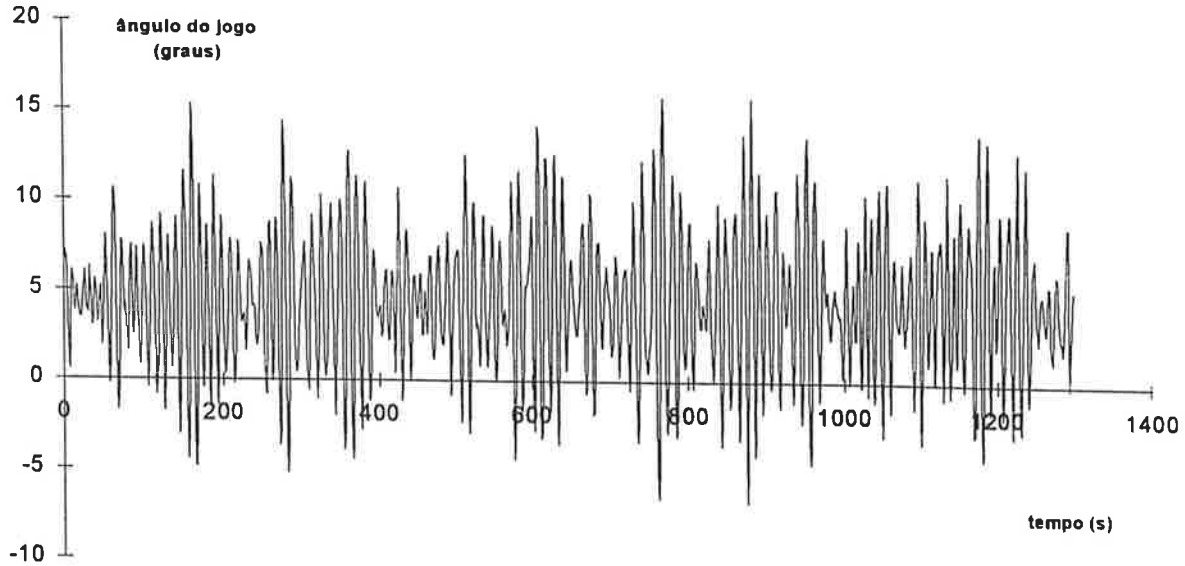


Figura 4.3.1a - Dado típico de ângulo de jogo

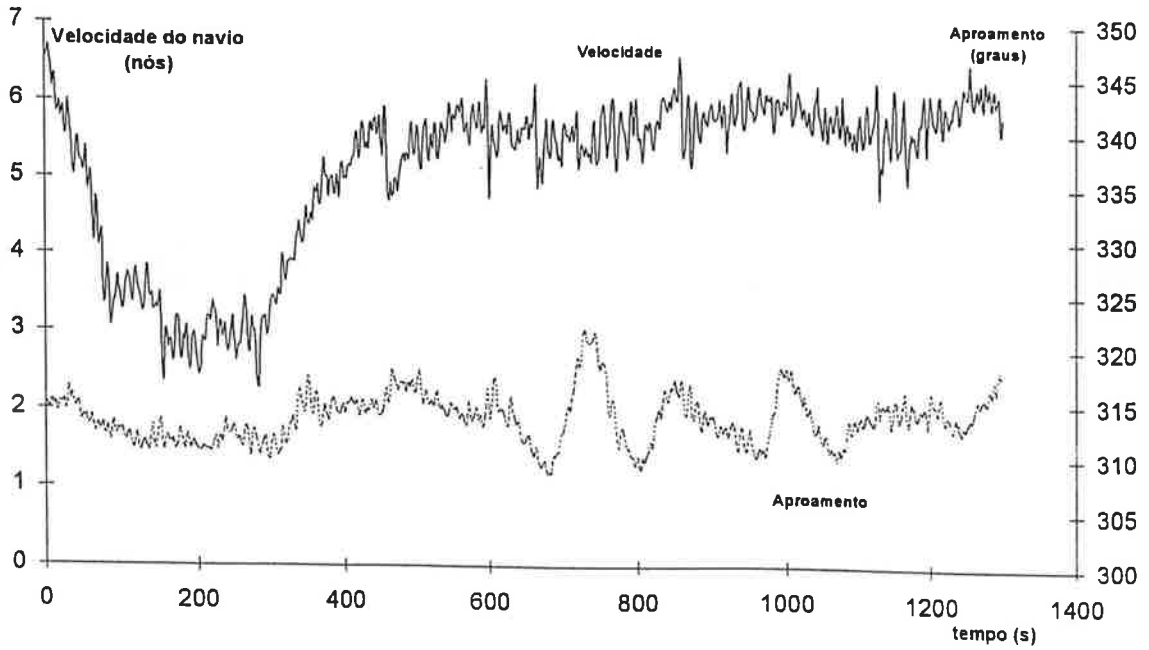


Figura 4.3.1b - Dado típico de velocidade e aproamento do navio

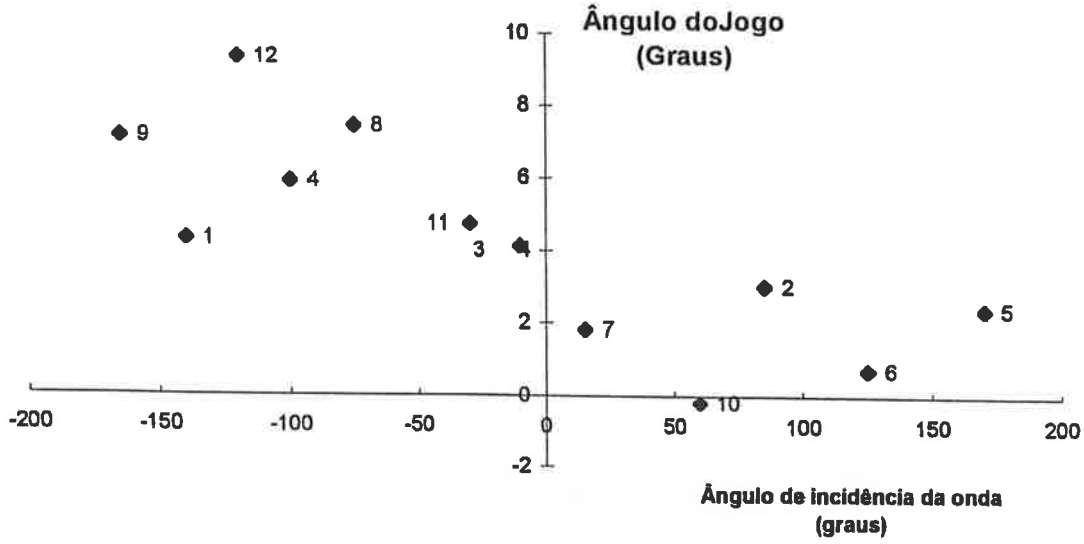


Fig. 4.3.2a - Ângulo de jogo médio

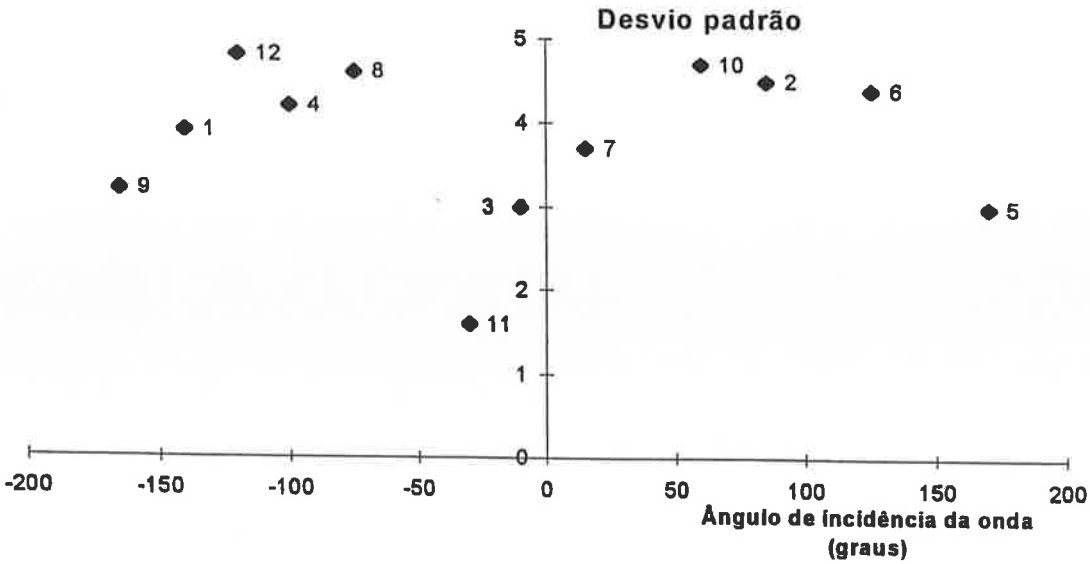


Fig. 4.3.2b - Desvio padrão do ângulo médio do jogo

Tab. 4.3.1 Parâmetros das manobras

Mano bra	curso (graus)	vel. nom. (nós)	Vel. vento (nós)	direçao vento (graus)	direçao onda (graus)	estado do mar	estabilizador
1	315	5,0	18,0	260,0	275,0	3	desat.
2	180	5,0	23,0	305,0	275,0	3	desat.
3	090	5,5	25,0	300,0	280,0	3	desat.
4	000	5,0	30,0	305,0	280,0	5	desat.
5	270	5,0	27,0	315,0	280,0	5	desat.
6	225	5,0	28,0	300,0	280,0	5	desat.
7	135	7,5	35,0	310,0	300,0	5	desat.
8	045	5,0	40,0	310,0	300,0	6	desat.
9	315	5,0	38,0	300,0	300,0	6	ativado
10	180	10,0	37,0	300,0	300,0	6	ativado
11	090	10,0	45,0	295,0	300,0	6	ativado
12	000	10.0	38,0	290,0	300,0	7	ativado

a) o navio apresenta uma banda residual, em torno de 4º, possivelmente causado por assimetria no carregamento;

b) eliminando a banda residual, verifica-se que a média das ondas de boreste e de bombordo são, aproximadamente, simétricas, tendo os maiores valores para a onda de través, que são os casos das manobras 2, 4, 8, 10 e 12. Isto, provavelmente, deve ser ocasionado pelo esforço de segunda ordem da onda ou pelo vento, já que a média dos esforços de primeira ordem é zero.

c) as médias das manobras 1, 2 e 4 são inferiores que a média das outras manobras para a mesma região do ângulo de incidência da onda no navio, e não pertencem a uma curva de ajuste que pode ser visualizada a partir da médias das outras manobras. Não foi possível detectar, com as informações disponíveis, a causa desta disparidade. Para as manobras 1 e 2 poder-se-ia atribuir esta diferença ao estado de mar, que foi menos severo que outras condições de experiência, conforme indicado na Tab.

4.3.1. No entanto, esta justificativa não é condizente com o resultado da manobra 4, já que ela foi realizada para uma condição menos amena.

d) de uma maneira geral, o desvio padrão para a onda de través é maior que a onda de proa ou popa. Mas, os resultados apresentam certas inconsistências pois, a magnitude dos desvios padrões com o estabilizador ativado ou não são da mesma magnitude, exceto a manobra 11. No caso da manobra 9, embora o estabilizador do jogo do navio tenha sido ativado, possivelmente, ele não deve ter sido efetivo, devido a baixa velocidade do navio, que foi em torno de 5 nós. No entanto, as manobras 10 e 12 apresentam os maiores desvios padrões de todo o experimento, o que não é compatível com a indicação da ativação dos estabilizadores.

Uma outra maneira de analisar os dados é através do espectro do sinal. Nas Figs. 4.3.3 estão mostrados os espectros para o ângulo do jogo do navio de 4 manobras, de 1, 3, 9 e 11, e eles devem ser analisados e comparados com extremo cuidado pois, tanto os parâmetros operacionais, como os ambientais, são diferentes entre as manobras. Para o cálculo destes espectros foi subtraído o valor médio do ângulo de jogo de cada manobra e eles foram calculados utilizando-se janela do tipo Hanning com 512 pontos. Considerando-se todas as ressalvas anteriormente citadas, pode-se afirmar que, basicamente, há um movimento oscilatório predominante com período em torno de 10 s.

4.4 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

Para a predição do ângulo do jogo do navio considerou-se os modelos ARMA e AR acrescidos de um termo constante, além de ARIMA e ARI, que são apropriados a sinais que não apresentam características de estacionaridade com média nula, que é o caso. Para a estimação dos parâmetros destes modelos foi utilizado o algoritmo do método do erro de predição mostrado no capítulo 2.

Neste trabalho concentrou-se a atenção em quatro modelos, a saber:

a) AR(na,d) com o termo constante:

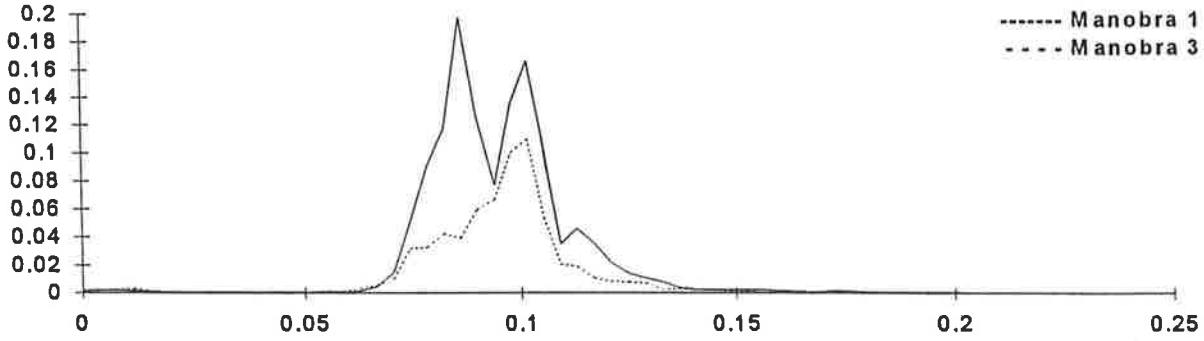


Figura 4.3.3a- Espectro das manobras 1 e 3

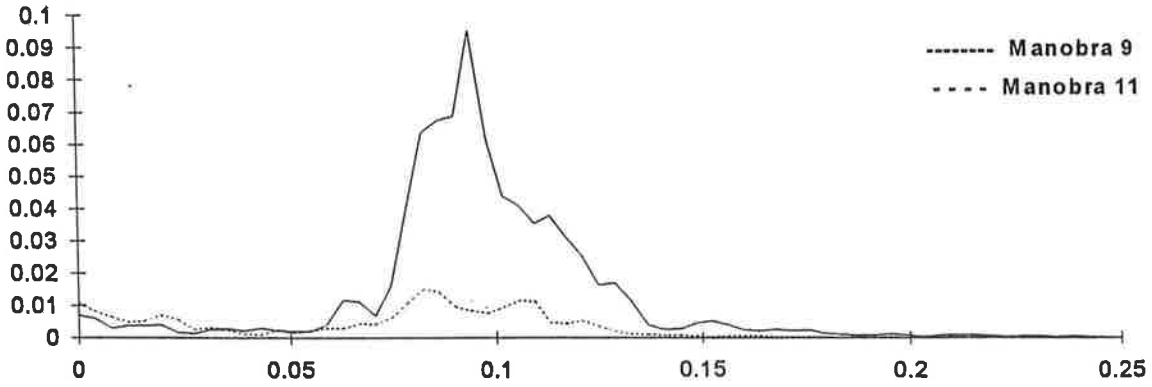


Figura 4.3.3b - Espectro das manobras 9 e 11

$$A(q^{-1})y(t) = e(t) + d$$

b) ARI(na,1), isto é, modelo AR com o sinal diferenciado

$$(1-q^{-1})A(q^{-1})y(t) = e(t)$$

c) ARMA(na,nc,d) com o termo constante

$$A(q^{-1})y(t) = C(q^{-1})e(t) + d$$

d) ARIMA(na,1,nc)

$$(1-q^{-1})A(q^{-1})y(t) = C(q^{-1})e(t)$$

Para efeito de estimação de parâmetros e predição considerou-se um intervalo de amostragem de 1 s.

A primeira etapa da estimação dos parâmetros é a escolha da ordem do modelo. Esta ordem, em princípio, pode variar para cada condição de operação do navio, isto é, em função da sua velocidade, o ângulo de incidência da onda e do estado de mar. Elaborar um procedimento para calcular a ordem do modelo para todas as condições de operação do navio é uma tarefa extremamente difícil. Desta forma, neste trabalho procurou-se obter uma ordem única para todas as condicões de operação do navio.

Para auxiliar a escolha da ordem do modelo foi calculado o índice FPE (Final Prediction Error) para diversas ordens dos polinômios $A(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$, lembrando que, como a dinâmica do jogo do navio é representada pela equação (4.2.4), a ordem do modelo é pelo menos 2. No caso do modelo ARMA investigou-se a ordem de 2 a 25 para os polinômios $A(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$, e no caso do modelo AR, analisou-se a ordem do polinômio $A(q^{-1})$ de 2 a 50. O índice FPE foi calculado através de uma subroutina específica do programa MATLAB, subtraindo-se do sinal do ângulo do jogo do navio o seu valor médio na manobra considerada, uma vez que o programa não considera modelos ARMA ou AR com termo constante. Como exemplo, está mostrado na Fig. 4.4.1, o gráfico de FPE para AR(na) para os dados da manobra 1. As ordens dos polinômios foram escolhidas baseando-se em diversos testes

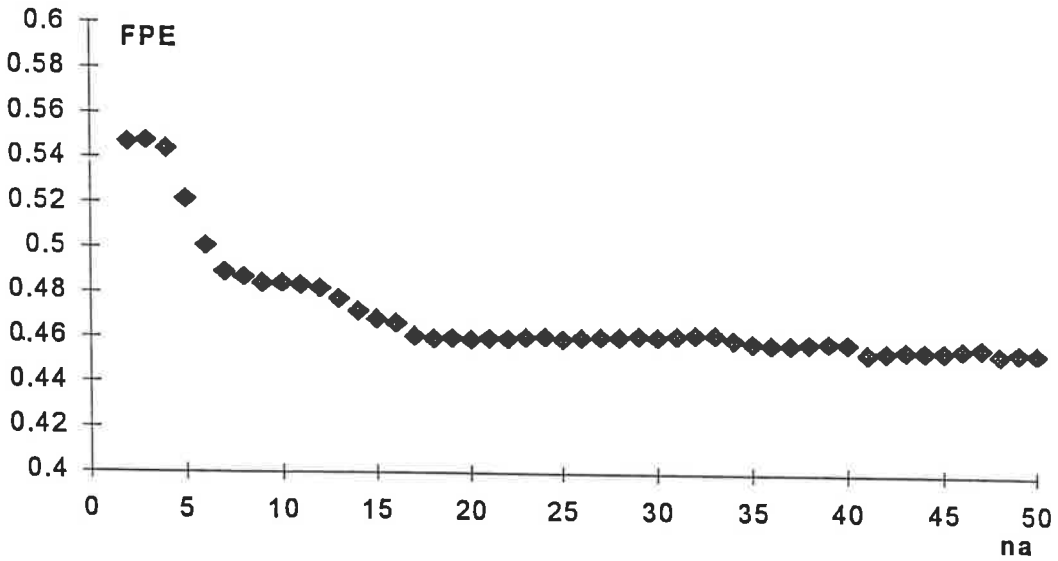


Fig. 4.4.1 - Valores de FPE em função da ordem do modelo AR

orientados pelo índice FPE e utilizando como critério de seleção a minimização do erro de predição quadrático acumulado dado por:

$$V(N) = \sum_{t=1}^{N} [y(t+1) - \hat{y}(t+1|t)]^2 \qquad (4.4.1)$$

A estimação de parâmetros foi efetuada utilizando-se o algorítmo recursivo do método de predição apresentado no capítulo 2, sendo que a sua aplicação merece as seguintes observações:

a) inicialização do algorítmo

O vetor θ e a matriz P foram inicializadas com os seguintes valores:

$\theta(0) = 0$, e

$P(0) = 100I$

onde I é a matriz identidade cuja dimensão é o número total de elementos a serem estimados.

b) inversão da matriz P

A matriz P foi invertida utilizando-se a fatoração U-D de Bierman.

c) atualização do vetor ψ

No caso do modelo ARMA ou ARIMA, os elementos da matriz ψ, correspondentes ao polinômio $C(q^{-1})$, foram atualizados com o resíduo em vez do erro de estimação.

d) Fator de esquecimento

Na seção 4.2 foi mostrado que os parâmetros da equação do movimento dependem, em princípio, do ângulo de incidência da onda e da velocidade do navio além das condições ambientais. Logo após a mudança do rumo é interessante desprezar rapidamente os primeiros dados para a estimação dos parâmetros, pois a nova condição de operação pode significar mudaça na dinâmica do jogo do navio. Isto pode ser obtido adotando-se o fator de esquecimento variável definido pela equação (2.3.37). Os valores adotados foram

$\lambda(0) = 0{,}995$

$\lambda_0 = 0{,}995$

e) estabilidade

Durante os testes com modelos ARMA e ARIMA, a observação da estabilidade do polinômio $C(q^{-1})$ foi importante pois, houve necessidade de efetuar correções nos parâmetros estimados, conforme procedimento descrito no Capítulo 2, porque o módulo das raízes eram maiores que a unidade. Verificou-se que a frequência desta correção aumenta com a ordem do polinômio $C(q^{-1})$ e com a utilização do fator de esquecimento.

Durante o processo de seleção também foi realizado o teste do ruído branco para o erro de predição, aplicando o critério proposto por Welltead e Zarop (1991), para os modelos que apresentaram os melhores índices de desempenho, quer seja FPE ou $V(N)$. Este teste foi efetuado considerando-se várias amostras diferentes e verificou-se que, nenhum modelo, dentre os estudados, apresenta características de ruído branco para o erro de estimação para todas as amostras. Isto é observado

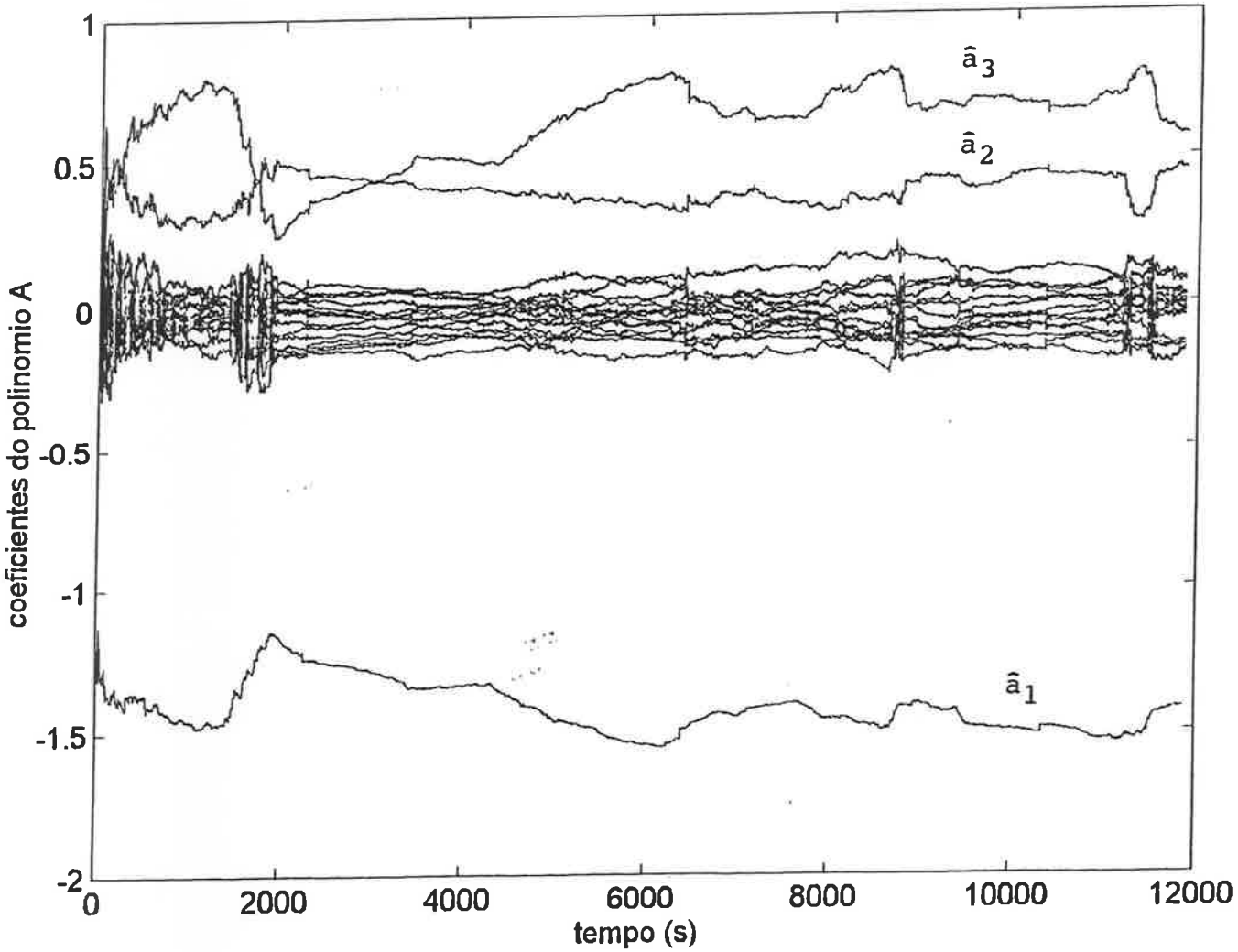
mesmo quando se considera amostras distintas dentro de uma determinada manobra.

Após exaustivos testes selecionou-se o modelo AR com ordem 18. Esta solução é de compromisso na medida em que procurou-se modelos com menor ordem possível e com menor erro acumulado ao longo do tempo. A magnitude desta ordem é compatível com os resultados de outros trabalhos tais como de Broome e Pittaras (1990) e Pittaras (1992) que sugerem, respectivamente, 20 e 14 para a ordem do modelo AR para o estudo de predição do movimento do jogo do navio. Convém destacar que, conforme mostra a Fig. 4.4.1, a ordem que minimiza o índice FPE é 40 e não 18. No entanto, as análises mostraram que, praticamente, não há diferença no erro acumulado entre as duas ordens, e desta forma preferiu-se adotar a ordem 18 por ser menor.

Este resultado não é de todo surpreendente pois, de acordo com a equação (4.2.9), o espectro do jogo depende do espectro do mar, e este é aproximado por modelos AR com ordem de 40 a 60 (Mandal, Witz e Lyons, 1992 e Hidalgo et alii 1995)

Na Fig. 4.4.2 é mostrado a evolução dos coeficientes do polinômio $A(q^{-1})$ ao longo do tempo para as 8 primeiras manobras. A primeira constatação é o domínio, em termos de magnitude, dos 3 primeiros coeficientes em relação aos demais, sugerindo que a ordem predominante poderia ser 3. No entanto, a estimação de parâmetros mostrou que o erro acumulado com ordem 3 é maior que a ordem 18, indicando que os demais termos não podem ser desprezados.

Obviamente, para a predição do movimento do navio, a estimação dos parâmetros do modelo deve ser efetuada de modo recursivo. No entanto, é interessante comparar os coeficientes obtidos recursivamente com os calculados de modo não recursivo, a partir de um conjunto pré-definido de dados. Neste trabalho são comparados, em particular, os quatro primeiros coeficientes do polinômio $A(q^{-1})$ obtidos recursiva e não recursivamente para os dados da manobra 1. A comparação, apresentada na Fig. 4.4.3, revela que os coeficientes estimados recursivamente oscilam em torno dos obtidos não recursivamente, mostrando que o algorítmo recursivo de estimação de parâmetros está operando satisfatoriamente.



Fig, 4.4.2 - Evolução dos coeficientes do polinômio A

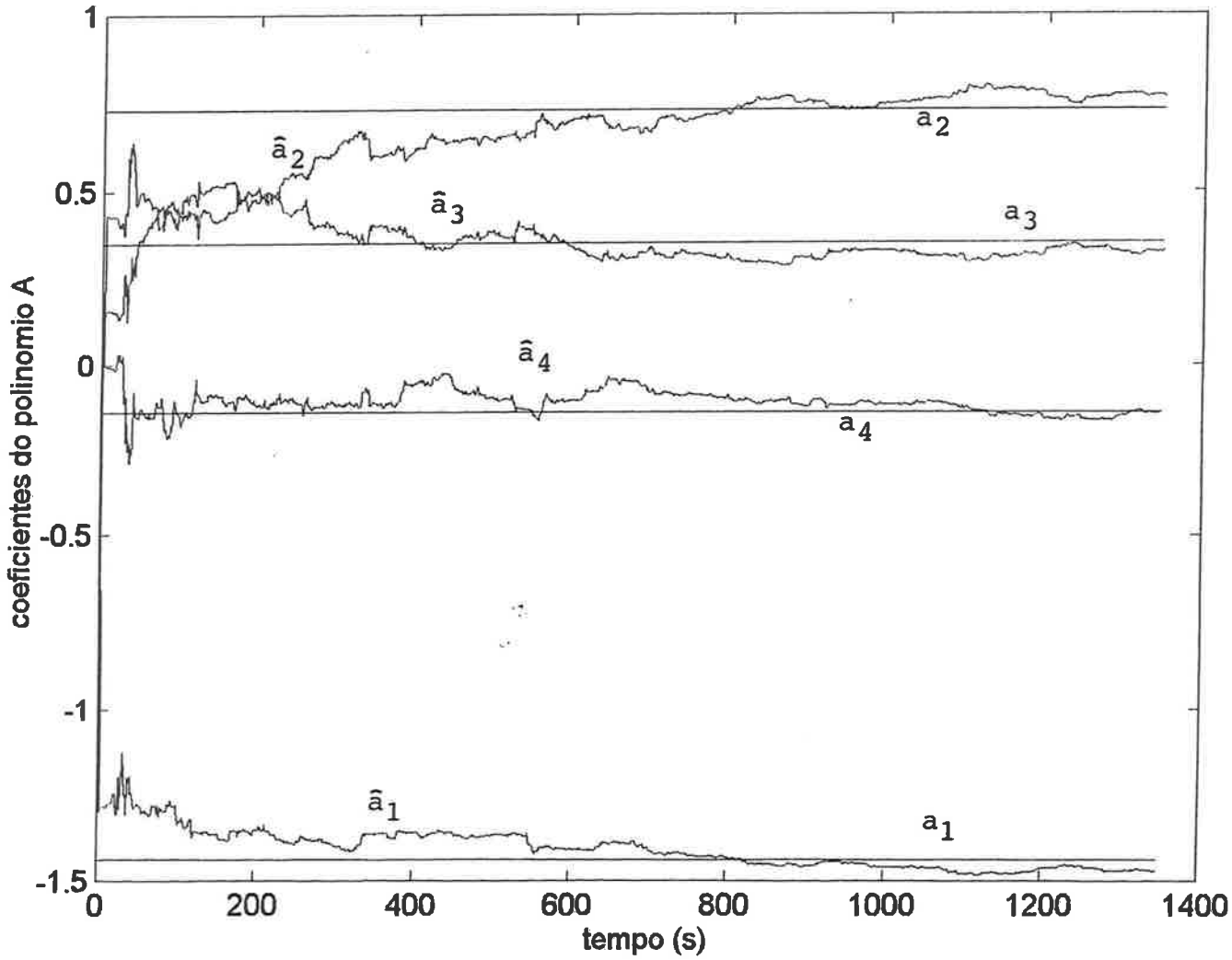


Fig. 4.4.3 - Comparação dos coeficientes

Resultados semelhantes podem ser encontrados também para os outros coeficientes.

Uma maneira de analisar o modelo é através da comparação do espectro calculado a partir dos dados com o espectro obtido a partir da função de transferência, isto é:

$$\mathbf{S}_{\mathbf{AR}}(\omega) = \frac{1}{A(e^{j\omega})}\frac{1}{A(e^{-j\omega})} \tag{4.4.2}$$

Na Fig. 4.4.4 está mostrada a comparação do espectro calculado a partir dos dados da manobra 1 com o espectro obtido a partir de (4.4.2), sendo que os coeficientes do polinômio $A(q^{-1})$ são os calculados de modo não recursivo. A Fig. 4.4.4 mostra que há uma boa concordância entre as duas curvas.

Para verificar a consistência do modelo foi efetuado também o teste do ruído branco para o erro de predição, selecionando-se diversas amostras. Foi observado que a característica de ruído branco do erro de predição depende da amostra e, portanto, conclui-se que o modelo adotado, de acordo com este critério, não é adequado para identificar a dinâmica do jogo, que se altera ao longo do tempo. Procurou-se analisar outros modelos, mesmo penalizando o critério da soma do erro de predição, mas não se obteve resultados satisfatórios.

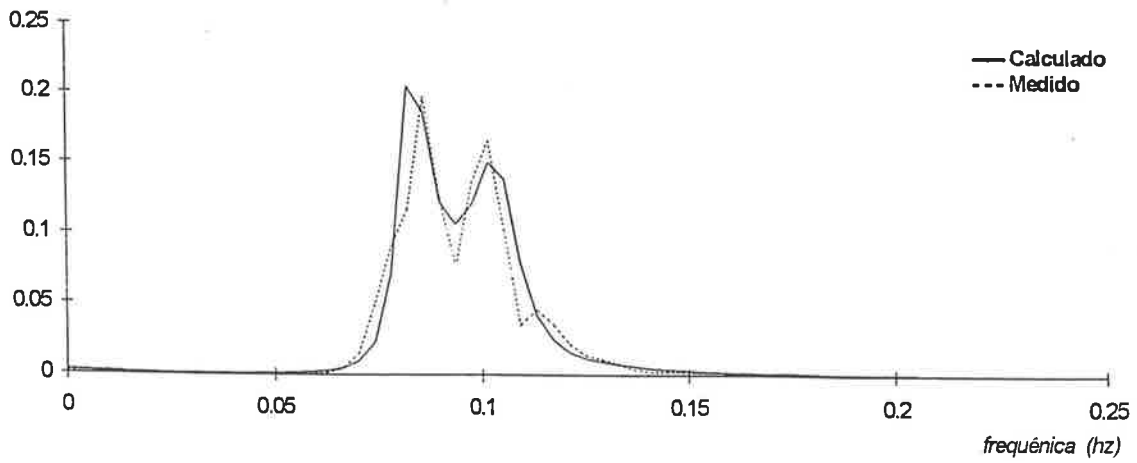


Fig. 4.4.4 - Espectro medido e calculado da função de transferência

4.5 RESULTADOS DA PREDIÇÃO

A predição foi efetuada para as 8 primeiras manobras adotando-se o modelo AR de ordem 18 e utilizando o método proposto por Box e Jenkins (1976). Nas Fig. 4.5.1 estão mostrados, como resultados típicos, as predições obtidas com os dados da manobra 1, considerando-se o horizonte de 1, 5, 10 e 15 s. Os resultados de interesse são para 5, 10 e 15 s, que correspondem, aproximadamente, de 0,5 a 1,5 vezes o período típico do movimento do jogo do navio que é da ordem de 10 s. Visualmente é possível perceber que, embora haja uma boa concordância para horizonte de 1 s, há uma deterioração nos resultados de predição na medida em que o horizonte aumenta. Esta característica pode ser observada ao longo das 8 manobras, e para analisar estes resultados de modo sistemático, é interessante calcular alguns parâmetros objetivos. Uma alternativa para verificar a qualidade dos resultados de predição é através da sua média e do seu desvio padrão. Na Tab. 4.5.1a e 4.5.1b estão mostrados, respectivamente, a média e o desvio padrão, para as 8 manobras, dos valores preditos para os horizontes de 1, 5 ,10 e 15 s, juntamente com a média e o desvio padrão do ângulo de jogo medido. A Tab. 4.5.1a mostra que as médias dos valores preditos independem, praticamente, do horizonte de predição e são iguais ao do ângulo do jogo medido. Já, o desvio padrão, embora coincida para o horizonte de 1 s, decresce na media em que k aumenta. Broome (1994) propõe corrigir a amplitude dos valores estimados de tal modo a manter constante o desvio padrão. Esta correção é efetuada, simplesmente, multiplicando-se o valor do jogo estimado com a razão entre o desvios padrões da onda e da variável predita. Esta alternativa porém, não é totalmente eficaz pois não elimina a diferença de fase que ocorre entre a variável predita e a real.

Um outro índice útil para analisar os resultados de predição é o que envolve o seu erro, e que pode ser definido como (Sidar e Doolin, 1983):

$$V_i'(k) = \frac{\sqrt{\frac{1}{N}\sum_{1}^{N} y_i(t+k) - \hat{y}_i(t+k|t)}}{\sigma_i} \qquad i = 1,2,\ldots,8; \quad k = 1,5,10,15; \qquad (4.5.1)$$

onde σ_i é o desvio padrão do ângulo do jogo na manobra i

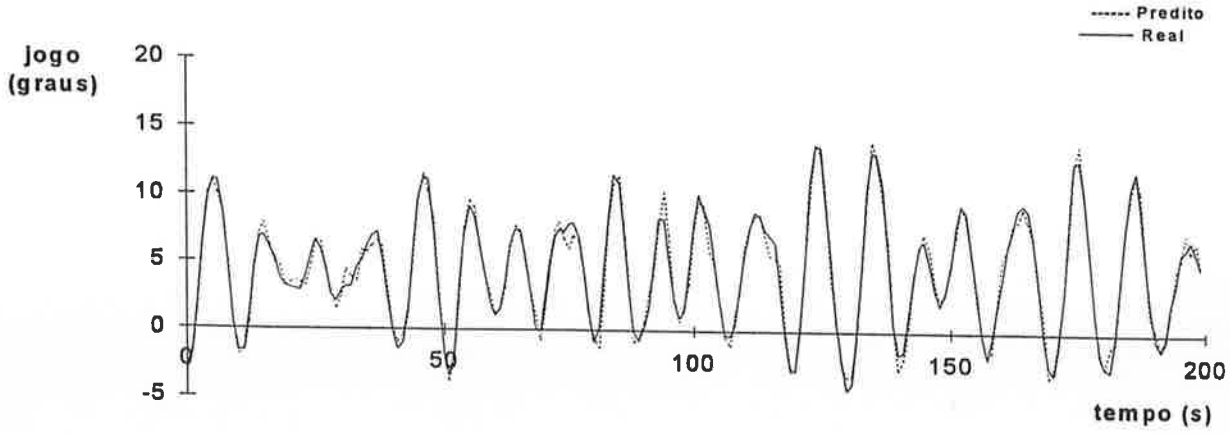


Figura 4.5.1a - Predição de 1 segundo para a manobra 1

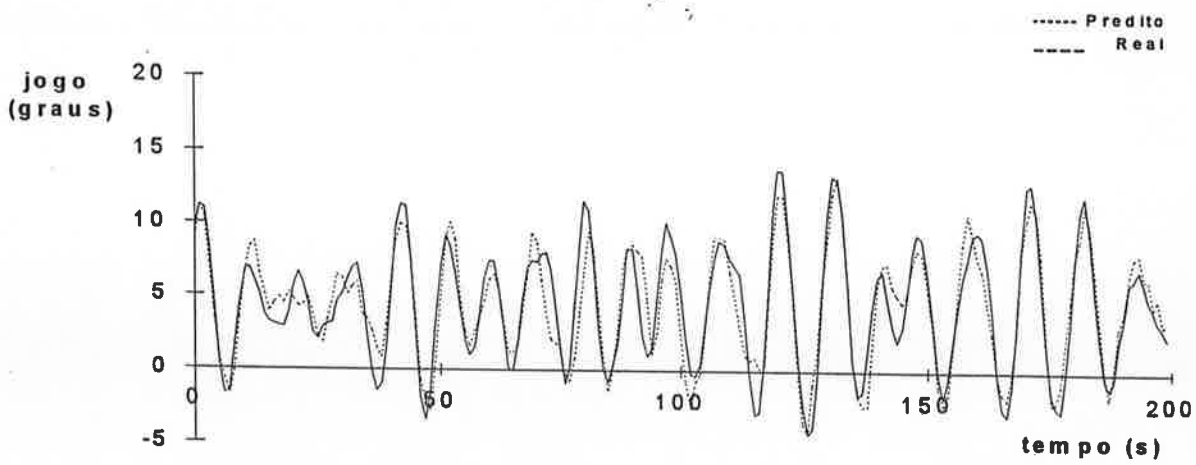


Figura 4.5.1b - Predição de 5 segundos para a manobra 1

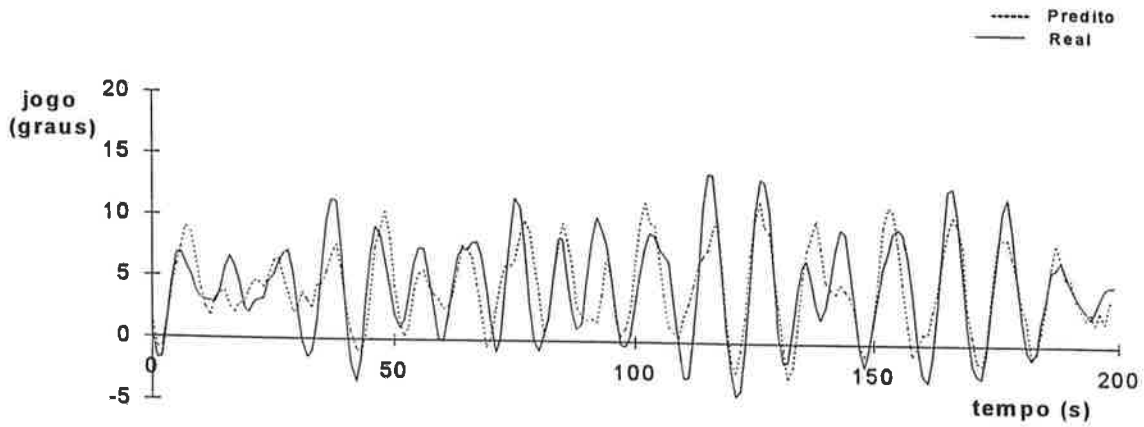


Figura 4.5.1c - Predição de 10 segundos para a manobra 1

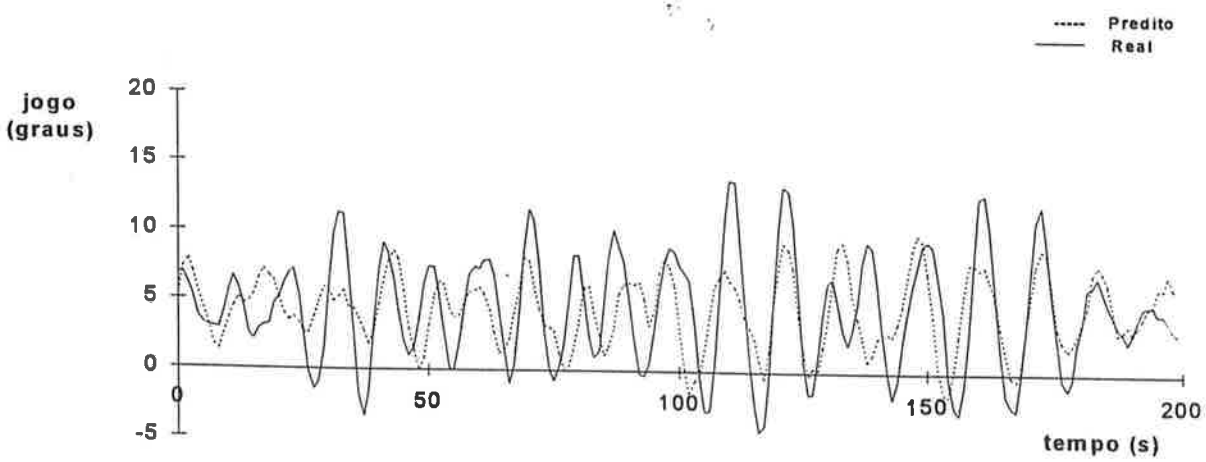


Figura 4.5.1d - Predição de 15 segundos para a manobra 1

Tabela. 4.5.1a - Média do ângulo do jogo predito

	Média do ângulo de jogo				
		horizonte de predição			
manobra	medido	1	5	10	15
1	4,3	4,3	4,3	4,3	4,2
2	3,0	3,0	3,1	3,0	3,2
3	4,1	4,0	4,0	4,1	4,0
4	5,9	5,9	5,7	5,9	5,7
5	2,4	2,4	2,6	2,4	2,6
6	0,7	0,8	0,8	0,7	0,9
7	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8
8	7,4	7,4	7,3	7,5	7,3

Tabela 4.5.1b - Desvio padrão do ângulo do jogo predito

	desvio padrão do ângulo de jogo				
		horizonte de predição			
manobra	medido	1	5	10	15
1	3,9	4,0	3,7	3,3	2,7
2	4,5	4,4	4,1	3,6	2,7
3	3,0	2,9	2,7	2,3	1,7
4	4,2	4,2	3,9	3,3	2,4
5	3,0	2,9	2,5	2,0	1,3
6	4,4	4,4	3,9	3,2	2,4
7	3,7	3,5	3,4	2,7	2,0
8	4,6	4,5	4,0	3,2	2,2

Este índice relaciona o desvio padrão do erro de estimação para o horizonte k com o desvio padrão do ângulo do jogo do navio para cada manobra i. Os resultados deste índice para o horizonte de predição de 1, 5, 10 e 15 s estão mostrados na Tab. 4.5.2. É possível perceber através desta tabela, que a relação entre os desvio padrões definido pelo índice (4.5.1) não apresenta diferenças acentuadas para um mesmo horizonte de predição entre as diversas manobras. Por exemplo, para o horizonte de predição de 1 s, este índice varia entre 16% e 23%. Isto pode ser um indicativo de que a dinâmica do jogo do navio não varia apreciavelmente com o ângulo de incidência da onda, ao menos para velocidades do navio em torno de 5 nós, que é o caso das manobras consideradas. Para horizontes de predição maiores a Tab. 4.5.2 mostra o aumento do erro de predição, sendo que eles variam, para os horizontes de 5, 10 e 15 segundos, respectivamente, de 40% a 53%, de 63% a 73% e de 84 a 98% do desvio padrão do ângulo do jogo do navio.

Na seção 2.4.2 foi apresentado uma expressão para o cálculo do limite de confiança da predição. Estes limites, para os dados da manobra 1, deram, em média, os seguintes valores para o horizonte de 10s,

Tabela 4.5.2 - Desvio padrão do erro

	horizonte de predição			
manobra	1	5	10	15
1	0,16	0,40	0,63	0,84
2	0,21	0,44	0,64	0,86
3	0,20	0,46	0,66	0,87
4	0,17	0,46	0,73	0,94
5	0,24	0,49	0,70	0,90
6	0,19	0,46	0,71	0,88
7	0,19	0,53	0,76	0,98
8	0,23	0,52	0,74	0,94

$\hat{y}(t+k|t) \pm 1{,}9$ para nível de confiança de 50% e

$\hat{y}(t+k|t) \pm 5{,}5$ para nível de confiança de 95%

Estes valores de limite de confiança, aparentemente, são elevados.

Até o presente momento, a análise da predição do jogo foi efetuada para movimentos com os estabilizadores desativados. Conforme apresentado na secção 4.2, com a ativação do estabilizador ocorre um aumento na ordem do sistema que depende da lei de controle implementada. No entanto, para verificar a influência do estabilizador do jogo na predição, o algorítmo de predição recursiva foi testado para as manobras 9 a 12, mantendo-se o mesmo modelo e a mesma ordem. Pode-se verificar que a média e o desvio padrão dos valores estimados seguem a tendência das manobras anteriores, mas já o erro de predição apresenta valores bem superiores. Na Fig. 4.5.2 estão mostrados parte dos resultados da manobra 9 para as predições de 1, 5, 10 e 15 s onde se vê claramente a degradação dos resultados. Convém ressaltar que, esta manobra foi realizada em condições menos amena de estado de mar do que as manobras iniciais, o que pode ter contribuído para a mudança da ordem da dinâmica do jogo do navio. Foram efetuados testes com outros modelos, porém os resultados não foram satisfatórios.

4.6 ATERISSAGEM DE AERONAVES

Uma das motivações para o estudo da predição do jogo do navio é a possiblidade de seu emprego no auxílio de aterissagem de aeronaves no convés da embarcação, que pode estar em movimento como, por exemplo, no caso dos navios militares, ou estacionada, cujo exemplo típico são os veículos oceânicos utilizados na exploração de petróleo em alto mar. Esta operação é, obviamente, regulada por normas de segurança e, no caso de helicópteros, um dos itens estabelece o ângulo máximo de jogo permissível para a aterissagem. Este ângulo máximo depende do tipo de navio e da aeronave, do ponto de aterissagem ao longo do convés, e também das condições de visibilidade. Como exemplo típico, é mostrado na Tab. 4.6.1 o ângulo máximo de jogo permissível para aterrisagem de helicópteros no convés das fragatas da Marinha Brasileira, em função da condição de luminosidade e do ponto de aterrissagem.

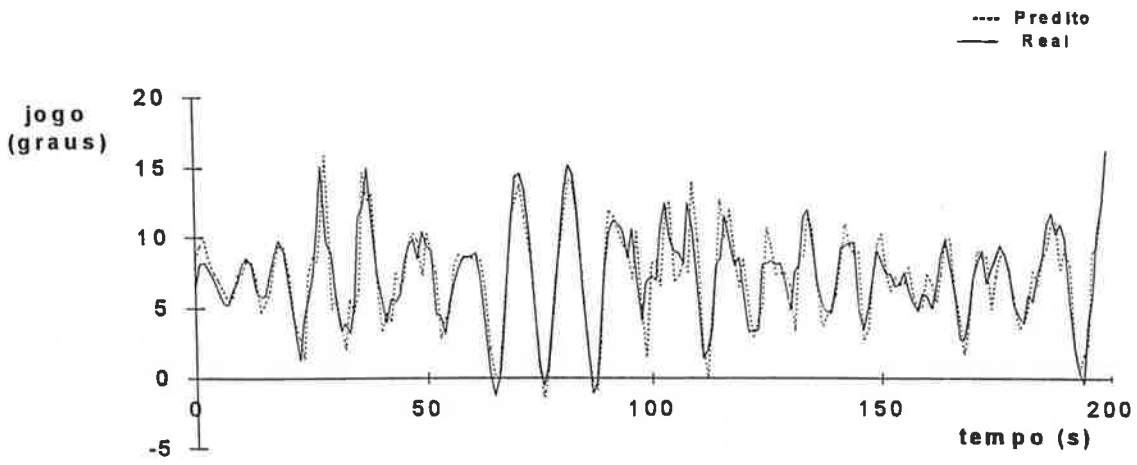


Figura 4.5.2a - Predição de 1 segundo para a manobra 9

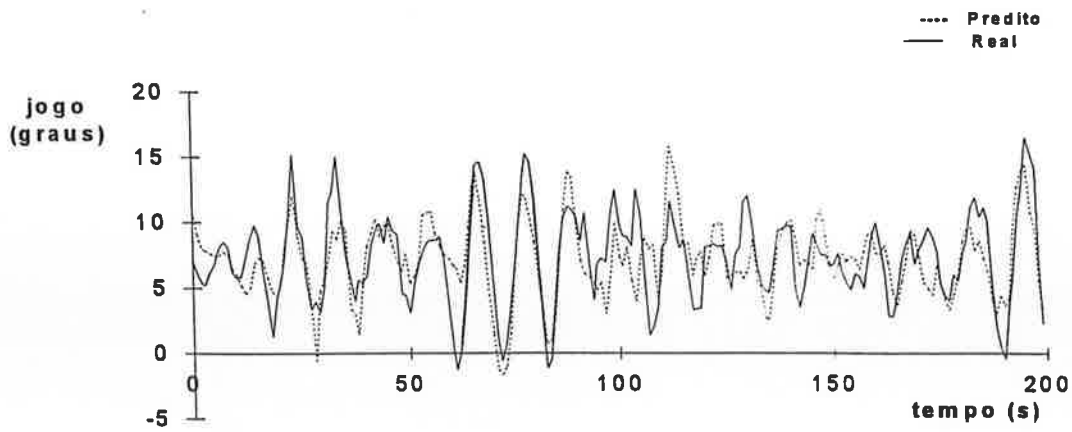


Figura 4.5.2b - Predição de 5 segundos para a manobra 9

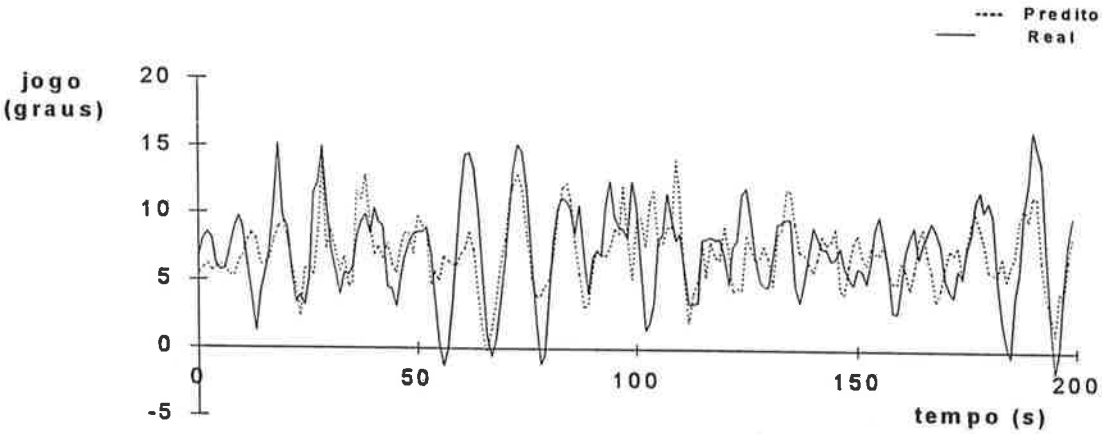


Figura 4.5.2c - Predição de 10 segundos para a manobra 9

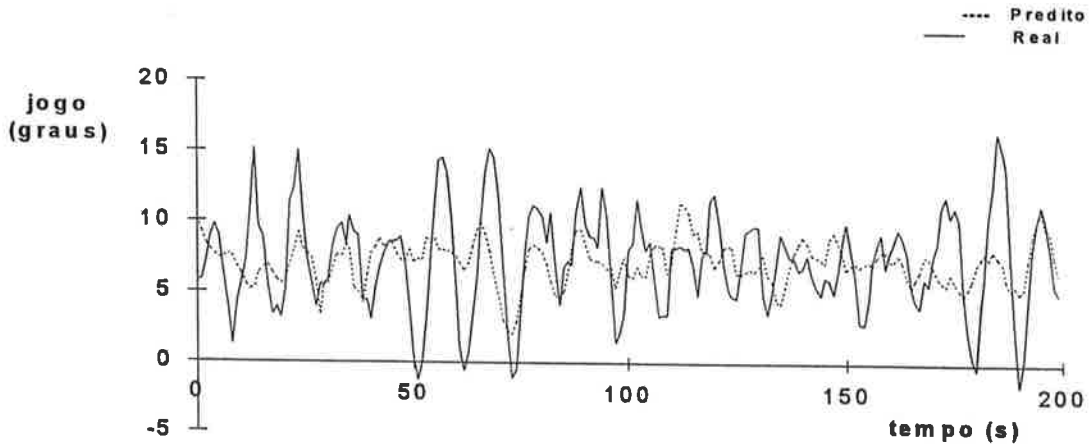


Figura 4.5.2d - Predição de 15 segundos para a manobra 9

Tab. 4.6.1 Ângulo de jogo permissível

	Jogo (graus)	
período	meia nau	popa
diurno	$\pm 6{,}5$	$\pm 4{,}0$
noturno	$\pm 3{,}0$	$\pm 3{,}0$

A segurança da operação de aterissagem poderia ser aumentada se fosse predito a possibilidade de ocorrência destes valores limites dentro de um determinado intervalo de tempo. Isso pode ser efetuado calculando-se a predição, em cada instante, para o intervalo $t+1 \leq \Delta t \leq t+k$, e comparando-os com os valores limites. Obviamente pode-se tomar uma decisão equivocada baseando-se nesta comparação, pois sempre há o erro de predição. Para analisar as consequências que poderiam advir desta comparação é interessante admitir, hipoteticamente, que seja conhecido o valor real do ângulo do jogo durante o intervalo de predição. Com esta hipótese verifica-se que podem ocorrer quatro situações ao efetuar a predição:

a) os valores real e previsto são menores que os limites;

b) o valor real é menor que o valor limite, porém a predição indica que ela é maior;

c) o valor real é maior que o limite, porém a predição indica que é menor;

d) os valores real e preditos são maiores que o limite máximo;

Os casos a) e d) são, logicamente, as situações desejadas, pois não se incorre em nenhum tipo de erro. O caso b), embora indesejável, na medida que significa perda de oportunidade de realizar a operação de aterissagem, está a favor da segurança. Já o caso d) é a situação indesejável, pois é uma indicação falsa que aumenta o risco da operação de aterissagem. Para se avaliar o número de ocorrência de cada um dos casos acima, foi efetuado uma simulação com os dados da manobra 1, considerando-se o horizonte de predição de 5, 10 e 15 s e o valor limite de 4° em torno do valor médio do ângulo do jogo que é de 4°. Isto é

Tab. 4.6.2 Frequência de ocorrência dos casos de comparação

	horizonte de predição		
casos de comparação	5 s	10 s	15 s
a) real menor e prev. menor que limite	28%	19%	14%
b) real menor e prev. maior que limite	06%	04%	03%
c) real maior e prev. menor que limite	09%	18%	23%
d) real maior e prev. maior que limite	57%	59%	60%

equivalente a admitir que o ângulo médio do jogo é zero. Os resultados, mostrados na Tab. 4.6.2 , indicam que nos 3 horizontes de predição considerados, os casos desejados, isto é, a soma de a) e d) ocorrem com maior frequência, e que o caso b), que seria a perda de oportunidade, não se apresenta com grande índice de ocorrência. Já no caso indesejado c), para os horizontes de 5, 10 e 15 s, as frequências de ocorrência são, respectivamente, de 9%, 18% e 23%. A primeira vista, parecem ser índices elevados. No entanto, os resultados obtidos com o procedimento utilizado neste trabalho devem ser confrontados com os obtidos a partir de outros critérios para averiguar a sua real validade. Além disso, qualquer que seja o procedimento de predição, os seus resultados devem ser integrados com outras informações para se ter uma operação segura de aterrisagem de aeronaves em embarcações marítimas.

4.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi efetuado a predição do movimento do jogo do navio considerando o registro do ângulo como sendo uma série temporal. O modelo utilizado para a identificação da dinâmica bem como a sua predição foi um modelo AR, que se mostrou melhor que ARMA. O objetivo foi a de verificar a potencialidade de aplicação deste algorítimo para predição para diferentes condições de operação do navio. Os dados disponíveis, que permitiram uma certa análise sistemática,

foram para a velocidade de 5 nós, com os estabilizadores desativados, e os resultados revelaram que é possível identificar a dinâmica do jogo do navio considerando uma ordem única, independentemente do ângulo de incidência da onda. Já com a ativação dos establizadores houve uma degradação dos resultados, mas houve neste caso um aumento da velocidade do navio e piora do estado de mar.

Os resultados de predição também foram utilizados para prever os valores limites de ângulo de jogo recomendado para aterissagem de helicópteros em navios, e os resultados mostraram que para predição de 10 s a 15 s, o erro que pode incorrer em acidentes é da ordem de 20%. No entanto, novos estudos devem ser realizados para verificar o quão útil é o resultado obtido neste trabalho, uma vez que, atualmente, a aterissagem é efetuada sem nenhuma predição.

CAPÍTULO 5

CONTROLE DE INSTALAÇÕES PROPULSORAS

5.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo é discutido uma metodologia para a concepção e o projeto do sistema de controle para uma instalação propulsora marítima. Sob o ponto de vista formal trata-se de controle de um sistema multivariável não linear, descrito por um modelo determinístico e de tempo contínuo. Como os requisitos de operação impõem condições para a mudança e manutenção de referência, que seria a velocidade do navio, o controlador deve operar, satisfatoriamente, como servomecanismo e regulador. Além do modelo matemático da instalação, as leis de controle também são representados por equações não lineares. Isto torna extremamente difícil a seleção dos ganhos e análise do desempenho do controlador por métodos analíticos. Desta forma, o projeto do controlador é baseado na técnica de simulação dinâmica, por meio do qual os ganhos são definidos, em parte heuristicamente, e em parte, por tentativa e erro.

Neste trabalho, para facilitar a compreensão, a discussão é baseada no controlador desenvolvido pelo Departamento de Engenharia Naval e Oceânica da EPUSP para o navio tanque da Marinha do Brasil que foi construído pelo Estaleiro Ishibrás. A embarcação tem por finalidade reabastecer os navios de uma frota em alto mar mantendo uma determinada velocidade, sendo que a sua instalação propulsora é do tipo CODAD (Combination Diesel And Diesel) com hélice de passo variável. A ênfase será na concepção e na análise do controlador uma vez que a modelagem do sistema está apresentada em Morishita e Brinati (1990), Brinati (1991) e em Brinati e Morishita(1992). São apresentados alguns resultados de simulação que são comparados com as variáveis registradas durante a prova de mar do navio.

5.2 DESCRIÇÃO DA INSTALAÇÃO PROPULSORA E REQUISITOS DE OPERAÇÃO

A instalação propulsora CODAD do navio em questão é composta de dois motores Diesel iguais, acoplados através de embreagens e engrenagem redutora a um único eixo propulsor que transmite a potência dos motores para um hélice de passo variável. O navio pode operar com um motor Diesel (boreste ou bombordo) ou com os dois Diesel. Os motores principais acionam também dois geradores elétricos de corrente alternada que são conectados através de embreagens e engrenagens. Estes geradores são utilizados durante a operação de reabastecimento e consomem uma parcela razoável de potência.

Na Fig. 5.1.1 é mostrado o esquema da instalação, com os motores MD1 e MD2, as respectivas embreagens ED1 e ED2, a engrenagem redutora ER, os geradores elétricos G1 e G2 com as suas respectivas embreagens EG1 e EG2, o eixo propulsor e o hélice de passo variável. Os modos possíveis de operação desta instalação são:

- 1MD que é a operação de cruzeiro com um motor Diesel;
- 2MD que é a operação de cruzeiro com dois motores Diesel;
- modo gerador que é a operação com os geradores conectados aos motores.

Os principais requisitos de operação para este tipo de instalação propulsora são:

- em regime permanente, manter a velocidade do navio sem sobrecarregar os motores;
- durante o regime transitório, isto é, aceleração ou desaceleração do navio, não devem ocorrer esforços excessivos sobre os componentes da instalação e nem sobrecarregar os motores Diesel;
- dividir equanimimente a carga entre os motores;

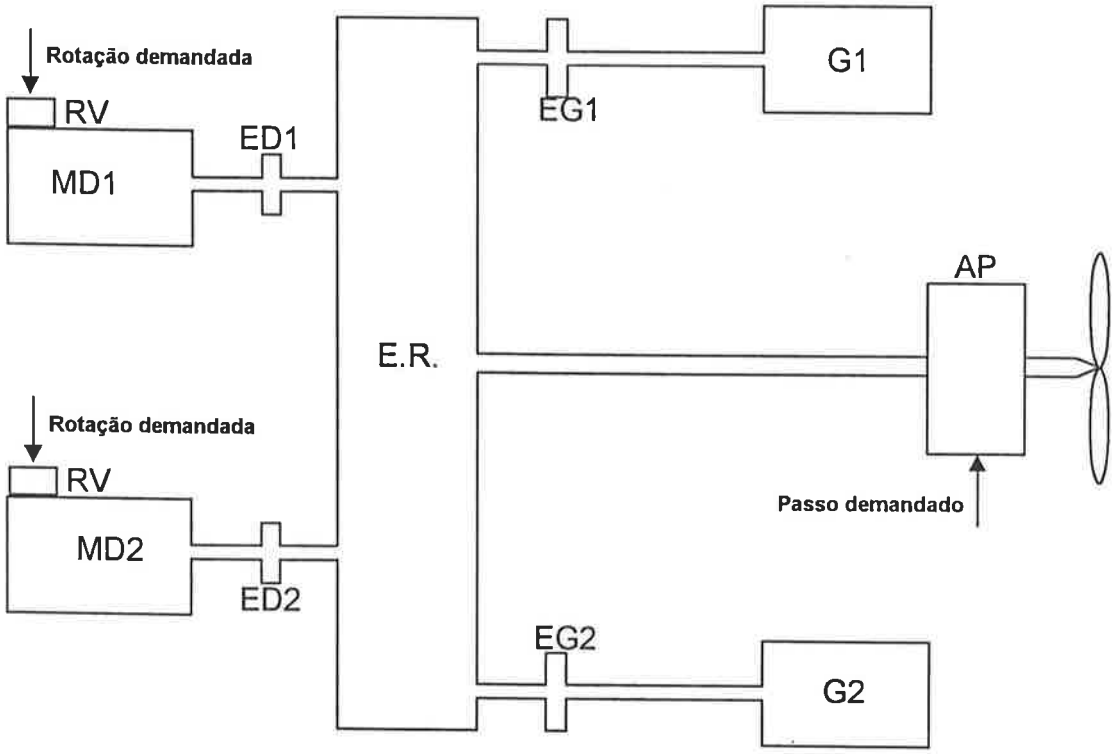


Fig. 5.1.1 Esquema da instalação propulsora

- durante a operação de reabastecimento, manter a rotação do motor Diesel dentro dos limites de tolerância estabelecidos pela especificação do fabricante do gerador elétrico;

- efetuar a mudança do modo de operação ("change-over) sem alterar a velocidade do navio. Esta mudança de modo inclui a passagem de um motor Diesel para outro, de um para dois motores Diesel e de dois motores para um motor.

É importante destacar que, neste sistema, os sinais de controle são enviados ao regulador de velocidade, RV, que controla a injeção de combustível do motor Diesel, e ao atuador do passo, AP, que controla o hélice de passo variável. Os sinais de controle enviados ao regulador de velocidade e atuador do passo são denominados, respectivamente, de rotação demandada e passo demandado.

5.3 METODOLOGIA PARA O PROJETO DO CONTROLADOR

A variável principal que se deseja controlar em uma instalação propulsora é a velocidade do navio. Sendo assim, seria natural conceber um sistema de controle em malha fechada, tendo a velocidade medida como sinal de realimentação. Entretanto, esta solução não é possível de ser implementada porque a velocidade do navio é difícil de ser medida com precisão. Desta forma, recorre-se a outras alternativas, conforme será mostrado a seguir.

Mas, independente das variáveis a serem controladas, o controlador de uma instalação propulsora normalmente é constituído de diversos módulos, cujas características dependem da complexidade do sistema propulsor e dos requisitos de operação. No caso do navio em questão são necessários, pelo menos, os seguintes blocos:

a) sinais de referência para cada modo de operação;

b) filtro entre o bloco de referência e o elemento final de atuação;

c) controle de carga dos motores principais;

d) divisão de carga entre os motores;

e) mudança do modo de operação;

f) controle da rotação do motor no modo gerador.

A seguir, é discutida a metodologia usada para o projeto destes blocos. Mas, antes de prosseguir, é pertinente indagar sobre a generalidade do sistema de controle proposto, isto é, se a sua metodologia poderia ser aplicada a outros tipos de sistemas propulsores. Como o sistema CODAD é relativamente complexo, as outras instalações propulsoras convencionais seriam casos particulares do sistema proposto. Por exemplo, se o sistema propulsor for constituído somente por um motor primário, seja diesel, turbina a gás ou ciclo a vapor, os blocos a), b) e c) seriam imprescendíveis. No caso de sistemas combinados como CODOG (Combination Diesel Or Gas), CODAG (Combination Diesel And Gas), COGOG (Combination Gas Or Gas) ou COGAG (Combination Gas And Gas), cuja complexidade quiçá seja ainda maior que o CODAD, são necessários os blocos a) a

e). Desta forma, a metodologia empregada neste trabalho pode ser generalizada para a maioria dos sistemas propulsores sem eliminar, é claro, os controles específicos.

Os blocos de controle são constituídos de diversas constantes, cujos valores são definidas ao longo do projeto do controlador. Para não prejudicar a fluência do texto estas constantes, doravante, serão denominados de ganhos.

5.3.1 SINAIS DE REFERÊNCIA

A definição dos sinais de referência para uma instalação propulsora requer, necessariamente, o estudo de regime permanente que é obtido a partir da integração casco-hélice-motor. No caso do navio tanque, este estudo deve ser realizado para os três modos de operação do navio. Como os valores nominais de projeto do sistema propulsor são para o modo 2MD é natural inicializar o estudo para este modo de operação. A integração casco-hélice-motor é matematicamente definida por:

$$T_h(P_h, N_h, V_n)[1-\bar{t}(V_n)] - R_n(V_n) = 0 \tag{5.3.1a}$$

$$[Q_{m1}(FR_1, N_m) + Q_{m2}(FR_2, N_m)]RR - Q_h(P_h, N_h, V_n)/\eta_{rr}(V_n) - Q_r(N_h) - Q_e(N_h) = 0 \tag{5.3.1b}$$

$$N_m = N_h RR \tag{5.3.1c}$$

com:

$$N_{\min} \le N_m \le N_{\max} \tag{5.3.1d}$$

$$FR_{\min_i}(N_m) \le FR_i \le FR_{\max_i}(N_m) \quad i = 1,2 \tag{5.3.1e}$$

$$0 \le P_h \le P_{\max} \tag{5.3.1f}$$

$$0 \le V_n \le V_{proj} \tag{5.3.1g}$$

onde:

T_h é o empuxo do hélice;

P_h é o passo do hélice;

N_h é a rotação do hélice;

V_n é a velocidade do navio;

$\bar{t}$ é coeficiente de redução do empuxo;

R_n é a resistência ao avanço do navio;

Q_m é o torque do motor;

FR é a posição da cremalheira;

N_m é a rotação do motor;

RR é a razão de redução de rotação;

Q_h é o torque do hélice;

Q_r é a perda por atrito na engrenagem redutora;

Q_e é a perda por atrito no eixo propulsor;

$N_{\min}$ e $N_{\max}$ são, respectivamente, as rotações mínima e máxima do motor;

$FR_{\min}$ e $FR_{\max}$ são, respectivamente, as posições mínima e máxima da cremalheira;

$P_{\max}$ é o passo máximo do hélice;

V_{proj} é a velocidade de projeto do navio;

η_{rr} é a eficiência relativa rotativa.

A equação (5.3.1a) representa o equilíbrio de forças no sentido longitudinal do navio e a equação (5.3.1b) o equilíbrio de torque que atua sobre o eixo propulsor. As restrições de rotação e de posição da cremalheira expressas, respectivamente, pelas equações (5.3.1d) e (5.3.1e) são impostas pelo motor Diesel. O intervalo do passo do hélice, definido pela relação (5.3.1f), é, em verdade, um subconjunto do seu intervalo completo de variação, que inclui os valores negativos do passo. Na análise do regime permanente, esta restrição torna-se necessária em virtude da relação (5.3.1g), que só contempla a velocidade de avanço do navio.

Admitindo que os dois motores sejam idênticos, isto é,

$$Q_{m1}(FR_1, N_m) = Q_{m2}(FR_2, N_m) = Q_m(FR, N_m)$$

e substituindo a equação (5.3.1c) em (5.3.1b) verifica-se que esta última, juntamente com (5.3.1a), formam um sistema de duas equações a quatro incógnitas, que são V_n, N_h, P_h e FR. Portanto, para obter as soluções, é necessário fixar duas variáveis e elas são, geralmente, a velocidade do navio, V_n, e o passo do hélice, P_h. A resolução do sistema de equações é, normalmente, numérica porque ele é não linear, além do que, vários dados são fornecidos em forma de tabelas ou gráficos. O conjunto solução do sistema de equação é apresentada graficamente, tal como mostrada na Fig. 5.3.1. Neste gráfico a abscissa é a rotação do motor e a ordenada a potência requerida que é comparada com a potência disponível do motor Diesel, e são parametrizadas na velocidade do navio e passo do hélice. Convém notar que na Fig. 5.3.1 não está presente, explicitamente, a posição da cremalheira. Esta omissão deve-se, em parte, para a preservação da qualidade visual da figura e, de outra parte, porque a posição da cremalheira está associada com a potência do motor.

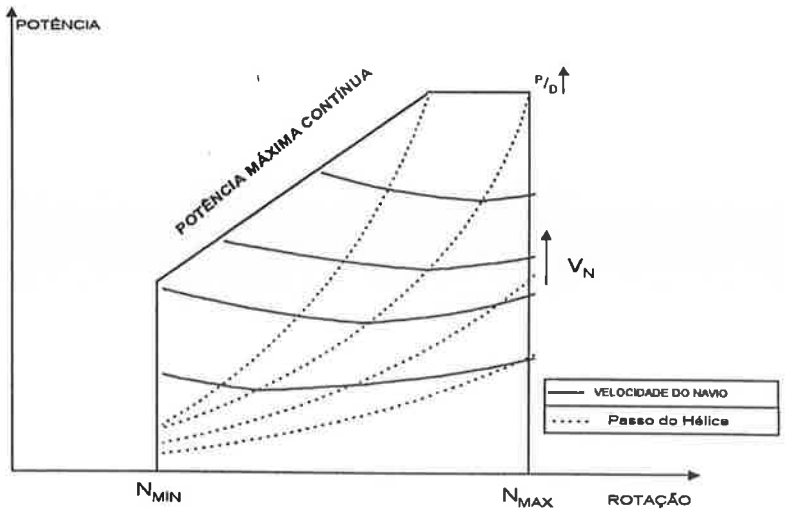


Fig. 5.3.1 Solucões da integração casco-hélice-motor

A análise de regime permanente para o modo 1MD é análoga a do modo 2MD, exceto quanto a equação (5.3.1b), onde só é considerado o torque de um motor Diesel. Já a integração casco-hélice-motor para o modo gerador exige uma alteração na equação (5.3.1b) para:

$$[Q_{m1}(FR_1, N_m) + Q_{m2}(FR_2, N_m)]RR - Q_h(P_h, N_h, V_n) - Q_r(N_h) - Q_e(N_h) - Q_{g1} - Q_{g2} = 0$$

$$N_m = N_h RR = N_{mg}$$

onde:

Q_g é o torque do gerador elétrico referida na rotação do eixo do hélice;

N_{mg} é a rotação do motor no modo gerador.

Admitindo que os 2 motores sejam idênticos, esta equação, juntamente com (5.3.1a), formam um sistema de duas equações e três incógnitas, já que a rotação do motor é determinada pelo gerador. Desta forma, basta escolher mais uma variável, por exemplo, a velocidade do navio, para resolver o sistema de equações.

Considerando a operação do navio em cruzeiro, e admitindo que os dois motores Diesel sejam idênticos, as equações (5.3.1a) e (5.3.1b) indicam também as alternativas de controle para o sistema propulsor, na medida em que elas requerem a definição de duas variáveis independentes. Estas são as variáveis de controle. Mas, conforme referido anteriormente, a velocidade do navio não pode ser elegida como uma das variáveis de controle. Desta forma, há que se desconsiderar os pares que incluem a velocidade do navio, e o seu "controle" é efetuado indiretamente através de outras duas variáveis. O par normalmente selecionado é a rotação e o passo do hélice.

Definido o par das variáveis independentes e efetuado os estudos de regime permanente, resta selecionar, para cada velocidade e para cada modo de operação, os valores mais convenientes para a condução do navio. Um critério natural para esta seleção é a de escolher o par que minimiza a potência do motor para cada velocidade do navio. Geralmente, isto é obtido para um determinado passo, que é o de projeto do hélice porque a sua eficiência é máxima nesta condição. Portanto, selecionado o passo, pode-se obter, facilmente, o valor da rotação do hélice através da Fig. 5.3.1. No entanto, este critério não pode ser aplicado para velocidades

baixas do navio porque, se mantido o passo, obrigaria o motor a operar com a rotação inferior ao mínimo recomendado. Sendo assim, para velocidades reduzidas, poder-se-ia manter a rotação constante e igual `a mínima do motor e alterar o passo. Mas, no caso do navio em questão, para simplificar o sistema de controle, decidiu-se adotar a rotação do modo gerador como a mínima, uma vez que o seu valor é relativamente próximo da rotação mínima do motor especificado pelo fabricante. O par rotação e passo do hélice escolhido desta maneira, em função da velocidade do navio, é mostrado na Fig. 5.3.2, onde está indicado que o modo gerador está contido no modo 2MD e a superposição, para um determinado intervalo, do modo 1MD com 2MD. A coincidência dos valores de rotação e passo do hélice entre o modo gerador e 2MD tende a simplificar o sistema de controle, bem como a própria condução do navio, uma vez que o acionamento ou não dos geradores não afeta o sistema propulsor.

Uma vez selecionados a rotação e o passo do hélice, a posição da cremalheira e a rotação do motor correspondentes podem ser obtidos a partir do conjunto de equações (5.3.1). A etapa seguinte é a definição dos valores a serem enviados ao regulador de velocidade do motor diesel e ao atuador do passo. Para isto tornam-se necessários os modelos matemáticos destes elementos. O modelo do regulador de velocidade é dado por (Morishita e Brinati, 1990):

$$FR = \frac{N_D{}^2 - N_m{}^2}{\beta_1 - \beta_2 N_m{}^2} \qquad (5.3.2)$$

onde

N_D é a rotação demandada;

β_i, $i = 1,2$ são constantes.

A rotação demandada é o sinal a ser enviado ao regulador de velocidade do motor Diesel e pode ser facilmente determinada a partir da equação (5.3.2). Convém ressaltar que os valores de rotação demandada e da rotação real do motor diferem ligeiramente, e isto se deve ao "droop" do regulador.

O atuador do passo é um posicionador hidráulico e o seu modelo matemático (Morishita, 1982a) está mostrado na Fig. 5.3.3. Através desta figura é possível

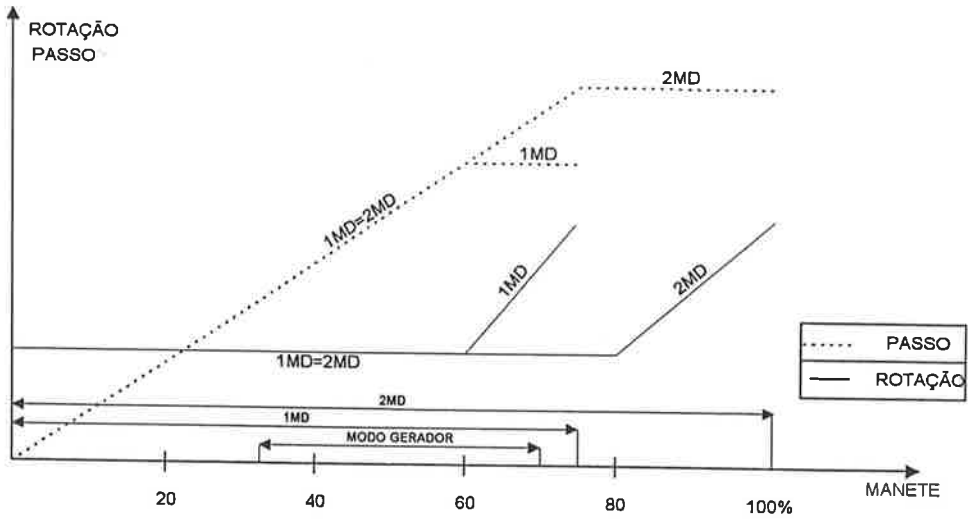


Fig. 5.3.2 Rotação e passo do hélice selecionados

verificar que, em regime permanente, não há desvio entre o sinal de entrada e de saída e, portanto, o passo demandado é igual ao passo definido na Fig. 5.3.2.

Os valores de rotação e passo demandados determinados em função da velocidade do navio são chamados de programas. Na prática, nestes programas a velocidade do navio é substituída pela posição percentual da manete admitindo-se uma relação linear entre elas. Desta forma, o bloco de referência contém valores de rotação demandada e passo demandado para os modos 1MD e 2MD. Doravante, os sinais que saem destes blocos serão denominados de rotação demandada de referência e passo demandado de referência.

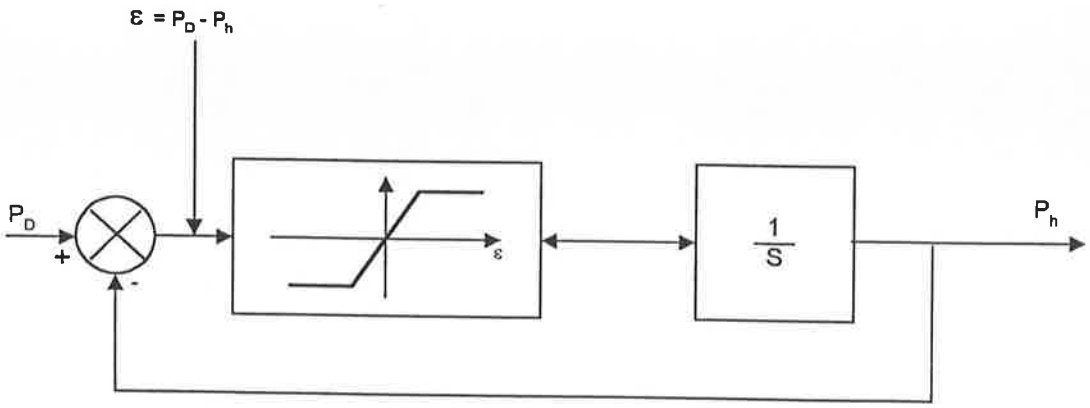


Fig. 5.3.3 Modelo do atuador do passo

Para velocidades negativas do navio também é necessário definir programas de rotação demandada e passo demandado, sendo que este último tem valores negativos. Para esta situação, em vista da inexistência da equação de resistência ao avanço do navio, selecionam-se os valores de rotação demandada e passo demandado baseado em controles semelhantes.

5.3.2 FILTROS

Conforme referido anteriormente, os valores demandados estão diretamente associados `a posição da manete e como ela pode ser movimentada bruscamente, há que se introduzir filtros logo após o bloco de referência para evitar que sinais com taxas excessivas de variação alcancem os atuadores finais.

O filtro padrão utilizado nestes casos está mostrado através de diagrama de bloco na Fig. 5.3.4. Matematicamente ele é expresso por:

$$N_D(s) = \frac{\gamma_1}{s} N_{DR}(s) \qquad \text{para } \varepsilon \geq \varepsilon_1 \qquad (5.3.3a)$$

$$N_D(s) = \frac{\gamma_1}{\varepsilon_1 s + \gamma_1} N_{DR}(s) \qquad \text{para } 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_2 \qquad (5.3.3b)$$

$$N_D(s) = \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2 s + \gamma_2} N_{DR}(s) \qquad \text{para } \varepsilon_2 \leq \varepsilon < 0 \qquad (5.3.3c)$$

$$N_D(s) = -\frac{-\gamma_2}{s} N_{DR}(s) \qquad \text{para } \varepsilon < \varepsilon_2 \qquad (5.3.3d)$$

$$\varepsilon = N_{DR}(s) - N_D(s)$$

onde:

N_{DR} é a rotação demandada de referência;

γ e ε são constantes e estão definidas na Fig. 5.3.4.

As equações (5.3.3) revelam que o filtro opera como um atraso de 1ª ordem nos intervalos definido pelas equações (5.3.3b) e (5.3.3c), e como um integrador para as demais condições. A constante γ é denominado de taxa de variação. Os ganhos deste filtro dependem das características dinâmicas do elemento a ser

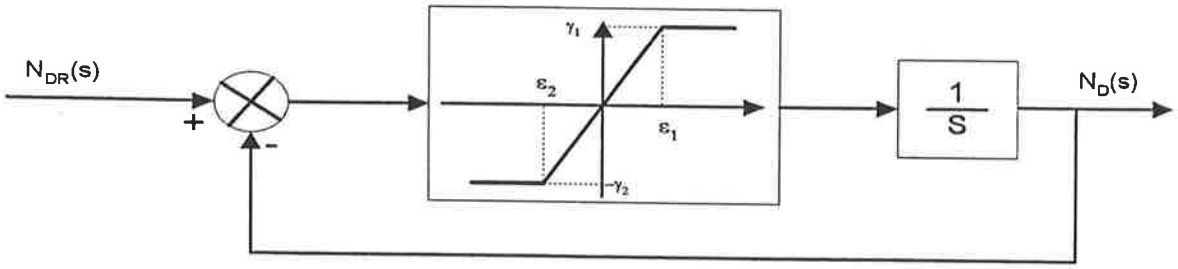


Fig. 5.3.4 Diagrama de bloco do filtro

controlado e também do desempenho global que se deseja do sistema. No caso dos motores Diesel, os ganhos são mantidos constantes durante a aceleração ou desaceleração do navio. Já no controle do passo, as taxas de variação do passo são variáveis e são definidas pelo bloco do controle de carga, mostrado a seguir.

5.3.3 CONTROLE DE CARGA DO MOTOR DIESEL

Os motores Diesel de uma instalação propulsora devem ser protegidos contra sobrecargas para diminuir o risco de avaria e prolongar a sua vida útil. Esta proteção deve ocorrer não só em regime permanente, como também durante o regime transitório, isto é, aceleração ou desaceleração do navio.

A maneira mais simples de observar a carga de um motor Diesel é através da posição da cremalheira e da sua rotação, uma vez que elas estão diretamente associadas `a potência. No caso de instalação propulsora com hélice de passo fixo, a sobrecarga só pode ser aliviada diminuindo-se a rotação do motor. Mas, como no caso em questão, a instalação possui hélice de passo variável, pode-se atuar convenientemente no atuador do passo para controlar a carga sobre o motor Diesel.

Para desenvolver o controlador de carga é necessário definir, inicialmente, uma linha de referência para a posição da cremalheira em função da rotação do motor Diesel. Esta linha pode ser baseada na potência máxima contínua do motor e ela indica o limite de operação segura do motor. O princípio básico do controlador consiste em alterar a taxa de variação, ou mesmo diminuir o passo em função da distância da cremalheira `a linha de referência. Para isto, a região de operação do motor Diesel delimitado pela rotação e posição da cremalheira, respectivamente,

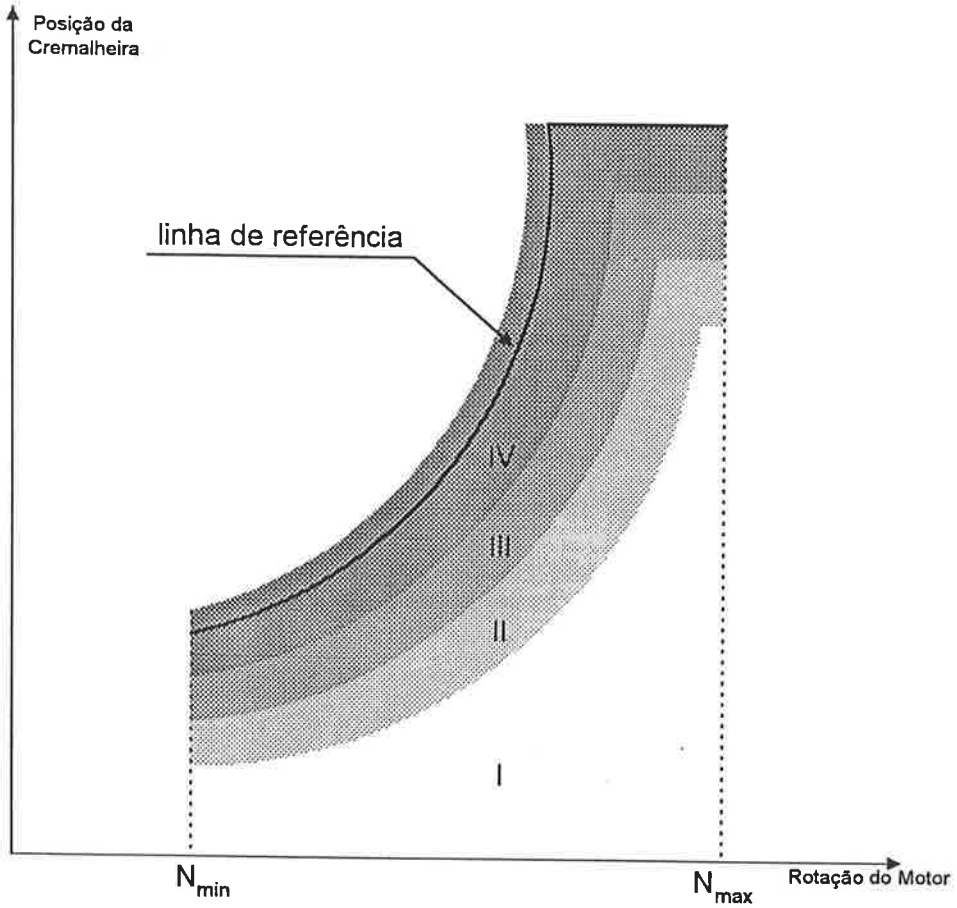


Fig. 5.3.5 Divisão da faixa de operação do motor para o controlador de carga

pelas equações (5.3.1d) e (5.3.1e), é dividida em 4 faixas, tal como mostrada na Fig. 5.3.5, sendo que as leis de controle são:

1) na faixa I a taxa de variação do passo é constante e igual `a máxima;

2) na faixa II altera-se a taxa de variação do passo, que é tanto menor quanto mais próxima a posição da cremalheira estiver da linha de referência;

3) na faixa III a taxa de variação do passo é nula e o valor do passo é mantido constante e igual ao seu último valor.

4) na faixa IV impõe-se uma redução no valor do passo com uma taxa crescente na medida que a posição da cremalheira se aproxima ou mesmo ultrapassa a linha de referência.

Convém reparar que as leis das faixas I, II e III só são efetivas durante o regime transitório, isto é, se houver solicitação de mudança de passo. Já a faixa IV é efetiva tanto no regime transitório como no permanente.

As leis de controle descritas acima requerem a realimentação dos sinais da rotação e da posição da cremelheira dos motores. Como pode haver diferença na leitura da posição das cremalheiras, é prudente aplicar a lei de controle utilizando aquela que for maior. A linha de referência é arbitrária. Quanto menor os valores de referência, maior é a proteção do motor, embora, isto sacrifique o total aproveitamento da sua potência. O caso contrário, isto é, o aumento do valor de referência, implica em maior tendência de sobrecarga mas com melhor aproveitamento da potência do motor.

Conforme será mostrado na seção 5.4, o controle de carga cumpre um papel importante nas manobras de aceleração e desaceleração do navio, porque nos dois casos há uma tendência de sobrecarga do motor, quando a velocidade do navio é baixa. Isto ocorre porque durante os momentos que a velocidade é baixa procura-se operar com rotação alta e aumentar o passo do hélice, o que acaba resultando em um torque elevado do propulsor.

Vale comentar aqui que quando o motor principal é turbina a gás, não se aplica mais a lógica de controle de carga do motor Diesel. Isto porque uma das variáveis de controle neste caso é a injeção de combustível e a turbina a gás requer sempre uma passo mínimo do hélice para evitar a sobre-elevação da rotação. Desta forma há que se implementar uma lei onde a variável de controle da turbina a gás seja dependente do passo do hélice (Morishita e Brinati, 1984).

5.3.4 DIVISÃO DE CARGA

Em uma instalação propulsora combinada onde está prevista a operação conjunta de dois motores, há que se implementar uma lei de controle para garantir a divisão equalitária da carga, evitando com isso o arrasto de um motor pelo outro. Para isto, a rigor, o controlador deveria se basear na leitura da carga obtida através de um torquímetro instalado no eixo de cada motor. No entanto, isto tenderia a encarecer o sistema de controle. No caso da instalação propulsora CODAD, uma

alternativa mais simples é obtida admitindo que a carga dos motores, para cada rotação, só depende da posição da cremalheira. Com esta hipótese, pode-se desenvolver uma lei de controle, admitindo que a posição da cremalheira de um dos motores (denominado de mestre) é a referência para o outro (denominado de escravo) e, em havendo diferença, alterar o valor da rotação demandada do motor escravo. Na Fig. 5.3.6 é mostrado o esquema geral do controlador de carga. A lei de controle é um PI (proporcional+integral) com zona morta para evitar atuação sobre erros de pequena amplitude próximos a referência. Os ganhos são variáveis e o sinal de saída do controlador PI é limitado superior e inferiormente, uma vez que este sinal é um termo corretivo e, portanto, a sua magnitude não pode ser exagerada. No caso do controle de divisão de carga, é interessante prever também a possibilidade da diferença nas posições da cremalheira ser ocasionada por problemas mecânicos mais sérios. Uma alternativa simples é cancelar o sinal fornecido por este bloco quando a diferença for maior que um determinado valor pré-estabelecido.

5.3.5 CONTROLE DA ROTAÇÃO NO MODO GERADOR

Conforme referido anteriormente, o programa de rotação demandada para o modo 2MD e modo gerador são coincidentes dentro da faixa permissível de reabastecimento. Embora no modo gerador haja um acréscimo de carga sobre os motores Diesel, o regulador de velocidade deveria atuar no sentido de manter a rotação dos motores dentro dos limites de operação requeridos pelo fabricante do gerador elétrico. No entanto, em função dos erros de modelagem e/ou adversidades das condições ambientais, é possível que a rotação real do motor apresente um desvio significativo em relação ao previsto teoricamente, e, consequentemente, inviabilizando a operação no modo gerador. Desta forma, é prudente desenvolver um bloco para manter a rotação do gerador dentro dos limites requeridos. Isto pode ser facilmente implementado, enviando aos dois motores um sinal adicional de rotação demandada, gerado através do controle PI mostrado na Fig. 5.3.6, tendo como referência o valor da rotação do motor no modo gerador, N_{mg}, e como sinal de realimentação a rotação de um dos motores.

5.3.6 MUDANÇA DO MODO DE OPERAÇÃO

Em todas as instalações propulsoras combinadas há que se prever leis de controle para efetuar a mudança do modo de operação do navio (Morishita e Brinati, 1984; Brinati, 1991; Morishita, Brinati, Martins, 1992). Durante esta manobra deve-se procurar manter constantes a rotação do hélice e a velocidade do navio. Isto significa que devem ser previstas leis de controle que garantam a estacionaridade do torque transmitido pelos motores ao eixo propulsor durante toda a manobra de mudança de operação. Estas leis, que envolvem lógicas sequencias, dependem do tipo do motor utilizado (Diesel ou turbina a gás) e também da característica de acoplamento da embreagem. Desta forma, é difícil definir uma lei específica para a mudança de operação. No entanto, é possível estabelecer alguns princípios gerais que podem nortear o projeto de sistemas de controle de instalações propulsoras combinadas.

Conforme mostrado a seguir, para uma instalação CODAD, a passagem suave de um modo de operação para outro consiste em alterar a rotação demandada e/ou passo demandado com taxas apropriadas. Em princípio, deve-se tentar utilizar as taxas definidas com as manobras de aceleração e desaceleração, doravante denominadas de normais, e verificar se ocorrem alterações excessivas na rotação do hélice e na velocidade do navio. Se este for o caso, taxas específicas devem ser definidas para as manobras de mudança de operação.

A discussão continuará sendo baseado no navio tanque. Mas, antes de

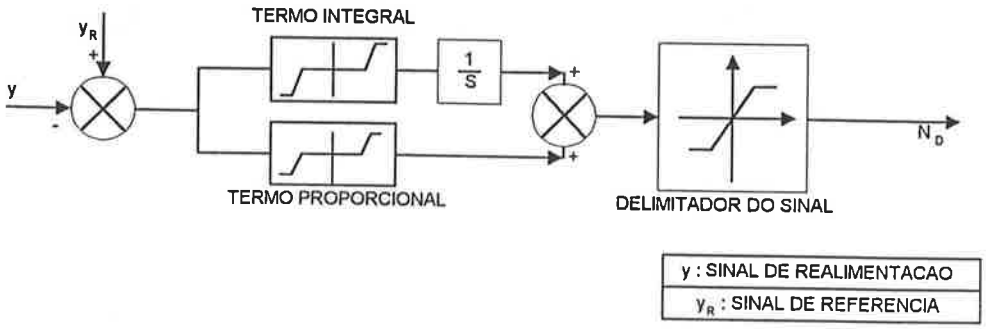


Fig. 5.3.6 Esquema do controlador Proporcional+Integral

prosseguir, deve-se salientar que o acoplamento das embreagens ED1 e ED2 requerer uma diferença de rotação entre os seus eixos de saída (acoplado a engrenagem redutora) e de entrada (acoplado ao motor). Esta característica impõe uma determinada lógica de controle. É admitido que toda manobra de mudança do modo de operação é iniciada com o navio em regime permanente. A seguir, são apresentados procedimentos para garantir a suavidade na mudança do modo de operação de 1MD para 2MD e vice-versa .

a) mudança de 1MD para 2MD

Para facilitar a explanação será admitido que o motor 1 está inicialmente em marcha lenta e o navio está operando com o motor 2. As principais etapas para esta mudança de operação são:

1) aceleração do motor 1 até a rotação de engate na embreagem. Como o motor está sem carga, deve-se verificar se a taxa de variação da rotação demandada acarreta sobre-elevação da rotação. Convém ressaltar que, devido `a exigência da diferença de rotação entre os eixos, a rotação demandada enviada ao motor 1 nesta etapa é inferior `a do motor 2.

2) atingida a rotação de engate haverá um regime transitório na embreagem, caracterizado, inicialmente, pelo enchimento do fluido hidráulico, e posteriormente, com o escorregamento entre o eixo de entrada e de saída até o engate completo da embreagem. A transmissão de torque passa a ocorrer com o início do escorregamento, sendo que, durante este período, o motor 2 tende a arrastar o motor 1.

3) uma vez travada a embreagem tem início, de fato, o processo de transferência de carga, com o aumento paulatino da rotação demandada do motor 1 até igualar com a do motor 2. Recomenda-se aplicar a taxa normal para a variação da rotação demandada. Também neste período o motor 2 tende a arrastar o motor 1.

4) Uma vez igualada as rotações demandadas, deve-se mudar a rotação e passo demandado para o modo 2MD para garantir a manutenção da velocidade do navio. No entanto, esta mudança só pode ser iniciada a partir do instante em que os dois motores estiverem absorvendo a mesma

carga. E necessário, portanto, identificar de algum modo este instante. Um procedimento para isto é através da comparação das posições das cremalheiras dos dois motores: se a diferença entre eles for menor que um determinado valor pré-estabelecido admite-se que está completado o processo de transferência de carga. Novamente, deve-se verificar a conveniência de aplicar as taxas normais, tanto da rotação como do passo demandados, para mudança do programa.

b) mudança do modo 2MD para 1MD

Neste caso, deve-se, inicialmente, transferir a carga do motor a ser de-selecionado para o remanescente para, depois, desconectar a sua embreagem. A seguir são mostradas as principais etapas desta manobra admitindo-se que o motor a ser de-selecionado é o 1. Convém ressaltar que, antes de iniciar esta manobra, é fundamental que a manete esteja numa posição compatível com o modo 1MD.

1) Estando no modo 2MD, a rotação e o passo demandados devem ser alterados para o modo 1MD. Nesta operação, dependendo da posição da manete, podem ocorrer variações excessivas na velocidade do navio se forem utilizadas as taxas normais. Recomenda-se assim, examinar a necessidade de definir taxas especiais para esta etapa da manobra.

2) uma vez atingido o regime permanente, pode-se de-selecionar o motor 1. Mas, isto não pode ser efetuado abruptamente. Para garantir uma transição suave de torque, deve-se reduzir adequadamente a rotação demandada deste motor para transferir a sua carga para o motor 2 de modo paulatino, e, posteriormente, desconectar a embreagem. Isto exige um critério para definir o instante em que se completa a transferência de carga. O procedimento mais simples para determinar este instante é através da posição da cremalheira, desconectando a embreagem quando ela for menor que um determinado limite inferior. Nesta fase da manobra é importante selecionar um valor adequado para a taxa de redução da rotação demandada do motor de-

selecionado, pois dela depende a suavidade da transição. No caso do navio-tanque foi necessário definir taxas especiais para a de-seleção do motor.

5.4 SIMULAÇÃO DINÂMICA E SELEÇÃO DOS GANHOS

Na seção anterior foi apresentada a estrutura geral do controlador para uma instalação propulsora CODAD. No entanto, não foram definidos os seus ganhos. Isto é efetuado tentativamente, analisando-se os resultados obtidos com a simulação dinâmica. As manobras típicas simuladas para este tipo de problema são geralmente a aceleração máxima e parada brusca. No caso em questão devem ser incluídos, adicionalmente, testes específicos para definir ganhos do controlador de carga, da rotação do motor no modo gerador e também da mudança do modo de operação.

5.4.1 MODELO MATEMÁTICO DO CONJUNTO CONTROLADOR-SISTEMA PROPULSOR

Na Fig. 5.4.1 é mostrado o esquema geral do sistema propulsor juntamente com o controlador que foi utlizado para a simulação dinâmica. Detalhes da estrutura do controlador é mostrada na Fig. 5.4.2. O bloco mudança de operação é lógico e está mostrado em forma de diagrama nas Figs. 5.4.3a e 5.4.3.b. No estudo de controle admite-se que o movimento do navio é retilínio, sem a presença de corrente, e a equação de avanço é independente dos demais movimentos. O modelo matemático utilizado na simulação sob estas hipóteses consiste das seguintes equações:

$$M\frac{dV_n}{dt} = T_h(P_h, N_h, V_n)(1-\bar{t}) - R_n(V_n)$$

$$2\pi J_p \frac{dN_h}{dt} = [Q_{m1}(FR_1, N_m) + Q_{m2}(FR_2, N_m)]RR - Q_h(P_h, N_h, V_n) - Q_r(N_h) - Q_e(N_h) -$$

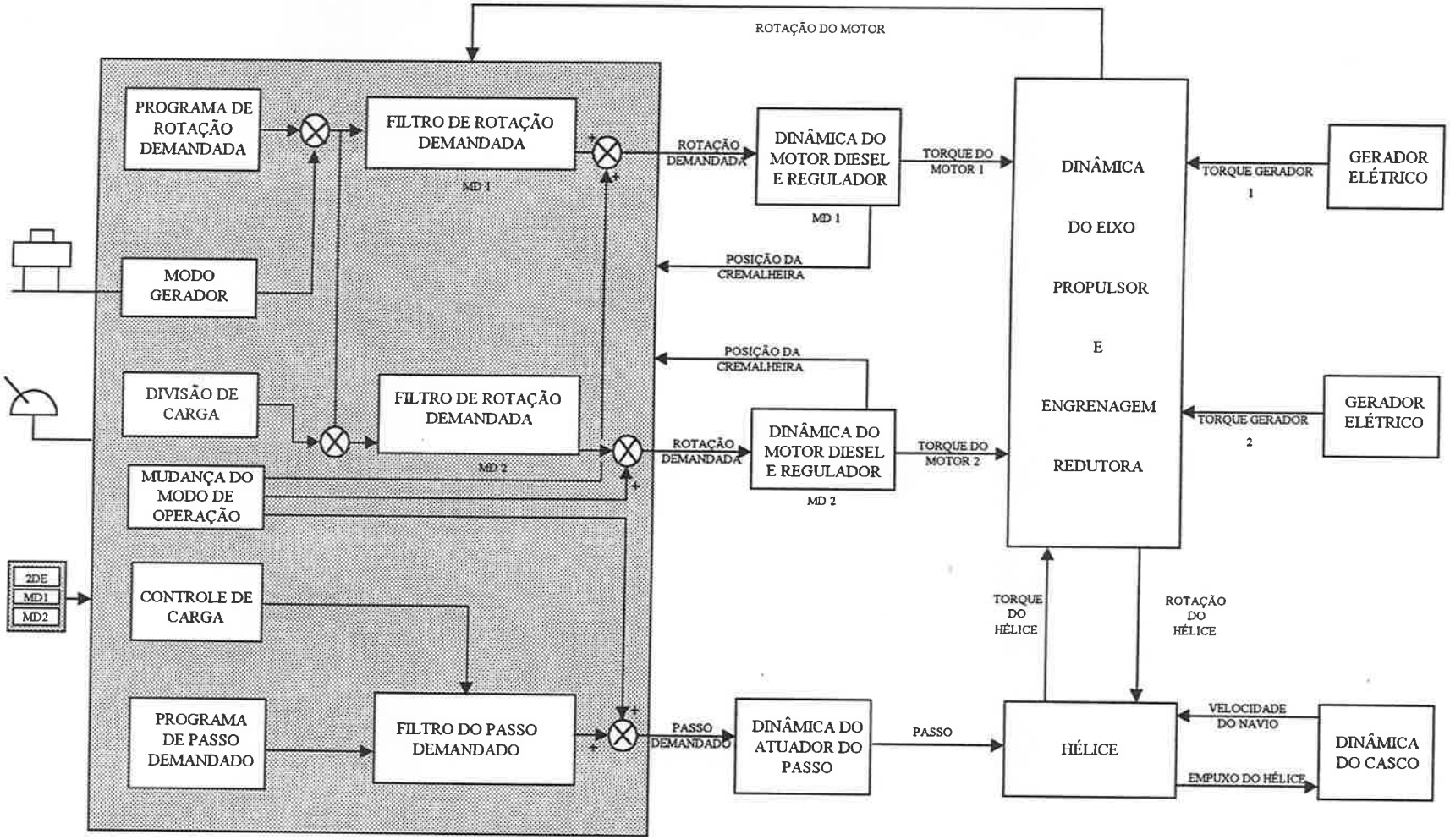


Fig. 5.4.1 - DIAGRAMA DE BLOCO DO CONJUNTO CONTROLADOR - SISTEMA PROPULSOR

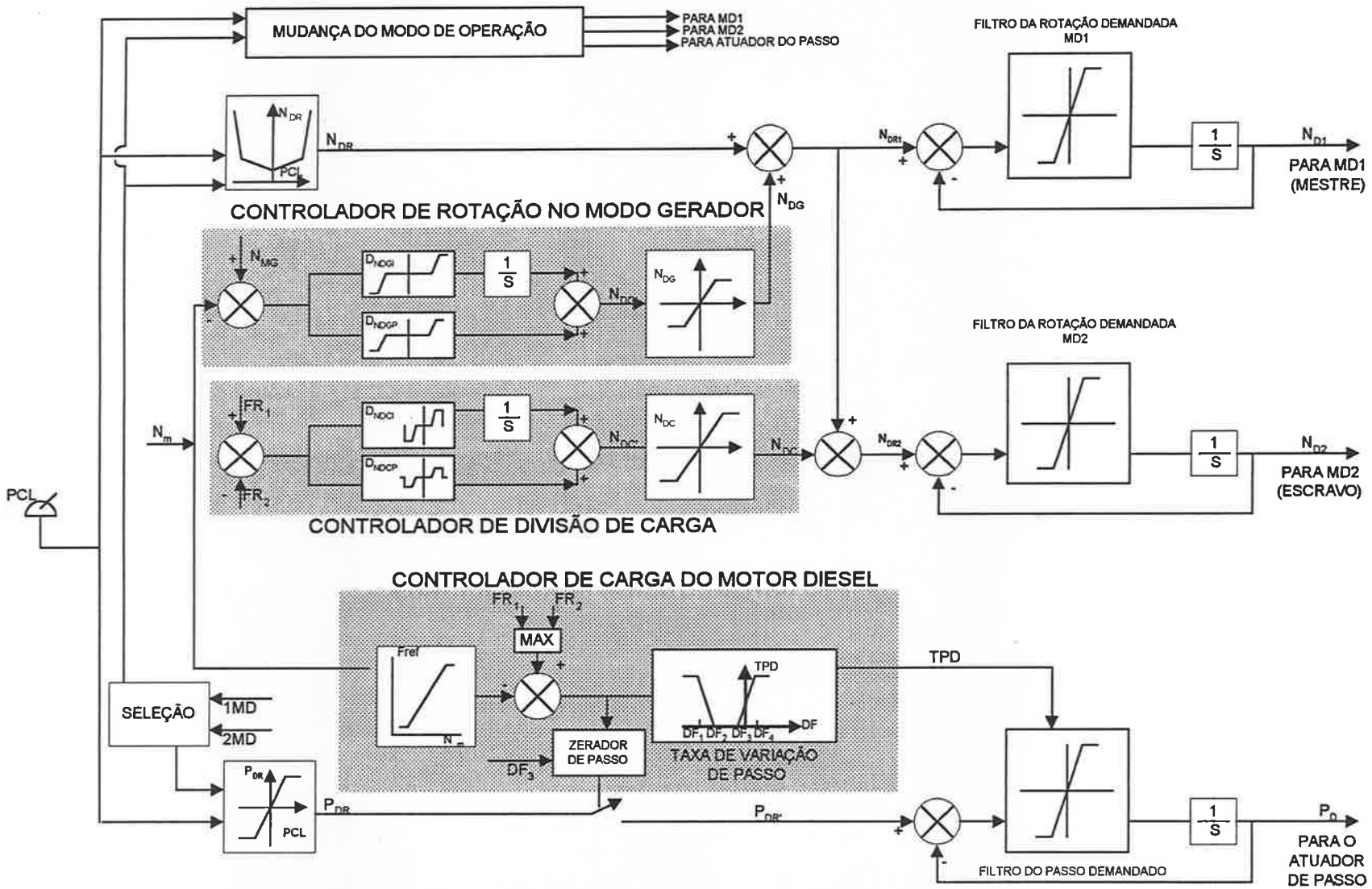


Fig. 5.4.2 - DIAGRAMA DE BLOCO DO CONTROLADOR

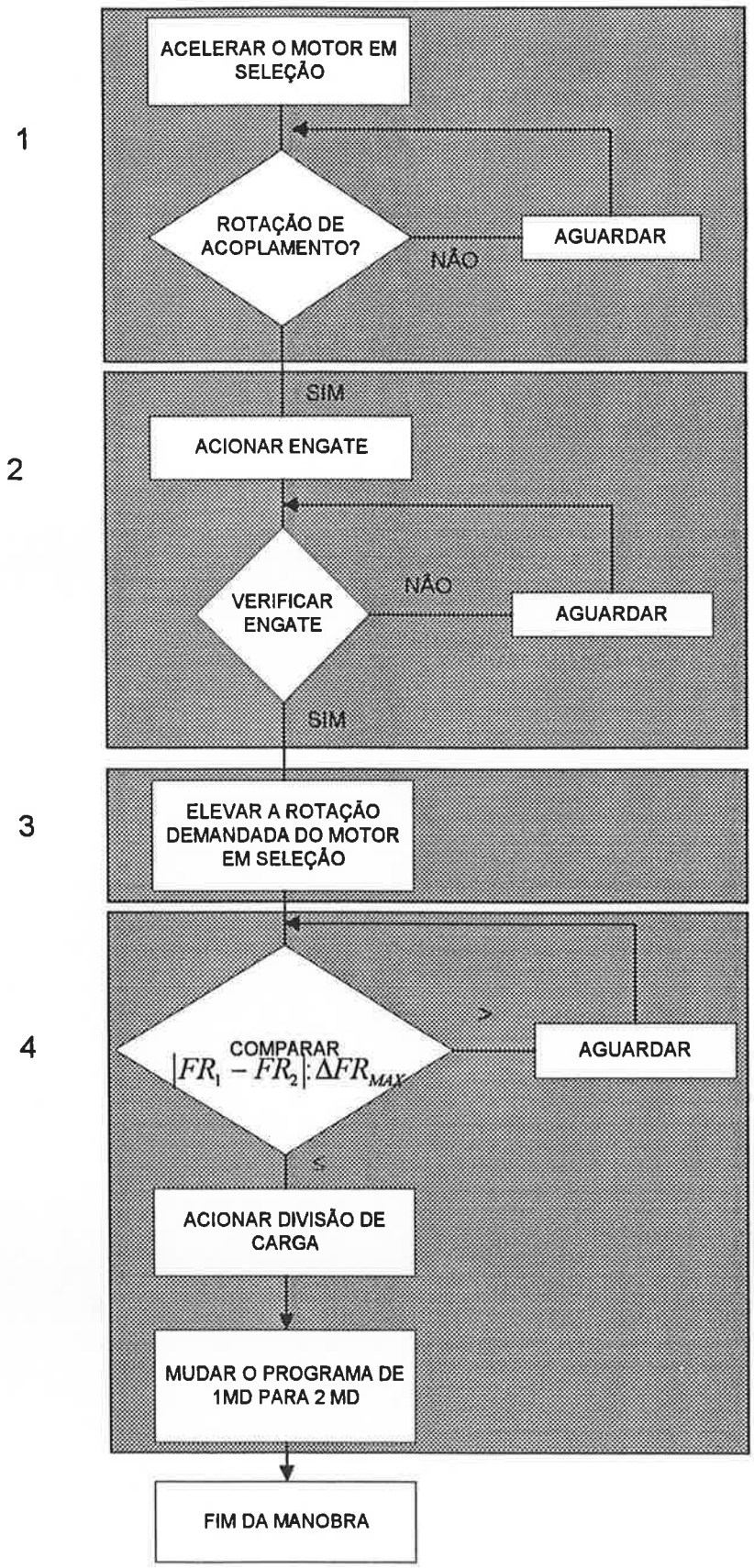


Fig. 5.4.3a ESQUEMA DA MUDANÇA DE 1MD PARA 2MD

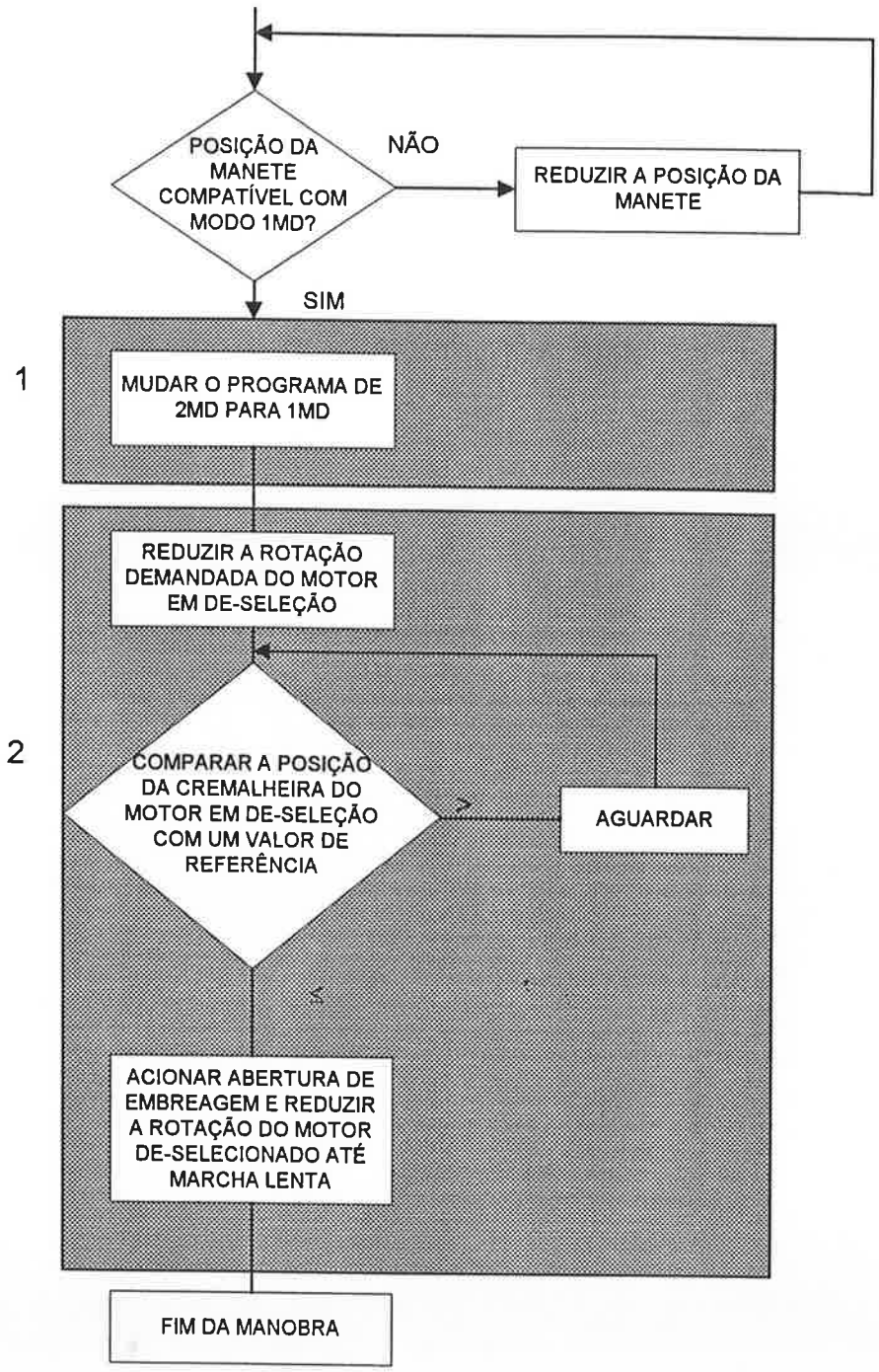


Fig. 5.4.3b ESQUEMA DA MUDANÇA DE 2MD PARA 1MD

$$\frac{dFR_i}{dt} = \frac{FR'_i - FR_i}{T_i} \qquad i = 1,2$$

$$FR''_i = \frac{N_{D_i}{}^2 - N_m{}^2}{\beta_{1,i} - \beta_{2,i} N_m{}^2} \quad , \quad i = 1,2$$

$$FR'_i = \begin{cases} FR''_i & \text{se } FR''_i \le FR_{\max}(N_m) \\ FR_{\max}(N_m) & \text{se } FR''_i > FR_{\max}(N_m) \end{cases} \qquad i = 1,2$$

$$\frac{dN_{Di}}{dt} = f(N_{DRi}, N_{Di}) \qquad i = 1,2$$

$$\frac{dP_D}{dt} = f(P_{DR}, TPD, P_D)$$

$$\frac{dN_{DCI}}{dt} = f(FR_1, FR_2)$$

$$\frac{dN_{DGI}}{dt} = f(N_m, N_{mg})$$

$$N_{DC} = f(N_{DCI}, N_{DCP})$$

$$N_{DG} = f(N_{DGI}, N_{DGP})$$

$$N_{DR1} = N_{DR} + N_{DG};$$

$$N_{DR2} = N_{DR} + N_{DG} + N_{DC};$$

$$N_{DR} = f(PCL);$$

$$N_{DPG} = f(N_m)$$

$$N_{DCP} = f(FR_1, FR_2);$$

$$P'_{DR} = P_{DR} \text{ ou } 0;$$

$$P_{DR} = f(PCL);$$

$$TPD = f(Nm, FR_1, FR_2)$$

onde:

M é a massa virtual do navio;

J_p é o momento de inércia virtual do sistema propulsor, englobando massas rotativas dos motores, redutor, geradores de eixo e hélice incluindo o efeito de massa adicionada;

N_{mg} é a rotação nominal do motor Diesel no modo gerador ;

N_{DC} é o sinal de saída do controlador de divisão de carga ;

N_{DG} é o sinal de saída do controlador de rotação do motor Diesel no modo gerador ;

N_{DR} é a rotação demandada de referência ;

P_{DR} é o passo demandado de referência

TPD é a taxa de variação do passo ;

$N_{DCI}, N_{DGI}, N_{DCP}$ e N_{CGP} estão definidas na Fig. 5.4.2;

PCL é a posição da manete.

Convém destacar que, no controlador de carga, $DF \leq DF_1$, $DF_1 < DF \leq DF_2, DF_2 < DF \leq DF_3$ e $DF_3 < DF$ correspondem, respectivamente, às faixas I, II, III e IV da figura 5.3.5.

As equações acima são utilizadas para a simulação das manobras de aceleração, desaceleração e avaliar o comportamento no modo gerador. Para o estudo de mudança do modo de operação devem ser acrescentadas as seguintes equações:

$$2\pi J_m \frac{dN_m}{dt} = Q_m(FR, N_m) - Q_{oc}$$

$$2\pi J_1 \frac{dN_h}{dt} = Q_m(FR, N_m)RR - Q_c - Q_h(P_h, N_h, V_n) - Q_r(N_h) - Q_e(N_h)$$

$$2\pi J_m \frac{dN_m}{dt} = Q_{cr} + Q_m(FR, N_m) - Q_{oc}$$

$$\frac{Q_c}{RR} = \begin{cases} 0 & para \quad t \le t_s; \\ \frac{Q_{c0}}{T_{c0}}(t - t_s) & para \quad 0 < t - t_s < T_{c0} \\ Q_{c0} & para \quad t - t_s \ge T_{c0} \end{cases}$$

$$Q_{cr} = \begin{cases} Q_{av} & se \quad Q_{av} \le \frac{Q_c}{RR} \\ Q_c & se \quad Q_{av} > \frac{Q_c}{RR} \end{cases}$$

$$Q_{av} = Q_m(FR, N_m)RR - [Q_r(N_h) + Q(N_h) - Q_h(P_h, N_h, V_n)]$$

onde:

J_m é o momento de inércia que inclui o motor e o eixo de entrada;

Q_{oc} é o torque resistente com a embreagem aberta;

J_1 é o momento de inércia do eixo propulsor no modo 1MD;

Q_c é o torque líquido do motor que está em operação e que pode ser utilizado para acelerar o motor a ser selecionado;

Q_{cr} é o torque transmitido através da embreagem para o motor a ser selecionado;

Q_{c0} é uma constante;

t_s é o tempo de acoplamento;

T_{c0} é o tempo total de escorregamento;

Os valores de rotação demandada e passo demandado, bem como os ganhos dos diversos blocos de controle, estão apresentados em Morishita e Brinati(1990). O modelo matemático do sistema propulsor e o controlador pode ser complementado pela equação que calcula o espaço percorrido S, isto é,

$$S = \int_o^t V_n dt$$

5.4.2 SELEÇÃO DOS GANHOS

Conforme referido anteriormente, a seleção dos ganhos do controlador é efetuada analisando-se os resultados da simulação dinâmica de algumas manobras típicas. Implicitamente, trata-se de um método de busca onda predomina a heuristica na busca da solução. Como orientação, são sugeridas a seguir, algumas diretrizes para nortear a escolha dos ganhos do filtro da rotação e passo demandados, controle de carga, divisão de carga e controle da mudança do modo de operação. A apresentação destas diretrizes é baseada na simulação das manobras de aceleração rápida, parada brusca e mudança do modo de operação.

No controlador comparecem os blocos dos filtros da rotação e passo demandado, cujo esquema foi mostrado na Fig. 5.3.4. Neste trabalho é admitido para os dois filtros que:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \bar{\varepsilon}$$

$$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$$

a) aceleração máxima

A aceleração máxima é uma das manobras típicas de simulação para o projeto de controle de uma instalação propulsora e consiste em aumentar a velocidade do navio desde o seu repouso até o seu valor máximo no menor tempo possível. Com este tipo de manobra são selecionados os ganhos dos filtros da rotação demandada e do passo demandado e também do controle de carga do motor Diesel. No caso da instalação CODAD a simulação deve ser efetuada, inicialmente, para o modo 2MD, e, uma vez selecionado os ganhos, verificar o desempenho do controlador para o modo 1MD.

A primeira idéia para obter a aceleração máxima seria aumentar a rotação e o passo do hélice na maior taxa possível. No entanto, a experiência tem mostrado que isto não leva aos melhores resultados porque, embora a rotação do hélice atinja rapidamente o seu valor final, o torque do hélice, devido `a baixa velocidade do navio nos instantes iniciais, tende a ser maior que o torque fornecido pelo motor. Este fato tende a sobrecarregar os motores e, consequentemente, o controlador de

carga tende a atuar de modo excessivo provocando oscilações indesejáveis na dinâmica do passo.

Como procedimento geral, é interessante fixar os ganhos do filtro da rotação demandada e alterar os ganhos do controle de carga, mormente a taxa de variação máxima do passo. No caso do filtro de rotação demandada o parâmetro $\bar{\varepsilon}$ é escolhido como fração da excursão máxima da posição da cremalheira, sendo geralmente em torno de 1% a 5%. Já quanto a γ sugere-se utilizar a taxa máxima de variação da rotação demandada sugerida pelo fabricante do motor Diesel. Os parâmetros de controle da carga que devem ser selecionados são DF_i e TPD, que define a taxa de variação do passo. Para o filtro do passo demandado tem-se que o valor de γ coincide com TPD e o parâmetro $\bar{\varepsilon}$ é de 1% a 5% da excursão total do passo. O desempenho é avaliado pela resposta do nível de sobrecarga e rotação dos motores Diesel, o comportamento da curva do passo, o empuxo máximo e, marginalmente, a distância percorrida e o tempo até atinjir a velocidade máxima. Com a abordagem utilizada, a seleção final dos ganhos é subjetiva. Alternativamente, poder-se-ia estabelecer um índice de desempenho para a escolha dos ganhos mas, em virtude do número de parâmetros a serem analisados, este tipo de abordagem não parece ser vantajoso.

Nas Figs. 5.4.4 estão mostrados os resultados de simulação para aceleração máxima no modo 2MD com os ganhos selecionados em Morishita e Brinati (1990). Convém observar que a rotação do motor, após atingir o seu valor nominal, é praticamente constante, a posição da cremalheira está sempre abaixo da linha de referência, e que o controle de carga trabalha satisfatoriamente, na medida em que o passo é aumentado com taxas diferentes, porém sem exibir oscilações.

b) parada brusca

A outra manobra típica utilizada para a seleção dos ganhos do controlador é a parada brusca, que consiste em parar o navio a partir da sua velocidade máxima. Em princípio, pode-se selecionar ganhos independentes para a aceleração máxima e parada brusca. Mas, como isto tende a tornar mais complexa a lógica de controle, é preferível especificar os mesmos ganhos para ambas as manobras. Sendo assim,

deve-se, inicialmente, verificar o desempenho do controlador na manobra de parada brusca com os ganhos definidos através da manobra de aceleração máxima. Se o desempenho não for considerado satisfatório, deve-se definir novos ganhos que atendam as duas manobras.

Neste tipo de manobra a experiência tem mostrado que o melhor desempenho é obtido quando a rotação do motor é mantida constante e reverte-se o passo. Isto significa que a atenção do projeto do controlador deve recair sobre os ganhos do controle de carga onde é definida a taxa de variação do passo.

Na manobra de parada brusca é comum utilizar a distância percorrida como um índice para comparar o desempenho de diferentes ajustes de controle. No entanto, este índice deve ser analisado conjuntamente com outros parâmetros.

Nas Fig. 5.4.5 são mostrados os resultados de parada brusca. A rotação do hélice manteve-se praticamente constante e o controle de carga atuou convenientemente alterando a taxa de variação do passo, evitando que a posição da cremalheira ultrapassasse a linha de referência. O navio parou em cerca de 190 s percorrendo uma distância de 8,4 vezes o comprimento do navio que é aceitável para este tipo de embarcação.

c) mudança do modo de operação de 1MD para 2MD

Durante o estudo da mudança do modo de operação deve-se analisar, além do comportamento da velocidade do navio e da rotação do hélice, os torques dos motores, pois são eles que garantem a transição de um modo a outro. Deve-se também procurar ajustar os ganhos de tal modo a não ativar o controle de carga, pois ela tende a alterar o passo e, consequentemente, há a variação na velocidade do navio. Na Fig. 5.4.6 estão mostrados os resultados obtidos com a simulação da mudança do modo de operação de 1MD para 2MD com a manete na posição máxima permissível para o navio operar com um motor Diesel. Por esta figura verifica-se que a rotação do hélice e a velocidade do navio exibem uma variação mínima e que a transferência de carga de um motor para outro ocorre suavemente, sem sobressaltos, mostrando que os ganhos de controle são adequados.

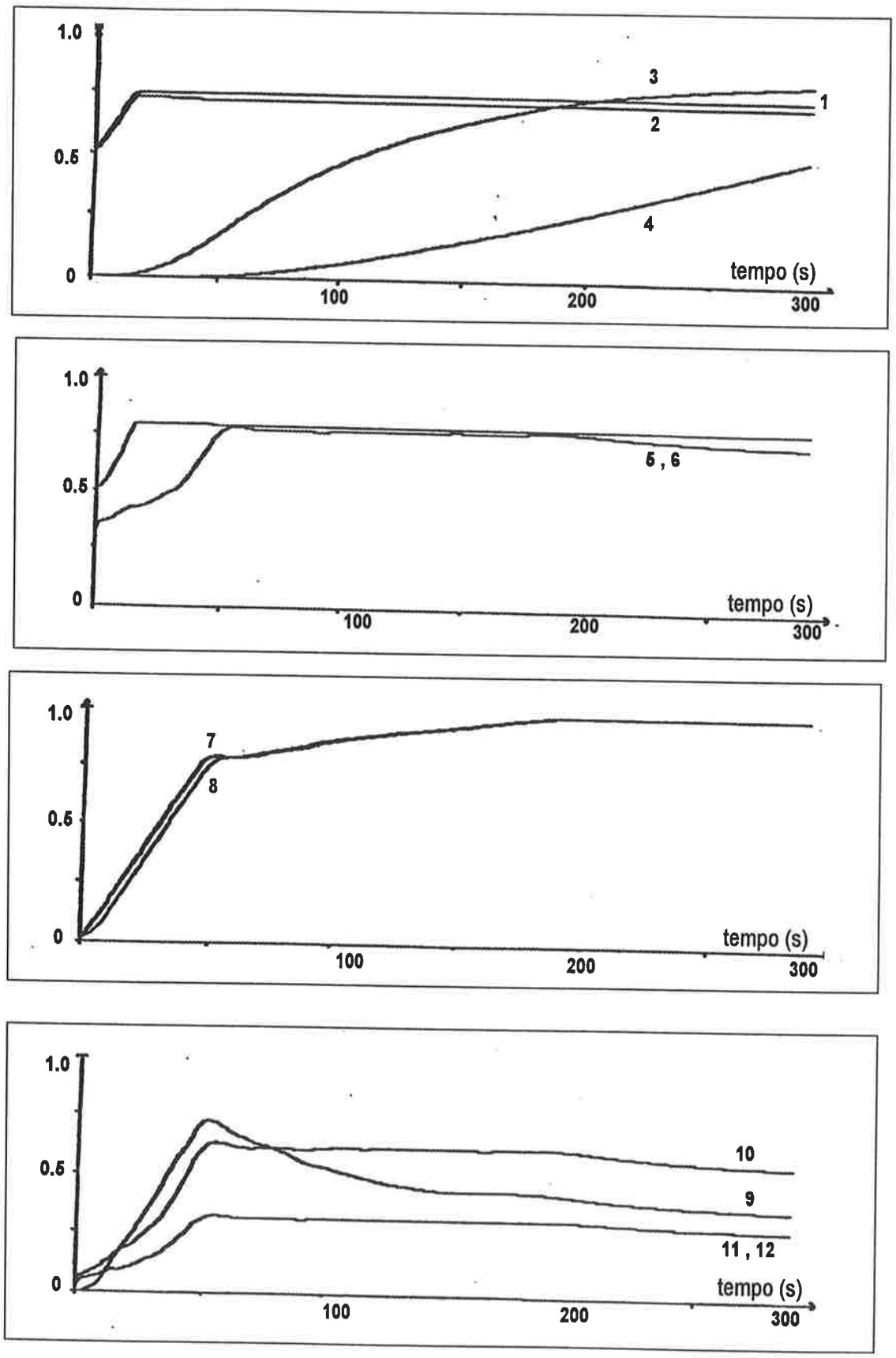


Fig. 5.4.4 - Resultado de Simulação para Manobra de Aceleração Máxima

01 - ROTAÇÃO DEMANDADA,
02 - ROTAÇÃO DO EIXO
03 - VELOCIDADE DO NAVIO
04 - DISTÂNCIA PERCORRIDA
05 - POSIÇÃO DA GREMALHEIRA (BB)
06 - POSIÇÃO DA CREMALHEIRA (BE)
07 - PASSO DEMANDADO
08 - PASSO DO HÉLICE
09 - EMPUXO DO HÉLICE
10 - TORQUE DO HÉLICE
11 - TORQUE DO MOTOR (BB)
12 - TORQUE DO MOTOR (BE)

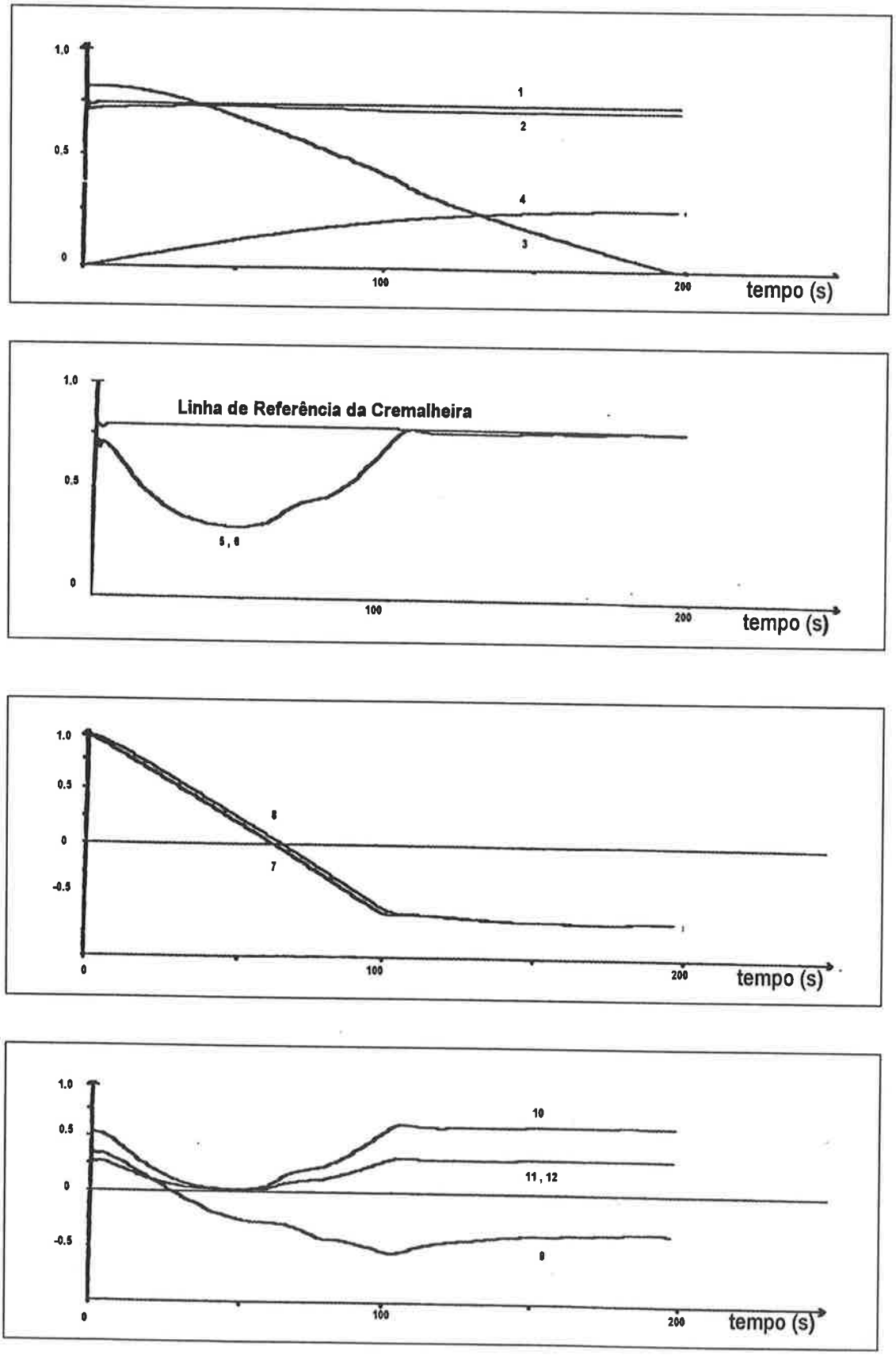
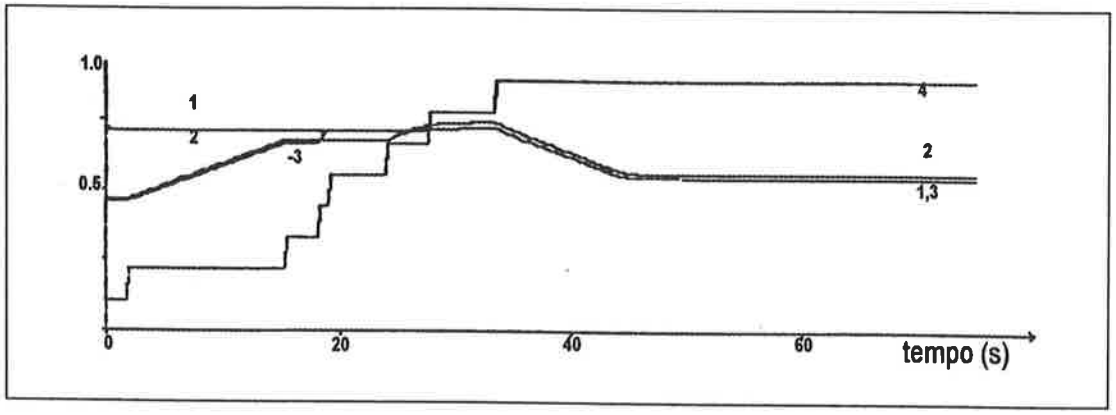
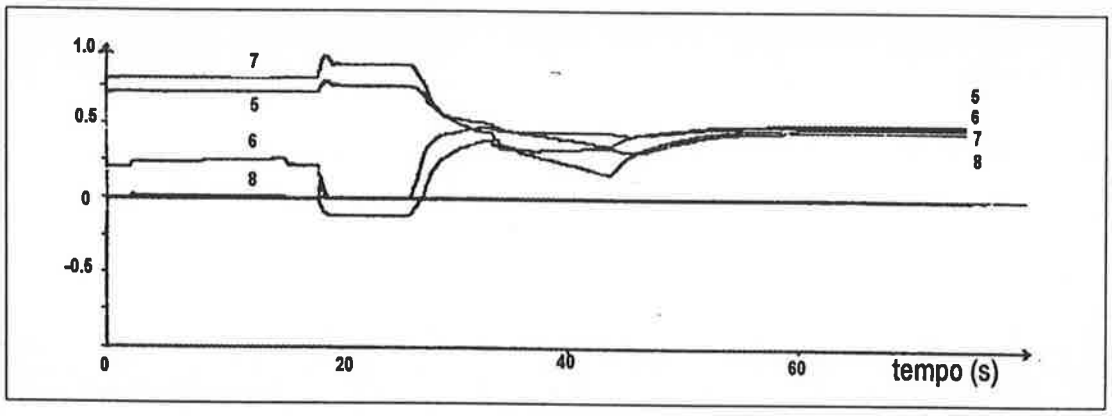


Fig. 5.4.5 - Resultado de Simulação para Manobra de Parada Rápida

01 - ROTAÇÃO DEMANDADA,
02 - ROTAÇÃO DO EIXO
03 - VELOCIDADE DO NAVIO
04 - DISTÂNCIA PERCORRIDA
05 - POSIÇÃO DA GREMALHEIRA (BB)
06 - POSIÇÃO DA CREMALHEIRA (BE)
07 - PASSO DEMANDADO
08 - PASSO DO HÉLICE
09 - EMPUXO DO HÉLICE
10 - TORQUE DO HÉLICE
11 - TORQUE DO MOTOR (BB)
12 - TORQUE DO MOTOR (BE)





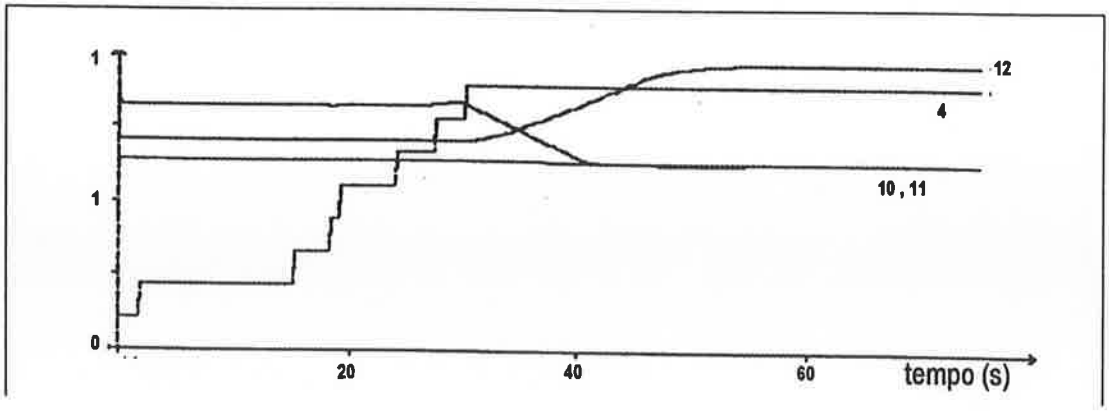


Fig. 5.4.6 - Resultado de Simulação para Manobra de Change-Over

01 - ROTAÇÃO DO MOTOR (BB)
04 - PASSO DA MUDANÇA
07 - TORQUE DO MOTOR (BB)
10 - VELOCIDADE DO NAVIO

02 - ROTAÇÃO DEMANDADA (BE)
05 - POSIÇÃO DA GREMALHEIRA (BB)
08 - TORQUE DO MOTOR (BE)
11 - ROTAÇÃO DO HÉLICE

03 - ROTAÇÃO DO MOTOR (BE)
06 - POSIÇÃO DA CREMALHEIRA (BE)
09 - TORQUE INERCIAL (BE)
12 - PASSO DO HÉLICE

5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.5.1 MONITORAÇÃO

O controlador desenvolvido no Departamento de Engenharia Naval e Oceânica da USP foi implementado e instalado a bordo do navio-tanque. O projeto de controle baseado na técnica de simulação dinâmica exige simplificações e utiliza curvas características que, nem sempre, correspondem fielmente `a realidade. Desta forma o desempenho real do controlador só pode ser averiguado monitorando-se as principais variáveis com o navio em operação. Isto foi efetuado durante as duas provas de mar realizadas pelo navio com o registro das seguintes variáveis:

- posição da manete;
- rotações demandada e real dos dois motores;
- posição da cremalheira dos dois motores;
- passo demandado e real dos dois motores;
- torque no eixo propulsor;

A monitoração da velocidade do navio, embora estivesse prevista, não pode ser concretizada por problemas técnicos no sensor. As variáveis acima indicadas foram registradas para as seguintes condições de operação do navio: em regime permanente, aceleração máxima, parada brusca e mudança do modo de operação. Em Morishita, Brinati e Martins (1991) estão apresentados e analisados todos os resultados obtidos durante as provas de mar.

5.5.2 REGIME PERMANENTE

Os resultados de regime permanente, identificados pela rotação e passo do hélice e posição da cremalheira, mostraram-se satisfatórios quando comparados com os resultados teóricos já que as diferenças constatadas não são relevantes. O controlador do modo gerador mostrou-se extremamente útil, pois, sem a sua

atuação, haveria dificuldades em acionar os geradores elétricos. Constatou-se também que o controlador de divisão de carga operou adequadamente, pois a posição da cremalheira dos dois motores Diesel apresentaram sempre posições próximas.

5.5.3 REGIME TRANSITÓRIO

Os resultados de regime transitório apresentados neste trabalho são referentes a aceleração máxima e parada brusca para o modo 2MD e estão mostrados, respectivamente, nas Figs. 5.5.1 e 5.5.2. A seguir é efetuada uma análise de cada uma das manobras.

a) Aceleração máxima

Para analisar os resultados das Figs. 5.5.1, é interessante compará-los com os mostrados nas Figs. 5.4.4, que são as respostas da mesma manobra obtidas através de simulação dinâmica. A comparação entre as duas figuras revela a boa concordância entre os resultados teóricos e os da prova de mar. As dinâmicas da rotação demandada, rotação do motor e posição da cremalheira apresentam praticamente o mesmo desenvolvimento ao longo do tempo. A evolução do passo também está de acordo com as expectativas e mostra a atuação adequada do controlador de carga pois, enquanto o motor está aliviado, o passo é aumentado com uma determinada taxa e, na medida em que a posição da cremalheira se aproxima do seu valor de referência, a taxa de variação é diminuída e, por alguns instantes, o passo é congelado ou até mesmo diminuído.

b) Parada brusca

Os resultados da parada brusca mostrados nas Figs. 5.5.2 devem ser analisados conjutamente com os mostrados nas Figs. 5.4.5 obtidos através de simulação dinâmica. A comparação das duas figuras indica a boa concordância entre esses resultados. A rotação do motor é mantida constante e a dinâmica da posição da cremalheira dos dois motores é similar `a verificada na simulação. Na Fig. 5.4.5 observa-se que, na simulação dinâmica, houve atuação do controle de

carga durante esta manobra pois, a taxa de variação do passo é alterado quando a posição da cremalheira atinge o seu valor de referência. No entanto, o mesmo não foi observado durante a prova de mar. Uma análise posterior mostrou que isto foi ocasionado por uma diferença no programa de passo demandado utilizado pelo navio e pela simulação. Como consequência a posição da cremalheira não atingiu a sua posição de referência e, consequentemente, não houve necessidade do atuador de carga entrar em ação.

5.5.4 MUDANÇA DO MODO DE OPERAÇÃO.

Neste trabalho são mostrados os resultados da mudança do modo de operação de 1MD para 2MD. Esta passagem, mostrada na Fig. 5.5.3, consiste em acoplar o motor de bombordo ao sistema propulsor que está operando em regime permanente com o motor de boreste. O registro da mudança do modo de operação mostra, inicialmente, a aceleração do motor de bombordo, até em torno de 8 s, quando há o acoplamento na embreagem, que pode ser evidenciado através da súbita mudança da posição da cremalheira do motor de boreste; por dois a três segundos observa-se, através da posição da cremalheira, que o motor de bombordo é arrastado pelo outro e, logo em seguida, tem início o aumento da rotação demandada e consequente absorção da carga, conforme mostra o incremento da posição da cremalheira; a fase transitória da divisão da carga termina em torno de 20 s, quando se inicia a passagem do programa de 1MD para 2MD com alteração da rotação e do passo demandados. Embora não tenha sido registrado, não deve ter ocorrido alteração significativa na velocidade do navio porque, até o vigésimo segundo, a rotação do motor de boreste e, consequentemente a do hélice, e o passo mantiveram-se praticamente estáveis. Comparando as Figs. 5.4.6 e 5.5.3 pode-se concluir que o controlador atuou dentro das expectativas pois todas as variáveis apresentam evolução semelhante `a verificada na simulação

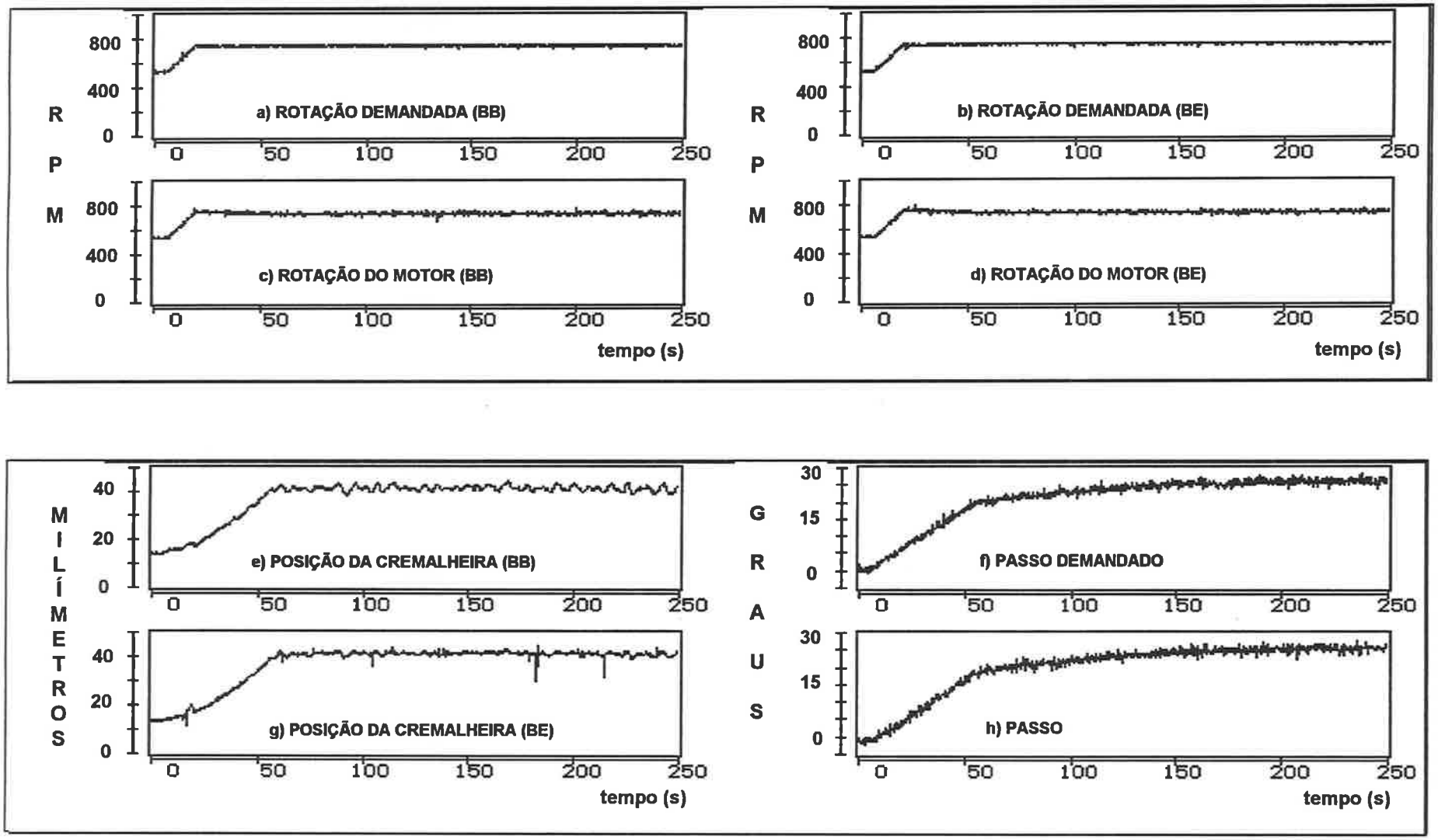


Fig. 5.5.1 - RESULTADOS DE PROVA DE MAR PARA A MANOBRA DE ACELERAÇÃO MÁXIMA

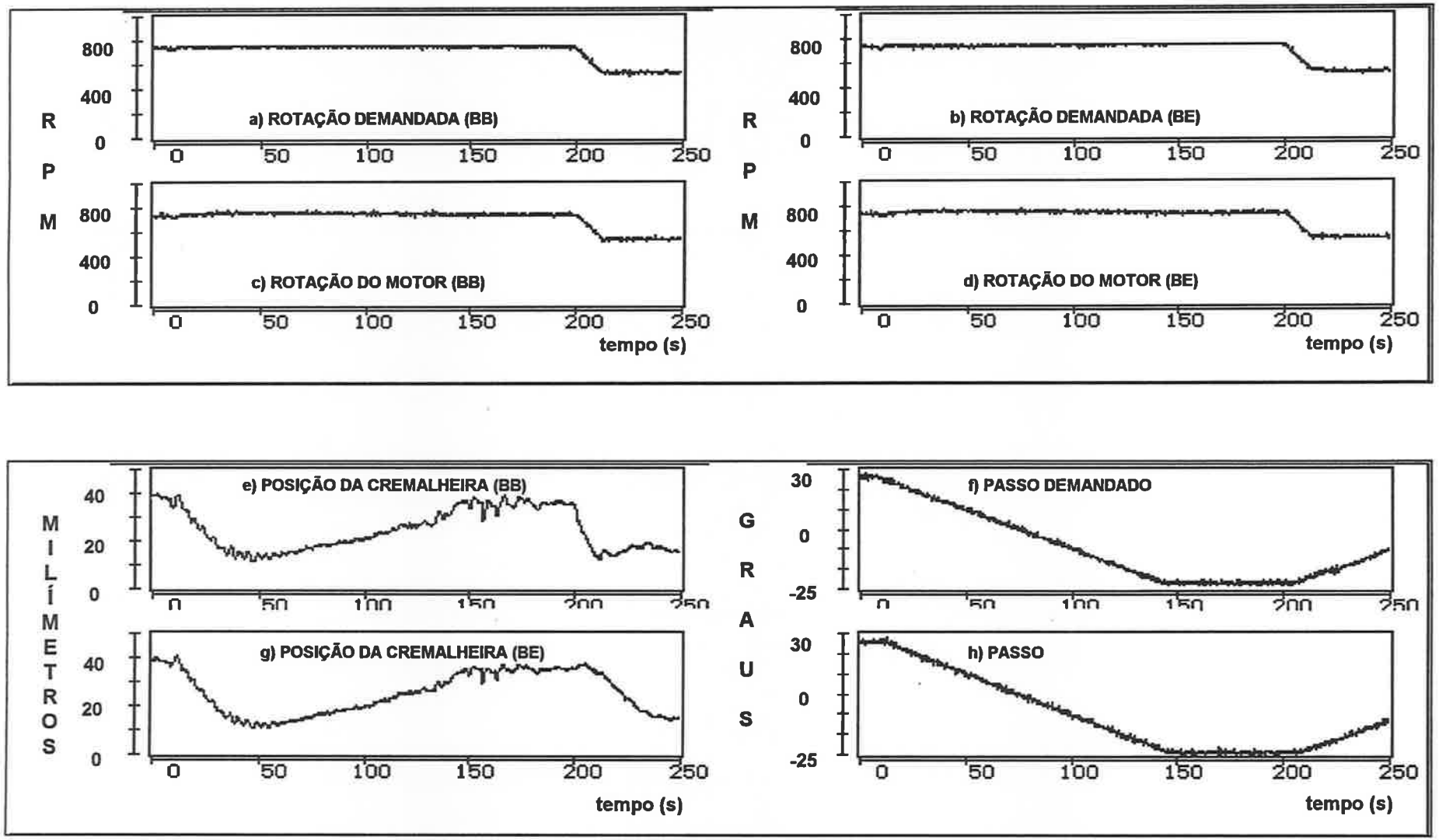


Fig. 5.5.2 - RESULTADOS DE PROVA DE MAR PARA A MANOBRA DE PARADA RÁPIDA

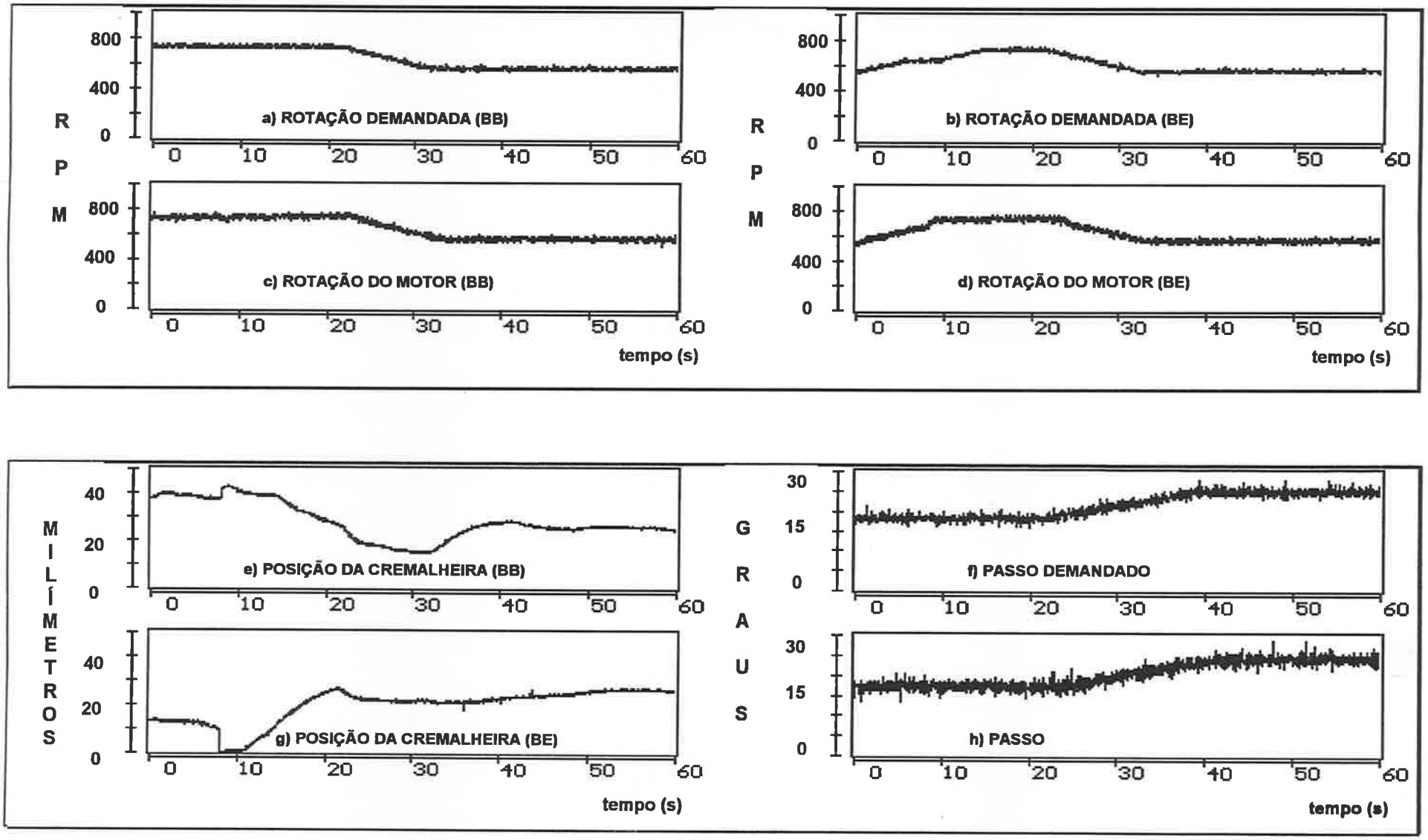


Fig. 5.5.3 - RESULTADOS DE PROVA DE MAR PARA A MANOBRA DE "CHANGE-OVER"

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentadas pesquisas realizadas na área de dinâmica e controle aplicado a engenharia naval e oceânica. O estudo envolveu a predição e o controle adaptativo e o controle clássico. A teoria empregada na predição e o controle adaptativo são apropriados para sistemas lineares estocásticos estacionários, e entre eles há em comum a estimação recursiva de parâmetros. Já o controle clássico envolveu uma teoria não linear voltado para sistemas determinísticos. Estas teorias foram aplicadas a dois tipos de veículo oceânicos distintos, quais sejam navio e plataforma semi-submersível e para objetivos distintos, que foram a predição do movimento do jogo de um navio, o controle de posicionamento ativo de uma plataforma semi-submersível e o controle de uma instalação propulsora. No caso da predição e do controle de propulsão houve oportunidade de trabalhar com dados obtidos a bordo de navios.

Na aplicação do sistema de posicionamento dinâmico foi efetuada uma descrição dos principais componentes de um SPD e verificou-se que um dos seus problemas é a obtenção de modo confiável da posição da embarcação, principalmente, em águas profundas e afastadas da costa, que é o caso do Brasil. Embora haja diferentes procedimentos, uma alternativa que está parecendo extremamente promissor é a utilização do sistema de satélites, mormente o DGPS, para a obtenção da posição. No que tange a modelagem, há uma certa dificuldade em estabelecer uma equação matemática, principalmente, para os movimentos de alta frequência. No caso de navios os pesquisadores admitem que este movimento tem a mesma frequência e amplitude da onda e, nestas condições, é relativamente simples reproduzir este movimento a partir do espectro da onda. Já para plataformas semi-submersíveis, como ela é projetada para ser transparente a onda,

é extremamente conservador projetar o filtro adotando a mesma hipótese para reproduzir o movimento de alta frequência. Neste trabalho o controlador foi desenvolvido sem o filtro de alta frequência e os estudos mostraram que, como a amplitude dos movimentos de alta frquência é baixa, o desempenho do controlador é pouco afetado pela existência ou não do filtro. Isto significa que, no caso de plataformas, pode-se pensar em filtros mais simples para o SPD, já que os controladores baseados em filtro de Kalman, são mais difíceis de serem ajustados e de serem inicializados do que os baseados em controle clássico. Toda esta consideração não é valida para navios, onde as forças de primeira ordem da onda impõem movimentos com amplitudes elevadas. Como sugestão fica o estudo comparativo sistematizado do controlador do SPD para unidades flutuantes dos tipos plataforma semi-submersível e navio.

Um aspecto do projeto do SPD que não foi analisado neste trabalho, mas é de suma importância, é a inclusão da dinâmica dos propulsores e a interação entre eles e o casco. Nos estudos futuros do SPD deve ser incluído a modelagem matemática referente a esta parte do sistema de posicionamento.

Em relação ao controlador adaptativo de mímima variância generalizada verificou-se que há uma certa dificuldade em eliminar erros de regime permanente de sistemas com amortecimento baixo, que é o caso da plataforma semi-submersível. A tentativa de eliminar o erro de regime permanente com a inclusão do termo integral não conduziu aos resultados esperados, um vez que este este termo provocou uma redução ainda maior na parcela relativa ao amortecimento da função de transferência em malha fechada do sistema. Desta forma, a aplicação do controle adaptativo de mímima variância generalizada em SPD deve ser melhor examinada.

No problema de predição do movimento do jogo do navio admitiu-se o seu desacoplamento com os demais movimentos e utilizou-se um modelo linear, tanto para a estimação de parâmetros como para a predição. Embora os parâmetros operacionais do navio fossem variado sistematicamente, houve uma mudaça nas condicões ambientais que prejudicaram a análise e o aproveitamento criteriosa dos dados. Adotou-se um modelo único para as diversas manobras do navio e verificou-se que, sem a atuação dos estabilizadores, a dinâmica do jogo é pouco afetada pelo

ângulo de incidência da onda, ao menos para velocidade baixas, que foram os casos analisados. Com a operação do estabilizador houve uma degradação nos resultados da predição, embora neste caso, tenha ocorrido, paralelamente, uma piora no estado de mar. Também foi apresentado um método para o aproveitamento destes resultados de predição, que devem ser aprofundados e, se for o caso, analisados juntamente com o procedimento de aterrissagem de aeronaves em navios.

No estudo do controle da propulsão o objetivo foi a de apresentar uma sistemática para o seu projeto. Sob o ponto de vista teórico trata-se de desenvolver um sistema de controle de malha fechada para um sistema multivariável não linear. Para ilustrar a proposta foi adotado, como exemplo, a instalação propulsora do navio tanque desenvolvido no Departamento de Engenharia Naval e Oceânica. Como o sistema propulsor deste navio é do tipo CODAD com hélice de passo variável e, ocasionalmente, com o acoplamento dos geradores elétricos, pode ser apresentado um sistema de controle de propulsão rico em alternativas. Para sistemas propulsores mais simples valem todas as propostas deste trabalho, desde que, obviamente, efetuadas as devidas simplificações. As leis de controle propostas neste trabalho foram implementadas e o seu desempenho pode ser considerado satisfatório em vista dos resultados experimentais obtidos. Portanto, é de se acreditar que controladores de outros sistemas de propulsão, utilizando a mesma sistemática de projeto, devem operar adequadamente.

ANEXO A

MÉTODO ESTOCÁSTICO DE NEWTON

O método estocástico de Newton é uma estensão da aproximação estocástica para a obtenção do valor mínimo de uma função definido em termos de expectância.

Seja

$V(x) = E[H(x, e(t))]$

onde

$e(t)$ é uma variável randômica cuja distribuição não é conhecida e,

x são parâmetros.

Deseja-se determinar x tal que $V(x)$ que seja mínimo. Admitindo que a derivada parcial

$$-\frac{\partial}{\partial x} H(x, e(t)) = Q^T(x, e(t))$$

possa ser calculada para qualquer x e que a ordem da diferenciação e da expectância possam ser invertídas, os valores de x que minimizam a função $V(x)$ são obtidos através de:

$$\left[-\frac{d}{dx} V(x)\right]^T = E[Q(x, e(t))] = 0 \qquad \text{(A.1)}$$

Convém ressaltar que a forma da funcão $Q(x, e(t))$ não precisa ser conhecida. No entanto, é necessario que os valores da função possam ser observados ou calculados para um dado x. A aproximação estocástica proposta para resolver a equação (A.1) na forma recursiva é (Ljung, Soderstrom, 1985):

$$\hat{x}(t) = \hat{x}(t-1) + \gamma(t) Q(\hat{x}(t-1), e(t)) \qquad \text{(A.2)}$$

onde $\gamma(t)$ é uma sequência de números positivos.

Por outro lado este algoritmo recursivo pode ser visto como equivalente ao método do gradiente, utilizado na minização numérica de funções determinísticas, que é dado por:

$$x^{j+1} = x^{j} - \bar{\gamma}^{j}\left[\frac{d\bar{V}(x)}{dx}\right]^{T}_{x=x^{j}} . \qquad (A.3)$$

onde $\bar{\gamma}^{j}$ é um escalar positivo;

x^{j} significa a j ésima interação.

Como é sabido, este algorítmo é ineficiente, principalmente, quando a iteração aproxima do valor mínimo. Para melhorar a convergência da solução adota-se o método de Newton que consiste em substituir

$$-\left[\frac{d\bar{V}(x)}{dx}\right]^{T}_{x=x^{j}}$$

por:

$$-\left[\frac{d^{2}\bar{V}(x)}{dx^{2}}\right]^{-1}\left[\frac{d\bar{V}(x)}{dx}\right]^{T}_{x=x^{j}} \qquad (A.4)$$

Substiuindo (A.4) em (A.3) tem-se:

$$x^{j+1} = x^{j} - \bar{\gamma}^{j}\left[\frac{d^{2}\bar{V}(x)}{dx^{2}}\right]^{-1}\left[\frac{d\bar{V}(x)}{dx}\right]^{T}_{x=x^{j}}$$

A idéia básica é a de estender o método de Newton válido para funcões determinísticas ao método da aproximação estocástica (A.2). Para isto é admitido que, para cada instante t, seja possível calcular alguma aproximação da segunda derivada de $V(x)$ a partir dos dados passados de $e(t)$, isto é, $e^{t}(t) = [e(t), e(t-1),..,e(1)]$. Se isto for possível, o método recursivo (A.2) pode ser alterado para:

$$\hat{x}(t) = \hat{x}(t-1) + \gamma(t)[V_{xx}(\hat{x}(t-1), e^{t})]^{-1} Q(\hat{x}(t-1), e(t)) \qquad (A.5)$$

onde $V_{xx}(\hat{x}(t-1), e^{t}) \cong \dfrac{d^{2}V(x)}{dx^{2}}$

A equação (A.5) é denominada de aproximação estocástica de Newton.

ANEXO B

DADOS UTILIZADOS NO PROJETO DO SPD

Tab. B.1 Dados da Plataforma GVA-4000

Comprimento total	85,6 m
Boca	76,8 m
Comprimento do pontoon	80,6 m
Boca do pontoon	16,0 m
Altura do pontoon	7,5 m
Diâmetro das colunas	12,9 m
Calado de operação	20,5 m
Deslocamento operacional	25310 m^3
Raio de giração em torno do eixo Oz (k_{zz})	31,2 m
Massa adicional em avanço ($X_{\dot{u}}^{*}$)	-0,15
Massa adicional em deriva ($Y_{\dot{v}}^{*}$)	-0,50
Massa adicional em guinada ($N_{\dot{r}}^{*}$)	-0,086

Tab. B.2 Dados da onda

$h_{1/3}$		5,6 m	
T_{pico}		12 s	
$\omega_1 = 1.296 * 2\pi / T_{pico}$		0,68 rad/s	
σ_e		0,107	
a_1	-1,85	c_1	-0,00997
a_2	0,233	c_2	-0,380
a_3	1,23	c_3	-0,0321
a_4	-0,599	c_4	-0,394

Tab. B.3 Dados do filtro de primeira ordem

	AVANÇO (m)	DERIVA (m)	GUINADA (graus)	ARFAGEM (m)
a_1	-2,38	-1,72	-0,442	-0,211
a_2	1,69	-0,172	0,0341	-1,64
a_3	-0,150	1,62	-0,475	0,199
a_4	-0,144	-0,716	0,0170	0,757
b_1	0,00791	0,0120	-0,134	-0,0247
b_2	-0,00527	-0,0115	0,0717	0,0355
b_3	-0,0116	-0,0111	-0,0304	0,0375
b_4	0,0110	0,0129	0,0656	-0,0525

Tab. B.4 - Dados dos coeficientes dos esforços

C_{vx}	0,0123	C_{wx}	$5,49 \times 15^5$	C_{dx}	0,0021
C_{vy}	0,0170	C_{wy}	$5,91 \times 15^5$	C_{dy}	0,0014
C_{vz}	0,000946	C_{wr}	1.18×15^6		
C_{vr}	3,75				

Tab. B.5 - Dados Ambientais

Direção da onda	225°
Direção da corrente	190°
Velocidade da corrente	1 m/s
Direção do vento	240°
Velocidade do vento	15 m/s

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Aalbers, A. B. e Nienhuis, U. (1987) Wave Direction Feed-Forward on Basis of Relative motion Measurements to Improve Dynamic Positioning Performance. Proceedings OTC, p. 225-232.

Astron, K. (1970) Introduction to Stochastic Control Theory. San Diego: Academic Press.

Balchen J. G.et alii (1976) Dynamic Positioning Using Kalman Filtering and Optimal Control Theory. IFAC/IFIP Symposium on Automation in Offshore Oil Field Operation, Amsterdam, p. 183-186

Balchen, J.G. et alii (1980) A dynamic positioning system based on Kalman filtering and optimal control. Modeling, Identification and Control, 1(3), p. 135-163.

Barros, E. A. (1989) Aplicação de um Controlador Auto-ajustável ao Sistema de Posicionamento Dinâmico de uma Plataforma Semi-submersível. São Paulo, Dissertação (Mestrado), Universidade de São Paulo, Escola Politécnica.

Barros, E. A. e Morishita, H. M. (1991) Dynamic Positioning System Using Adaptive Control. In: OCEAN ENGINEERING SYSMPOSIUM, 10, Tokio, Proceedings. Society of Naval Architects of Japan, p. 245-251.

Bianco, F. A., Maizza, O.e Brinati, H. L. (1977) Aplicação de Sistemas de Controle Automático em Navios. São Paulo. Relatório de Projeto. Universidade de São Paulo, Departamento de Engenaria Naval.

Blitzkow, D. Posicionamento por Satélite NAVSTAR/GPS. Texto Acadêmico Universidade de São Paulo, Escola Politécnica.

Boonet, O., Gregersen, S., e Branchereau, E. (1987) The Application of Dynamic Positioning for Moored Tankers. Proceedings OTC, p. 233-241.

Boweman, B. e O'Connell, R. (1993) Forecasting and Time Series: an applied approach. Belmont: Duxbury Press.

Box, G. e Jenkins, G. (1976) Time Series Analysis: forecasting and control. San Francisco: Holden Day.

Brinati, H. L. (1991) Dinâmica de Veículos Oceâncios, São Paulo Tese (Livre-Docência), Universidade de São Paulo, Escola Politécnica

Brinati, H.L. e Morishita, H.M.(1992) O projeto do sistema de controle de uma instalação propulsora CODAD. 14 Congresso Nacional de Transportes Marítimos e Construçao Naval, II, p. 149-176.

Broome, D. (1994) Further Analysis of Ship Motion Prediction (HMS Iron Duke). Automatic Control Group, University College London.

Broome, D. e Pittaras, A. (1990) The Time Prediction of Ship Motions at Sea. Offshore Technology Conference, Proceedings, vol1, p. 199-206.

Chung, C.;Bien, Z.e Kim, Y. (1990) A Note on Ship-motion Prediction based on Wave-excitation Input Estimation. IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 15 n.3, 244-250.

Clarke, D. W. e Gawthrop, P.J. (1975) Self Tuning Controller. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers.22(9): p. 929-934. Set.

Clarkson, P. (1993) Optimal and Adaptive Signal Processing. Boca Raton: CRC Press.

Donha, D. C. (1989) Estudo, Implementação, Teste e Avaliação de um Sistema de Posiocionamento Dinâmico. São Paulo, Tese (doutorado), Universidade de São Paulo, Escola Politénica.

Donha, D. C. e Morishita, H. M. (1993) Projeto do Sistema de Posicionamento Dinâmico. São Paulo. Texto didático para o curso da Petrobrás. Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Naval e Oceânica.

Donha, D. C., Morishita, H. M. e Brinati, H. L. (1993) Considerações Gerais sobre o Sistema de Posicionamento Dinâmico. São Paulo. Texto didático para o curso da Petrobrás. Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Naval e Oceânica.

Faltinsen, O.M. (1990) Sea Loads on Ships and Offshore Structures. Cambridge: Cambridge University Press.

Faltinsen, O. M. e Loken, A. E. (1978) Drift Forces and Slowly Varying Forces on Ships and Offshore Structures in Waves. Norwegian Maritime Research. N.1 Vol. 6. p. 4-15

Fossen, T. (1994) Guidance and Control of Ocean Vehicles. Chichester: John Wiley and Sons.

Fougera, P. A.e Minge, J. C. (1992) The Upgrade and Performance of the Discoverer 534 Dynamic Positioning System. Proceedings OTC, vol 3 p. 129-138.

Franco, L. C. S. e Pessoa, L. M. C. (1995) Differential GPS: Uma Tendência Mundial no Uso do GPS em Tempo Real. Fator Gis- A Revista do Geoprocessamento. n.10. p. 48-49

Fung, P.e Grimble, M. (1983) Self-tuning Control of Ship Positioning Systems. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-28(3), p. 339-349.

Gecelec. (1993). Seminar on Dynamic Positioning Ships and Semi-submersibles Plataforms, Seminário sobre Posicionamento Dinâmico, Rio de Janeiro.

Goodwin, G.e Sin, S.(1984) Adaptive Filtering Prediction and Control. Englewood Cliffs: Prentice Hall.

Grimble, C. Patton, R.e Wise, D. (1980a) The Design of Dynamic Positioning Control Systems Using Stochastic Optimal Control Theory. Optimal Control Applications and Methods, 1, p. 167-202.

Grimble, M.;Patton, R.e Wise, D. (1980b) Use of Kalman Filtering Techniques in Dynamic Ship-Positioning Systems. IEE Proceedings Part D: Control Theory and Applications, Vol.127, p. 93-102.

Hidalgo, O.;Borge, J.;Cunha, C.;e Soares, C. (1995) Filling Missing Observations in Time Series of Significant Wave Height. Proceedings of OMAE, 2, p. 9-17.

Isermann, R. (1981). Digital Control Systems. Berlin, Springer.

Isermann, R. (1982). Parameter Adaptive Control Algorithms - A tutorial. Automatica, 18,N.5, p. 513-528.

Janacek, G. (1993) Time Series Forecasting, Simulation, Application, London. Ellis Horwood.

Jefferys, E. R. e Samra, B. S. (1985) Adaptive Prediction of the Motion of Marine Vehicles. Transactions of the ASME, Journal of Energy Resources, Vol 107, p. 450-454

Kallstrom, C. G. (1983a) A Dynamic Positioning System for Semi-Submersibles. Trabalho apresentado no RINA SYMPOSIUM ON SYTEM FOR SEMI-SUBMERSIBLES,London.

Kallstrom, C. G. (1983b) Mooring and Dynamic Positioning of a Semi-submersible: a Comparative Simulation Study. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON OCEAN ENGINEERING AND SHIP HANDLING,2. Gothenburg. p. 417-440.

Kallstrom, C. G. (1985) System Identification Applied to Data from Scale Model Testes with a Moored Semi-submersible. In: IFAC/IFORS SYMPOSIUM ON IDENTIFICATION AND SYSTEM PARAMETER ESTIMATION, 7. York

Koivo, H. (1980) A Multivariable Self-Tuning Controller. Automatica, 16, p. 351-366.

Leite, A. J. e Morishita, H. M.(1990) Estudo Comparativo dos Controladores Adaptativos Auto-ajustáveis. Ciência e Cultura, v.42 n.7 p. 143-144.

Lin, N. (1987) Real Time Estimation of Ship Motion Using Arma Filtering Techniques. Proceedings OMAE,

Ljung, L. e Soderstrom, T. (1985). Theory and Practive of Recursive Identification. Cambridge: The MIT Press.

Ljung, L. (1987). System Identification: Theory for the User. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, Inc.

Mandal, S. W.; Witz, J. A. e Lyons, G. J. (1992) Reduced Order ARMA Spectral Estimation of Ocean Waves. Applied Ocean Research (14) n.5. p. 303-312.

Marthinsen, T. (1983) Calculation of Slowly Varying Drift Forces. Applied Ocean Research. Vol. 5 n.3 p. 141-144.

Milne-Thomson, L. M. (1979) Theoretical Hydrodynamics, London, Macmillan.

Morishita, H. M. (1979) Modelagem e Simulação de uma Instalação Propulsora a Vapor. São Paulo. Dissertação (Mestrado), Universidade de São Paulo, Escola Politécnica.

Morishita, H. M. (1981a) Estudo Preliminar do Controle da Fragata Classe Niterói. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, ETCN-SP

Morishita, H. M. (1981b) Estudo do Desempenho da Instalação Propulsora da Fragata Classe Niterói. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, ETCN-SP.

Morishita, H. M. (1982a) Modelagem de um Atuador do Hélice de Passo Controlável. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, ETCN-SP.

Morishita, H. M. (1982b) Simulação Dinâmica de um Navio com Motor Diesel e Hélice de Passo Controlável. In: CONGRESSO NACIONAL DE TRANSPORTES MARÍTIMOS E CONSTRUÇÃO NAVAL, 9. Rio de Janeiro.

Morishita, H. M. (1983) Resultados Experimentais Relativos `a Dinâmica da Instalação Propulsora da Fragata Defensora. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, ETCN-SP.

Morishita, H.M. e Brinati, H. L. (1984). Projeto de Simulação Dinâmica da Instalação Propulsora da Corveta. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, ETCN-SP

Morishita, H. M. (1986) Estudo do Controlador Adaptativo para uma Instalação Propulsora Marítima. São Paulo, Tese (Doutorado), Universidade de São Paulo, Escola Politécnica.

Morishita, H. M. e Barros, E. A.. (1988) Utilização de um Controlador Adaptativo em uma Instalação Propulsora Marítima. In: CONGRESSO NACIONAL DE TRANSPORTES MARÍTIMOS E CONSTRUÇÃO NAVAL, 12. Rio de Janeiro. p. 343-361

Morishita, H. M. e Brinati, H. L. (1990) Elaboração do Estudo de Simulação da Propulsão para o Navio-Tanque da Marinha do Brasil. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Naval e Oceânica

Morishita, H. ., Brinati, H. e Martins, J. (1991). Monitoração do Sistema de Controle da Instalação Propulsora do Navio-Tanque da Marinha do Brasil. São Paulo, Relatório de Projeto, Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Naval e Oceânica

Morishita, H. ., Brinati, H. ., & Martins, J. (1992). Monitoração e Avaliação do Sistema de Controle de uma Instalação Propulsora. 14 Congresso Nacional de Transportes Marítimos e Construção Naval, II, p. 177-194.

Murray, R. S. (1971) Estatística. São Paulo. Editora McGraw-Hill do Brasil, Ltda.

Newland, D. (1993) An Introduction to Random Vibrations, Spectral & Wavelet Analysis. Essex: Longman Scientific&Techinical.

Norrbin, N. H. (1971) Theory and Observations on the Use of a Mathematical Model for Ship Manoeuvring in Deep and Confined Waters. Goteborg, Statens Skeppsprovningsanstalt. (SSPA publication)

Olsen, O. A. (1976). Wind, Wave and Current Forces on Offshore Structures. In: THE TECHNOLOY OF OFFSHORE DRILLING, COMPLETION AND PRODUCTION. Tulsa, Petroleum Publishing. p. 47-93

O'Relly, P. (1987) Aircraft/Deck Interface Dynamics for Destroyers. Marine Technology, Vol. 24 n.1, p. 15-25.

Pankratz, A. (1983) Forecasting with Univariate Box-Jenkins Models. New York: John Wiley & Sons.

Pinkster, J. A. (1980) Low Frequency Second Order Wave Exciting Forces on Floating Structures. Wageningen, Netherlans Ship Model Basin.

Pinkster, J. A. e Wichers, J. E. W. (1987) The Statiscal Properties of Low-Frequency Motion of Non-linearly Moored Tankers. Proceedings OTC p. 317-331.

Pittaras, A. (1992) Adaptive Signal Prediction with Application to Ship Motions, London, University College London. Tese (Doutorado).

Price, W. e Bishop, R. (1974) Probabilistic Theory of Ship Dynamics. London: Chapman and Hall.

Priestley, M. (1994). Spectral Analysis and Time Series. London: Academic Press.

Roberts, J., Dunne, J., e Debonos, A. (1994) Stochastic Estimation Methods for Non-linear Ship Roll Motion. Probabilistic Enginnering Mechanics, 9, p. 83-93.

Roberts, J. e Spanos, P. (1990) Random Vibration and Statistical Linearization. Chichester: John Wiley and Sons.

Rubis, C. (1972) Acceleration and Steady State Propulsion of a Gas Turbine with Controllable Pithc Propeller. SNAME Transactions, 80,

Rubis e Harper (1978). Reversing Dynamics of a Gas Turbine Ship with Controllable Pitch Propeller. Proceedings Fifth Ship Control Symposium.

Saelid, S., Jenssen, N. A. e Balchen, J. G. (1983). Design and Analysis of a Dynamic Positioning System Based on Kalman Filtering and Optmal Control. IEEE Transaction on Automatic Control AC-28(3):p. 331-339.

Schwarz, R. J. e Friedland, B. (1972) Sistemas Lineares. Rio de Janeiro. Ao Livro Técnico e Editôra da Universidade de São Paulo.

Shatto, H. (1992). Dynamic positioning system evaluation. PROCEEDING OTC, vol.3, p. 159-167.

Sidar, M.e Doolin, B. (1983). On the feasibility of real-time predction of aircraft carrier motion at sea. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-28 n.3, p. 350-355.

Standing, R. G., Brendling, W. J. e Wilson, D. (1987). Recent Developments in the Analysis of Wave Drift Forces, Low Frequency Damping and Response.PROCEEDING OTC. p. 307-315

Taz Ul Mulk, M. & Falzarano, J. (1994). Complete Six-Degrees-of-Freedom Nonlinear Ship Rolling Motion. Journal of Offshore Mechanics and Arctic Engineering, Vol. 116, Nov., p. 191-201.

Tong, H. (1990). Non-linear Time Series- A Dynamic System Approach. Oxford: Oxford Universtiy Press.

Torii, Y. et allii. (1976). Studies on Simulation of Marine Turbine Plants. Japan Shipbuilding and Marine Engineering, 4(10) p. 35-48, Tokyo.

Tozzi, J.T. (1973) Direct Digital Control of a Marine Gás Turbine Propulsion With Controlable Reversing Pitch Propeller. M.sc. Tese, MIT.

Wells, D. (1987). Guide to GPS Positioning. New Brunswick.Canadian GPS Associates

Wellstead, P.e Zarrop, M. (1991). Self Tuning Systems: Control and Signal Precessing. Chichester: John Wiley & Sons.

Wichers, J. E. W. (1982) On the Low-Frequency Surge Motions of Vessels Moored in High Seas. PROCEEDINGS OTC, vol 4. p. 711-733

Young, P. (1984). Recursive Estimation and Time-Series Analysis. Berlin. Springer-Verlag.