

Helio Mitio Morishita

**ESTUDO DE CONTROLADOR ADAPTATIVO PARA
UMA INSTALAÇÃO PROPULSORA MARÍTIMA**

Tese apresentada à Escola Politécnica
da USP para obtenção do Título de
Doutor em Engenharia

**CONSULTA
FT-211**

**SÃO PAULO
1985**

HELIO MITIO MORISHITA

ESTUDO DE CONTROLADOR ADAPTATIVO PARA
UMA INSTALAÇÃO PROPULSORA MARÍTIMA

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

Orientador: Prof. Dr. Hernani Luiz Brinati
Professor Assistente Doutor do
Departamento de Engenharia Naval

São Paulo
1985

Biblioteca da Escola Politécnica
São Paulo

FT-211

*A minha esposa Helena
As minhas filhas Saemi e Sayuri*

Agradecimentos

- Ao Prof. Hernani Luiz Brinati pelo incentivo e orientação ao longo da pesquisa.
- A Sra. Maria Caprioli Paiotti e a Sra. Sandra Machado dos Santos pelo trabalho de datilografia.
- A Sra. Marlej Silveira Araujo da Silva e ao Sr. Antônio Augusto Almeida Araujo pela elaboração dos desenhos.
- Ao aluno Antonio Carlos Leal pela elaboração de gráficos através do computador.

R E S U M O

Neste trabalho é pesquisada a aplicação de um controlador adaptativo auto-ajustável multivariável à instalação propulsora de um navio com motor Diesel e hélice de passo variável.

Os sistemas convencionais de controle de propulsão marítima são projetados deterministicamente e, geralmente, baseados na condição nominal de operação da embarcação, definida pelo seu deslocamento de projeto, estado de mar e do casco. Entretanto, o navio raramente opera na sua condição nominal, já que o seu deslocamento não é sempre o mesmo e continuamente ocorrem variações no estado do casco e do mar. Adicionalmente deve-se mencionar o efeito de perturbações estocásticas como vento, ondas e corrente que atuam sobre o navio.

Estas considerações sugerem que o controlador de uma instalação propulsora deva ser adaptativo, isto é, que os seus parâmetros se ajustem às alterações que ocorrem no sistema ou no meio ambiente.

A teoria do controlador adaptativo auto-ajustável empregada neste trabalho é desenvolvida para sistemas multivariáveis lineares estocásticos, descritos por uma equação vetorial de diferenças com coeficientes desconhecidos.

A lei de controle é obtida a partir da minimização de um índice de desempenho onde são ponderados os vetores de saída, de referência e de controle. A aplicação do controlador auto-ajustável exige a estimativa de parâmetros do modelo. Neste trabalho é utilizado o modo implícito, que estima diretamente os parâmetros do controlador, através do método dos mínimos quadrados recursivo. Para adequar a aplicação da teoria a um sistema não linear, que é o caso da instalação propulsora, é introduzido no algoritmo de estimativa de parâmetros um fator de esquecimento variável para alterar a velocidade de convergência dos parâmetros.

O desempenho do controlador auto-ajustável é verificado através de uma série de testes de simulação, envolvendo manobras de regulação e de traqueamento. Com estes testes é analisada também a influência da matriz do ruído, do tempo de processamento do controlador, da matriz de ponderação do vetor de controle, da condição inicial da matriz de parâmetros, do intervalo de amostragem e da condição de operação do sistema sobre o desempenho do controlador. Os resultados de cada manobra são comparados com os obtidos com um controlador convencional projetado especificamente para o navio considerado, constatando-se o bom desempenho do controlador auto-ajustável.

ABSTRACT

This work is concerned with the application of multivariable self-tuning controllers to diesel engine propulsion plant with variable pitch propeller.

Conventional control systems for marine propulsion plants are designed employing deterministic criteria based on the ship's operating condition, which is defined by the design displacement, sea state and hull roughness. However, only seldom if ever will the ship find itself operating in such nominal condition since her displacement is not always the same and the sea state and hull roughness vary continuously with time. In addition one should take into consideration the effect on the ship of stochastic factors such as winds, waves and sea currents.

The preceding considerations suggest that the controller for a marine propulsion plant should be capable of adjusting itself to varying operating conditions. In other words, it should be capable of tuning its gains according to alterations occurring within the system or imposed by the environment.

The theory of self-tuning controller employed in this work has been developed for stochastic multivariable linear systems described by a linear vector difference equation with unknown parameters.

The control law is obtained by the minimization of one performance index in which are weighted the output, reference and control vectors. The application of the self-tuning controller requires the estimation of the model parameters. In this work the implicit way is used with directly estimates the parameters of the controller by means of the recursive minimum least-square algorithm. In order to apply the theory to non-linear systems such as propulsion plants, a variable forgetting factor is introduced in the estimation algorithm to change the convergence speed of the parameters.

The performance of the self-tuning controller is assessed by means of several simulation tests involving regulating and tracking maneuvers. The tests also assess the influence on the controller performance of such factors as the noise matrix, controller process time, initial condition of parameters matrix, sampling time and operating condition of the system. The results of each maneuver are compared with those obtained by a conventional controller specifically designed for the ship under consideration and it was verified that the self-tuning controller has a good performance.

ÍNDICE

	pag
Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Índice	iv
Nomenclatura	vii
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xiv
 CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	
1.1 Considerações Gerais	1
1.2 Breve Revisão de Controles Adaptativos	2
1.3 Objetivos do Trabalho	9
 CAPÍTULO 2 - DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL	
2.1 Considerações Iniciais	11
2.2 Modelagem Matemática Discreta de um Sistema	11
2.2.1 Modelos Canônicos	11
2.2.2 Discretização de um Sistema Contínuo	14
2.2.2.a Discretização de um sistema contínuo determinístico	15
2.2.2.b Discretização de um sistema contínuo com perturbações estocásticas	17
2.2.3 Modelo Matemático para o Controlador Auto-Ajustável	19
2.3 Estimação de Parâmetros	20

2.4	Previsor Ótimo	25
2.5	Controlador Auto-Ajustável	28
2.5.1	Estrutura do Controlador Auto-Ajustável para Sistemas com Parâmetros Conhecidos	28
2.5.2	Estrutura do Controlador Auto-Ajustável	32
CAPÍTULO 3 - APLICAÇÃO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL A UMA INSTALAÇÃO PROPULSORA		
3.1	Considerações Iniciais	34
3.2	Descrição do Sistema Propulsor	34
3.3	Modelagem do Sistema Propulsor	38
3.3.1	Modelo Não-linear do Sistema	40
3.3.2	Modelo Linear do Sistema Propulsor	45
3.4	Estrutura do Controlador Auto-Ajustável para a Instalação Propulsora	48
3.5	Ordem do Modelo e da Matriz C	52
3.6	Intervalo de Amostragem	53
3.7	Valores de Referência	53
CAPÍTULO 4 - APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS		
4.1	Considerações Iniciais	55
4.2	Definição dos Parâmetros do Conjunto Padrão para a Simulação	57
4.2.1	Parâmetros do Sistema	57
4.2.2	Parâmetros do Controlador	59
4.3	Avaliação do Desempenho do Controlador Auto-Ajustável para Manobra com Referência Constante	60
4.3.1	Apresentação e Análise dos Resultados do Teste Padrão	61
4.3.2	Análise da Influência dos Parâmetros	68
4.3.2.a	Ordem da matriz C	68
4.3.2.b	Atraso devido ao tempo de processamento	72

4.3.2.c	Condição inicial da matriz de coeficientes θ	73
4.3.3	Efeito da Variação dos Parâmetros do Sistema	77
4.3.4	Comentários	80
4.4	Avaliação do Desempenho do Controlador Auto-Ajustável em Manobra de Aceleração do Navio	83
4.4.1	Apresentação e Análise dos Resultados do Teste Padrão	83
4.4.2	Efeito dos Parâmetros do Controlador	90
4.4.2.a	Soma do quadrado dos erros Σ	90
4.4.2.b	Influência da Matriz Q	91
4.4.2.c	Intervalo de Amostragem	97
4.4.3	Efeito da Variação dos Parâmetros do Sistema	99
4.4.4	Comentários	104
4.5	Avaliação do Desempenho do Controlador Auto-Ajustável em Manobra de Desaceleração do Navio	105
4.5.1	Manobra de Parada Rápida	105
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES		
5.1	Considerações Iniciais	112
5.2	Conclusões	113
Apêndice A	Linearização do Modelo Matemático da Instalação Propulsora da Corveta	116
Apêndice B	Controlador Proposto pela Yard para a Corveta	125
Referências Bibliográficas		127

NOMENCLATURA

$A(z^{-1})$	- matriz polinomial correspondente ao vetor de saída do sistema no modelo canônico;
$B(z^{-1})$	- matriz polinomial correspondente ao vetor de entrada do sistema no modelo canônico;
$C(z^{-1})$	- matriz polinomial correspondente ao vetor de ruído do sistema no modelo canônico;
$\tilde{C}(z^{-1})$	- matriz polinomial transformada de $C(z^{-1})$;
c_{a1}, c_{a2}	- constantes do modelo matemático do acoplamento fluídico;
c_{e1}, c_{e2}	- constantes do modelo matemático da ensernasem reduutora;
c_{ep}	- constante do modelo matemático do eixo propulsor;
C_2, C_3	- constantes do modelo matemático do regulador de velocidade;
D	- vetor com elementos constantes do modelo canônico do sistema;
D	- diâmetro da hélice (Apêndice A);
DBR	- posição máxima da cremaheira;
D'	- vetor com elementos constantes da equação da lei de controle;
d	- atraso do sistema no modelo discreto;
e	- vetor do ruído do processo de medida;
E	- operador de expectância;
$E'(z^{-1})$	- matriz polinomial relacionada ao ruído na expressão do previsor ótimo;
$\tilde{E}'(z^{-1})$	- matriz polinomial transformada de $E'(z^{-1})$;
E_P	- definido na Fis. A.1;
$F'(z^{-1})$	- matriz polinomial relacionada ao ruído passado no cálculo do previsor ótimo;
$\tilde{F}'(z^{-1})$	- matriz polinomial relacionada ao vetor da variável de saída na equação da lei de controle;
F_I	- posição real da cremaheira;

$\tilde{G}(z^{-1})$	- matriz polinomial relacionada ao vetor de controle na equação da lei de controle;
$\tilde{H}(z^{-1})$	- matriz polinomial relacionada ao vetor de referência na equação da lei de controle;
I	- índice de desempenho do controlador auto-ajustável;
J	- índice de desempenho equivalente a I do controlador auto-ajustável;
J	- coeficiente de avanço (Apêndice A);
J'	- coeficiente de avanço modificado (Apêndice A);
J	- índice de desempenho do algoritmo de estimativa de parâmetros
Jh	- momento de inércia do conjunto constituído pelo hélice com a sua massa hidrodinâmica, eixo propelidor, engrenagem redutora, eixo cardan e turbina do acoplamento fluídico;
Jm	- momento de inércia do conjunto constituído pelo eixo do motor e a bomba do acoplamento fluídico;
Jtc	- momento de inércia do turbo compressor;
k	- instante de amostragem;
K _T '	- coeficiente de empuxo modificado;
K _Q '	- coeficiente de torque modificado;
L	- matriz do sistema na equação do estado;
m	- número de variáveis de saída e de entrada;
M	- matriz do vetor de entrada na equação de estado;
Mn	- massa do navio;
n	- ordem do sistema;
\bar{n}	- ordem do modelo do sistema utilizado pelo controlador auto-ajustável;
N	- matriz do ruído do processo;
Nh	- rotação do hélice;
Nhr	- rotação de referência do hélice;
Nm	- rotação do motor;

N_{tc}	- rotação do turbo-compressor;
N_u	- rotação demandada;
P	- passo;
$p(z^{-1})$	- polinômio de ponderação do vetor das variáveis de saída;
$P(z^{-1})$	- matriz polinomial de ponderação do vetor das variáveis de saída;
P_r	- passo de referência;
P_{ss}	- pressão de resime permanente do turbo-compressor
P_{mom}	- pressão transitória do turbo-compressor;
P_u	- passo demandado;
P/D	- razão passo sobre diâmetro;
$Q(z^{-1})$	- matriz polinomial de ponderação do vetor de controle;
Q_a	- torque transmitido no acoplamento fluídico;
Q_e	- torque perdido por atrito no eixo propulsor;
Q_{er}	- torque perdido por atrito na enrenagem redutora;
Q_h	- torque da hélice;
$Q_m t$	- torque do motor em resime transitório;
$Q_m p$	- torque do motor em resime permanente;
Q_e, Q_v	- matrizes semidefinidas positivas;
r	- ruído branco gaussiano;
\bar{R}	- sanho do filtro de Kalman;
$R(z^{-1})$	- matriz polinomial de ponderação do vetor de referência;
R_n	- resistência ao avanço do navio;
RRD	- razão de redução;
s	- operador de Laplace;
S	- matriz da saída do sistema no modelo da variável de estado;

t	- tempo;
θ_h	- coeficiente de redução do empuxo;
$T(s)$	- matriz de transferência do sistema;
$T(z^{-1})$	- matriz de transferência discreta do sistema;
T_a	- constante de tempo do modelo linear do atuador do passo;
T_0	- intervalo de amostragem;
T_z	- função de transferência do seletor de ordem zero;
u	- vetor de controle linearizado;
U	- vetor de controle;
v	- vetor de perturbação do processo;
V	- velocidade do navio;
V_p	- definido na Fig. A.1;
w	- vetor de referência;
w	- coeficiente de esteira;
x	- variável de estado linearizado;
X	- variável de estado não linear;
y	- vetor de saída linearizado;
Y	- vetor de saída não linear;
z^{-1}	- operador de atraso unitário;
α	- elemento da matriz Q ;
β	- vetor de um processo Browniano;
Γ	- matriz da "covariância do erro de estimação";
$\delta_{kl,k2}$	- função delta de Kronecker;
$\delta(t-\tau)$	- função delta de Dirac;
ϵ	- erro de estimação;
ϵ_y	- erro de previsão;
η_{rr}	- eficiência relativa rotativa;

- θ - matriz de coeficientes a serem estimados;
- λ - fator de esquecimento;
- ρ - densidade da água do mar;
- Σ_0 - soma do quadrado dos erros;
- τ - tempo;
- τ' - atraso puro do sistema;
- ϕ - matriz de transição;
- Φ - vetor auxiliar para a estimação dos parâmetros do controlador;
- ψ - vetor das variáveis de saída, de controle e de referência;
- sobre as matrizes L , M , N e S indica que elas são referentes ao modelo discreto;
- indica valores estimados.

os índices a , b , c , f , g e h referem-se, respectivamente, às matrizes A , B , C , F , G e H .

LISTA DE FIGURAS

	pas
Fis. 1.1 Diagrama de bloco do controlador de Ganhos Programados	4
Fis. 1.2 Diagrama de bloco do controlador de Modelo de Referência	5
Fis. 1.3 Diagrama e bloco do controlador Auto-Ajustável ..	6
Fis. 3.1 Esquema da Instalação Propulsora	37
Fis. 3.2 Curva característica do regulador de velocidade ..	38
Fis. 3.3 Diagrama de bloco do sistema propulsor	39
Fis. 3.4 Referências para o controlador auto-ajustável ..	54
Fis. 4.1.a Resultados do teste P1	63
Fis. 4.1.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste P1	64
Fis. 4.1.c Evolução dos elementos da Matriz \hat{G} no teste P1	64
Fis. 4.1.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' no teste P1	64
Fis. 4.2 Resultados do teste P2	65
Fis. 4.3.a Resultados do teste P3	69
Fis. 4.3.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste P3	70
Fis. 4.3.c Evolução dos elementos da matriz \hat{G} no teste P3	70
Fis. 4.3.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' no teste P3	70
Fis. 4.4 Resultados do teste P4	74
Fis. 4.5 Resultados do teste P5	74
Fis. 4.6.a Resultados do teste P6	75
Fis. 4.6.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste P6	76
Fis. 4.6.c Evolução dos elementos da matriz \hat{G} no teste P6	76
Fis. 4.6.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' no	

teste P6	76
Fig. 4.7 Integração casco-hélice	80
Fig. 4.8 Resultados do teste P7	81
Fig. 4.9 Resultados do teste P8	81
Fig. 4.10.a Resultados do teste A1	85
Fig. 4.10.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste A1	86
Fig. 4.10.c Evolução dos elementos da matriz \hat{G} no teste A1	86
Fig. 4.10.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' no teste A1	86
Fig. 4.11 Resultados do teste A2	87
Fig. 4.12 Resultados do teste A3	92
Fig. 4.13 Resultados do teste A4	94
Fig. 4.14 Resultados do teste A5	94
Fig. 4.15 Resultados do teste A6	98
Fig. 4.16 Resultados do teste A7	98
Fig. 4.17 Resultados do teste A8	100
Fig. 4.18 Resultados do teste A9	100
Fig. 4.19 Resultados do teste A10	103
Fig. 4.20 Resultados do teste A11	103
Fig. 4.21.a Resultados do teste D1	107
Fig. 4.21.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste D1	108
Fig. 4.21.c Evolução dos elementos da matriz \hat{G} no teste D1	108
Fig. 4.21.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' no teste D1	108
Fig. 4.22 Resultados do teste D2	109
Fig. A.1 Esquema do atuador do hélice	119
Fig. B.1 Esquema do controlador da Yard	126

LISTA DE TABELAS

	pas
Tab. 4.1 Dados para o teste P1	62
Tab. 4.2 Comparação dos resultados dos testes P1 e P2 ..	66
Tab. 4.3 Comparação dos resultados dos testes P1 e P3 ..	71
Tab. 4.4 Comparação dos resultados dos testes P3 e P6 ..	78
Tab. 4.5 Dados para o teste P7	79
Tab. 4.6 Comparação dos resultados dos testes P3 e P6 ..	82
Tab. 4.7 Dados para o teste A1	84
Tab. 4.8 Comparação dos resultados dos testes A1 e A2 ..	89
Tab. 4.9 Comparação dos resultados dos testes A1, A4 e A5	95
Tab. 4.10 Comparação dos resultados dos testes A8 e A9 ..	101
Tab. 4.11 Valores de resíme permanente com redução de 15% no torque do motor	102
Tab. 4.12 Dados para o teste D1	106
Tab. 4.13 Comparação dos resultados dos testes D1 e D2 ..	110

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

A partir da década de 70 tem crescido a sofisticação das instalações propulsoras marítimas, tanto em embarcações comerciais como nas militares. Os fatores que impulsionaram e impulsionam o projeto de instalações cada vez mais complexas são a racionalização do uso de energia a bordo, redução do número de tripulantes, aumento na eficiência operativa e, em navios militares, maior rapidez na resposta do navio. Mas para se alcançar todos esses requisitos não basta projetar um sistema racional com equipamentos modernos. Há que, em paralelo, se desenvolver sistemas de controle e supervisão compatíveis com a nova instalação, já que, devido à sua complexidade, o operador humano poderá não manejá-lo adequadamente e tornar a sua operação ineficiente. Em face disso surgiiram recentemente vários sistemas de controle e supervisão da praça de máquinas que permitem a dispensa de recursos humanos para a operação do navio e a função da tripulação é somente de efetuar a manutenção preventiva e corretiva.

Nas instalações propulsoras modernas, quando há interesse em aumentar a manobrabilidade e/ou reduzir o consumo de combustível do navio, acopla-se ao motor principal, hélice de passo variável. Esta solução, embora atenda os requisitos operacionais do navio, torna mais complexa a sua condução, porque há que controlar, não só a rotação mas também o passo da hélice. Por exemplo, para se manter uma determinada velocidade do navio pode-se, em princípio, ajustar diversos pares de valores de rotação e passo da hélice. Certamente existem critérios racionais para a escolha do ótimo que são baseados na maximização de um determinado índice de desempenho. Se a decisão for deixada ao operador, ele não terá condições de efetuar uma escolha adequada. Situação semelhante ocorre em regime transitório, quando se deseja acelerar em menos tempo ou parar o navio na menor distância possível. Se forem aplicadas ações impróprias sobre o motor e o passo pode-se, não só prejudicar o objetivo da manobra, mas também danificar os componentes da instalação. Para se controlar estas duas manobras adequadamente é imprescindível ter um controlador automático para a instalação propulsora. Exemplos de estudo para esse tipo de controlador podem ser encontrados nos trabalhos de Rubis (1972), Bowen (1978), Rubis e Harper (1978) e Chapple (1972). No âmbito do Brasil, Brinati e Morishita (1984) efetuaram a avaliação do controlador da instalação propulsora da Corveta da Marinha do Brasil proposta pela Yard Control. A Corveta, que está ora em

construção, é dotada de uma instalação propulsora tipo CODOG, isto é, instalação combinada Diesel ou turbina a gás, que permitem operar ou no modo Diesel ou no modo turbina a gás. O estudo consiste na análise do desempenho do conjunto controlador + sistema propulsor para velocidades constantes do navio, para manobras de aceleração e desaceleração (com motor diesel e turbina a gás) e para a manobra de "change over" que corresponde à mudança de um modo de operação para outro.

Os estudos citados anteriormente e a totalidade dos controladores instalados consideram o navio como um sistema determinístico e o projeto é efetuado para a condição nominal de operação da embarcação, isto é, para um determinado deslocamento, estado de mar e estado do casco. Mas, em realidade, o navio raramente opera exatamente na sua condição nominal uma vez que está permanentemente sujeita a perturbações ocasionadas pelas ondas, ventos, correntezas e variações do estado de mar e do casco. Além disso, o seu próprio carregamento não é constante e nem sempre se navega na velocidade de projeto.

Por estas observações percebe-se que o navio, em termos de controle, deve, por excelência, ser tratado como um sistema estocástico não linear. A rigor este problema não é tipicamente naval. Em princípio qualquer sistema de engenharia envolvendo controle tem em menor ou maior grau, perturbações e, geralmente, são não lineares.

A partir da década de 70, com o advento dos microprocessadores, surgiram novas teorias de controle procurando ter a maior abrangência possível. Dentre estas, uma que tem merecido uma atenção especial é a do controle adaptativo. A sua proposta básica é a de alterar as constantes do controlador em função das alterações sofridas pelo sistema. Esta teoria é desenvolvida para sistemas lineares estocásticos. Porém, com algumas alterações é possível aplicá-la também para sistemas não lineares. Os controladores adaptativos já estão sendo empregados nas indústrias mas no campo naval as aplicações e os trabalhos publicados ainda são incipientes.

Em face das considerações acima parece oportuno pesquisar a aplicação de controle adaptativo para uma instalação propulsora e, esta é a proposta deste trabalho. Como esta teoria de controle é relativamente recente, na seção 1.2 é efetuada uma revisão geral mostrando as abordagens existentes. E, na seção 1.3 é definido com maior rigor o problema a ser analisado neste trabalho.

1.2 BREVE REVISÃO DE CONTROLES ADAPTATIVOS

A idéia de desenvolver um controlador adaptativo surgiu inicialmente na indústria aeronáutica na década de 50. Na época se iniciou a construção de aeronaves que operavam em uma faixa grande de velocidade e de altitude. A aplicação de pilotos automáticos e controladores de altura convencionais nesse tipo de aviões

Revelou-se inadequada pois elas apresentavam bom desempenho somente para um ponto de operação. Para contornar este problema procurou-se desenvolver um controlador cujos parâmetros variassem automaticamente com a mudança das condições de operação da aeronave. Mas na época não existiam teorias de controle apropriadas e os recursos de componentes ("hardware") eram limitados. Com isso os controles adaptativos implementados na época não obtiveram o sucesso esperado e as pesquisas foram diminuídas. Mas a partir de 1960 floresceram outras linhas de pesquisa com novos conceitos que permitiriam mais tarde uma melhor compreensão de controles adaptativos. Contribuiram para isso a introdução do conceito de variável de estado, a teoria de estabilidade, a teoria de controle dual, a teoria de controle estocástico e o desenvolvimento de algoritmos para a identificação de sistemas e estimativa de parâmetros. [Astron (1983)]

Na década de 70, já com fundamentos teóricos mais sólidos, a pesquisa sobre controle adaptativo tomou um novo e vigoroso impulso. Para isso foi importantíssimo o advento de microprocessadores que permitiu a implementação de controles adaptativos de maneira simples e econômica.

A estrutura do controle adaptativo é de malha fechada, com ajuste automático dos parâmetros do controlador, em função da dinâmica e perturbação ocorrida no processo. Obviamente o ponto crucial desta teoria reside na definição de um critério conveniente para o ajuste dos parâmetros, já que dela dependerá o desempenho do controlador. Para se obter este critério tem sido propostos diversos esquemas, sendo que os três principais encontrados na literatura são:

Controlador de Ganho Programado ("Gain Scheduling Controller")

Controle de Modelo de Referência ("Model Reference Control")

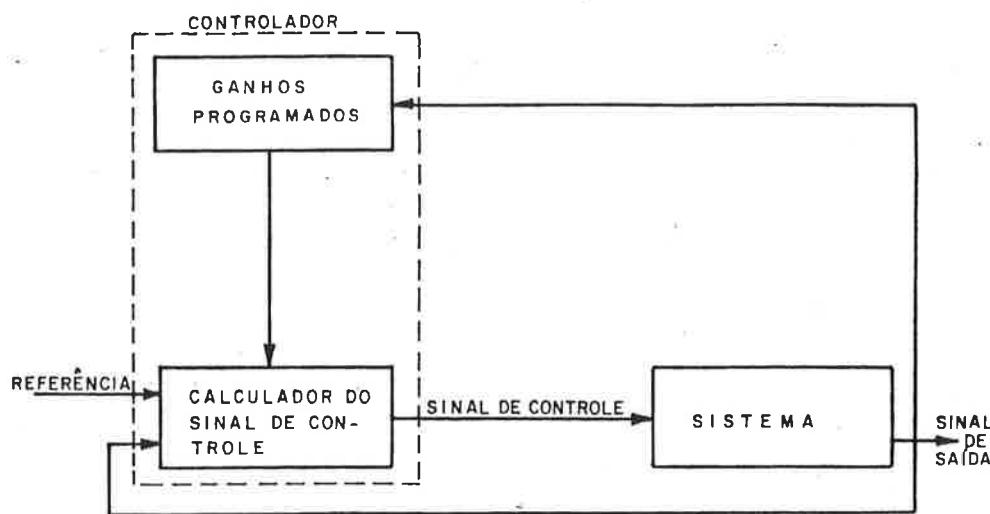
Controlador Auto-Ajustável ("Self Tuning Controller")

No controlador de ganho programado, a variação do parâmetro do controlador é calculada em função do ponto de operação do sistema, de acordo com um programa (ou função matemática) previamente estabelecido. Este programa é imutável e a identificação do ponto de operação é efetuada através da leitura das variáveis, auxiliares ou não, do processo.

Na Fig. 1.1 é mostrado o diagrama de bloco deste tipo de controlador. No controlador de ganho programado, a realimentação, embora seja utilizada para redefinir os parâmetros do controlador, não é aplicada para corrigir eventuais erros no programa. Isso significa que este tipo de controlador adaptativo deve ser encarado com um controle de malha fechada onde os ganhos são ajustados por um compensador externo ("Feed Forward"), o que nem sempre é conveniente. [Astron (1983)]

Para aplicar o controlador de ganho programado há que se de-

terminar previamente uma correlação entre as variáveis de saída e o ponto de operação. Posteriormente há que se definir quais serão os parâmetros do controlador que sofrerão alterações com o ponto de operação do sistema e também estudar como eles serão alterados. Normalmente este trabalho é baseado em conhecimentos físicos do sistema e a estabilidade e o desempenho do controlador são invariavelmente analisadas por simulação dinâmica em um computador digital.



Fis. 1.1 Diagrama de bloco do Controlador de Ganhos Programados

O controlador de ganhos programados é frequentemente encontrado em controle de sistema de voo [Astron (1983)]. Para o campo naval, exemplos de aplicação desta teoria podem ser encontrados em Astron (1980) e Kallstrom et alii (1979) para pilotos automáticos e em Winterbone et alii (1979) para o controle de uma instalação propulsora com turbina a gás.

No controle por modelo de referência, obriega-se as saídas ou o vetor de estado do sistema a acompanharem as saídas ou o vetor de estado de um modelo ideal para minimizar um determinado índice de desempenho. Este modelo ideal, denominado de referência é definido em função das especificações de controle exigidas para o sistema real. Desta forma, se o sistema real acompanhar o modelo de referência estará garantindo as especificações estabelecidas. Na Fis. 1.2 é mostrado o diagrama de bloco deste tipo de controlador adaptativo. Ele é constituído pelo modelo de referência, um mecanismo de ajuste dos parâmetros e de um calculador da ação de controle. Os dois últimos elementos são envolvidos por duas malhas fechadas. Uma das malhas é formada entre o sistema e o calculador da ação de controle e serve para determinar a ação de controle em função dos valores de referência e de saída. A outra malha, que envolve o mecanismo de adaptação, é utilizada para ajustar os parâmetros do controlador e/ou gerar sinais auxiliares ao calculador da ação de controle para minimi-

zar o índice de desempenho.

A questão fundamental desta teoria é a sintetização de um procedimento para ajustar os parâmetros que não provoque instabilidade e que otimize o índice de desempenho. Para projetar o mecanismo de adaptação tem sido proposta diversas abordagens sendo que, as três principais são Landau (1974):

- Projeto baseado na teoria de otimização local dos parâmetros;
- Projeto baseado na teoria da estabilidade;
- Projeto baseado na teoria da estimativa;

Maiores detalhes sobre estas abordagens podem ser encontrados em Landau (1974) e suas referências, bem como em Landau (1979). Entretanto, a grande maioria dos estudos encontrados na literatura mundial são para sistemas escalares. Estudos de controles adaptativos por modelo de referência para sistemas multivariáveis podem ser encontrados em Wolovich (1974), Elliott e Wolovich (1979) e em Monopoli e Hsins (1975). A aplicação desta teoria no campo naval é mostrada por van Amerongen e van Nauta Lemme (1979) para piloto automático.

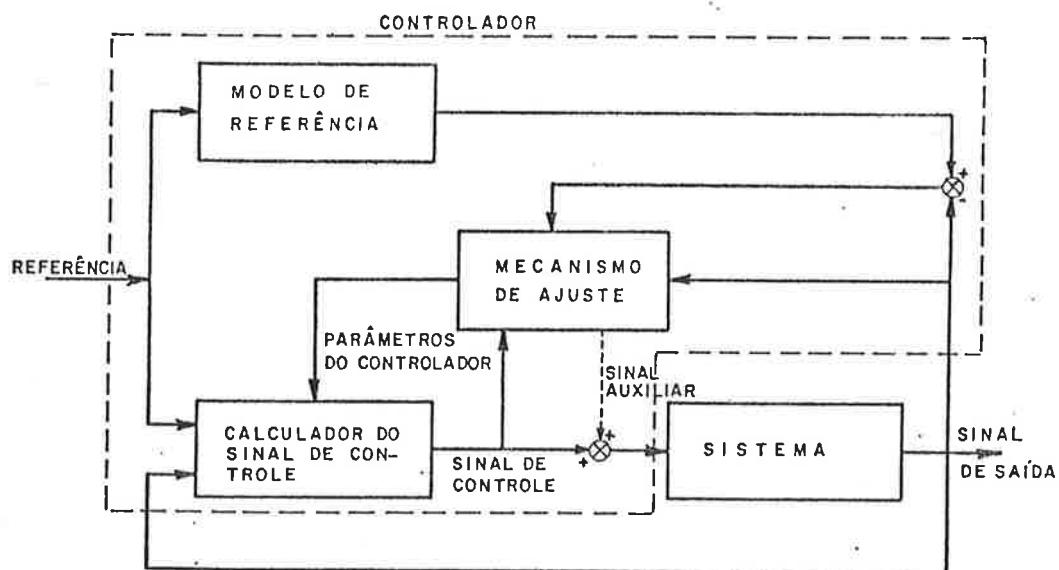


Fig. 1.2 Diagrama de Bloco do Controlador de Modelo de Referência

O terceiro tipo de controlador adaptativo é o auto-ajustável e foi concebido a partir da constatação de que, em muitas aplicações de controle, o seu projeto tornava-se complicado porque os parâmetros do sistema eram de difícil obtenção e as perturbações desconhecidas ou não mensuráveis. Obviamente para sistemas

estacionários seria possível, mediante a técnica de identificação de sistemas, determinar os seus parâmetros. Porém, isto exigiria não só a alocação de equipamentos apropriados mas também demandaria um grande tempo para o projeto. Desta maneira surgiu a idéia de estimar os parâmetros do sistema "on line" e o controlador atuaria em função destes valores estimados. O diaograma de bloco do controlador elaborado a partir desta concepção é mostrado na Fig. 1.3. Ele é constituído de três partes que são o estimador de parâmetros do sistema, o calculador dos parâmetros do controlador e o calculador da ação de controle. Os parâmetros do sistema são calculados em função dos sinais de saída e de controle. A redefinição dos parâmetros do controlador é efetuado de acordo com o critério de projeto escolhido.

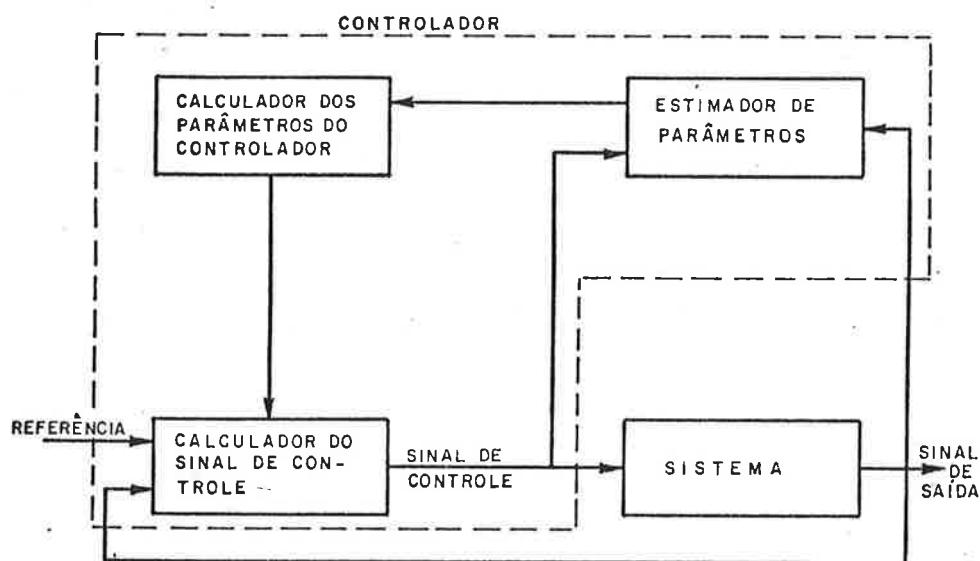


Fig. 1.3 Diaograma de bloco do controlador auto-ajustável

A subdivisão do controlador auto-ajustável em três partes é mais formal do que real. Ela é conveniente sob o ponto de vista de explanação mas, ao ser implementado, os limites de cada subdivisão deixam de ser nítidos. A estimação de parâmetros do sistema bem como o cálculo dos coeficientes do controlador podem ser efetuados por diversos procedimentos [Aström et alii (1977)], tornando a teoria extremamente flexível. Esta característica do controlador auto ajustável, aliada a simplicidade de compreensão e de implementação em microprocessadores tem atraído uma considerável atenção dos pesquisadores [Aström (1983)].

O controlador adaptativo auto-ajustável foi desenvolvido a partir de um controlador de mínima variância proposto por Aström e Wittenmark (1973) para sistemas escalares com coeficiente desconhecidos, porém constantes, onde se procurava minimizar um índice de desempenho definido pela expectância da variável de saída. Porém, um controlador projetado desta forma, embora minimizasse as flutuações da variável de saída apresentava alguns pro-

bemas. O primeiro é que ele não garantia a nulidade do erro entre o valor médio da variável controlada e o valor da referência. O segundo é que não evitava as eventuais ações excessivas da variável de controle. E o terceiro é que ele não contemplava sistemas de fase não mínima (sistemas escalares de fase não mínima são aqueles que apresentam zeros da sua função de transferência de modelo contínuo com parte real positiva). Estes inconvenientes foram removidos por Clarke e Gawthrop (1975) através de um índice de desempenho quadrático envolvendo as variáveis de saída, entrada e referência. Com isto eliminou-se os problemas do controlador proposto por Astron e pode ser implementado sem maiores dificuldades [Clarke e Gawthrop (1981)]. Isermann (1980) denominou este tipo de controlador de mínima variância generalizada.

Ainda em relação a sistemas escalares, pode-se utilizar outras abordagens para se projetar o controlador auto-ajustável. Por exemplo tem-se o controlador PID (Proporcional+Integral+Derivativo) com parâmetros variáveis, o "dead beat" e o controlador baseado na variável de estado com alocação de pólos ou otimização de índice de desempenho [Isermann (1982)]. Em particular, a técnica de alocação de pólos reúne certas vantagens em relação ao índice quadrático pois, ela permite considerar sistemas de fase não mínima, atraso do sistema com tempo variável e fixar a taxa de variação da variável de saída [Wellstead e Praser (1979)]. Um estudo abrangente da maioria dos controladores adaptativos para sistemas escalares pode ser encontrado em Prado Júnior (1985).

No caso de sistemas multivariáveis a evolução tem sido mais lenta e os procedimentos apresentados na literatura são geralmente extensões do caso escalar. Neste sentido tem-se o trabalho de Borisson (1979) que utilizou o conceito de mínima variância proposto por Astron e Wittenmark (1973) e de Koivo (1980) que aplicou o índice de desempenho quadrático sugerido por Clarke e Gawthrop (1975). Na linha de pesquisa de controladores auto-ajustáveis com índice de desempenho quadrático ainda podem ser citados os trabalhos de Schumann (1979), de Buchholt e Kummel (1981), de Bayoumi et alii (1981) e de Favier e Hassani (1982). Uma outra extensão natural do caso escalar para multivariável é a do controlador PID e ela foi estudada por Penttinen e Koivo (1980).

O projeto de controladores auto-ajustáveis utilizando índices de desempenho quadráticos é apropriado somente para sistemas que apresentam o mesmo atraso para todas as variáveis. Para contemplar sistemas multivariáveis que não tem esta característica Praser e Wellstead (1980) e Bezanson e Harris (1984) propõem a utilização da técnica de alocação de pólos.

Todos os critérios de projeto do controlador auto-ajustável são baseados na estimativa recursiva dos parâmetros do sistema, uma vez que eles são desconhecidos. As técnicas que podem ser empregadas para a estimativa recursiva são: mínimos quadrados, mínimos quadrados estendido, mínimos quadrados generalizado, aproximação estocástica, variável instrumental, filtro estendido de Kalman e máxima verossimilhança [Astron (1983) e Isermann (1980)]. Estes métodos obtiveram um grande avanço na década de

70, paralelamente ao desenvolvimento das teorias modernas de controle. Esta coincidência não foi gratuita. Na década de 70 começaram a surgir microprocessadores que permitiam a implementação de controles mais sofisticados que o clássico PID. Naturalmente surgiram técnicas de projeto mais avançados que sempre partiam do pressuposto de que o modelo e os coeficientes eram conhecidos. Mas isso na maioria dos casos de engenharia não é real. Daí surgiu a necessidade de desenvolver técnicas de identificação e estimativação de parâmetros [Strejec (1981)].

Uma análise comparativa teórica entre os diversos métodos de estimativação de parâmetros é mostrado em Soderstrom, Ljung e Gustavsson (1978). Graupe, Jain e Salahi (1980) e Strejec (1980) discutem, em particular, as diversas variantes do método dos mínimos quadrados.

A escolha de um determinado método de estimativação de parâmetros é função do objetivo final da sua aplicação, da precisão desejada e do tempo consumido pelo micropocessador para o seu cálculo. Estas considerações de ordem prática que, em princípio, devem ser do domínio do projetista, são discutidas em Isermann (1980).

De acordo com o esquema da Fig. 1.3, os coeficientes do controlador são calculados a partir dos parâmetros estimados do sistema. Para aplicação deste procedimento a maioria dos controladores auto-ajustáveis utiliza o Princípio da Equivalência à Certeza, isto é, admitem que não há erro entre os parâmetros estimados e os reais. Por isso, este tipo de controladores são também chamados de equivalentes a certeza (certainty equivalence controllers). Em contrapartida, existem outras abordagens que levam em consideração as incertezas da estimativação e neste caso são chamados de Controladores com Precaução (cautious controllers).

O controlador auto-ajustável mostrado na Fig. 1.3 é denominado explícito ou indireto porque os parâmetros do sistema são estimados explicitamente e depois são calculados os parâmetros do controlador. No entanto, às vezes, é possível, mediante alterações na estrutura do algoritmo, estimar diretamente os parâmetros do controlador [Clarke e Gawthrop (1975), Koivo (1980)]. Este tipo é chamado de implícito ou direto e a sua vantagem principal é a eliminação do cálculo dos parâmetros do sistema. Mas em contrapartida há mais termos para serem estimados, momente quando o atraso do sistema é grande [Wittenmark e Astron (1984)].

Um dos problemas concernentes a teoria de controle adaptativo é quanto à convergência dos parâmetros e estabilidade. Por se tratar de um controlador de malha fechada, não linear, variante com o tempo e estocástico a análise da estabilidade e convergência tornam-se extremamente difíceis [Astron et alii (1977), Astron (1983), Isermann (1982)]. Resultados recentes sobre convergência e estabilidade para sistemas escalares podem se encontrados em Prado Júnior (1985). Para sistemas multivariáveis resultados parciais de estabilidade foram obtidos por Goodwin, Ramadge e

Caines (1980), mas não se garantiu a convergência dos parâmetros. Por persistirem lacunas teóricas, para verificar o desempenho do controlador auto-ajustável ainda se apela para simulação dinâmica em computador.

Finalmente, cabe ressaltar que nesta revisão foi efetuada um distinção entre o controle adaptativo por modelo de referência e auto-ajustável. Esta divisão é procedente uma vez que o primeiro foi desenvolvido a partir de um problema de servomecanismo determinístico e o segundo, a partir de um regulador estocástico. Entretanto, apesar desta diferença de origem, atualmente está se provando que há uma equivalência entre as duas abordagens, conforme mostra os trabalhos de Gauthrop (1977), Egardt (1980) e Landau (1982).

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Recentemente, foi analisado, no Departamento de Engenharia Naval da EPUSP, o controle da propulsão proposta pela Yard Control (1984) para a Corveta da Marinha do Brasil. O controlador é desenvolvido adotando-se um procedimento válido especificamente para a instalação propulsora em questão, sem aplicar nenhuma teoria geral de controle. Ele foi projetado para atender os seguintes requisitos:

- em regime permanente, manter a velocidade do navio constante;
- em regime transitório, para atender a situações emergenciais ou operacionais, acelerar o navio no menor tempo ou pará-lo na menor distância possível.

O controle é efetuado atuando-se sobre a injeção de combustível do motor e o atuador do passo, já que o hélice é de passo variável. Mas este controlador foi projetado para condição nominal do navio e os seus ganhos são invariantes.

O objetivo deste trabalho é de aplicar ao sistema propulsor do mesmo navio, um controle adaptativo auto-ajustável que, além de atender a todos os requisitos operacionais, se ajuste também às alterações da condição de operação do navio. Dentre as diversas alternativas de projeto do controlador auto-ajustável, foi escolhido o procedimento proposto por Koivo (1980) porque ele é voltado para sistemas multivariáveis e considera os problemas de regulação e de traqueamento, necessários respectivamente para a manutenção e alteração da velocidade do navio. O seu critério de projeto é baseado na minimização de um índice de desempenho que pondera os vetores das variáveis de saída, de controle e de referência. O controlador utiliza o Princípio de Equivalência à Certeza e aplica o método implícito ou direto para a estimação dos parâmetros.

A teoria de controle auto-ajustável é desenvolvida para sistemas lineares com coeficientes constantes, ou no máximo va-

riáveis lentamente com o tempo. No caso do sistema propulsor de navios, o modelo matemático é não linear e não se pode garantir que os coeficientes do seu modelo linear variem lentamente, momentaneamente em manobras bruscas de mudança de velocidade. Para acomodar esta situação é introduzido no algoritmo de estimação de parâmetros uma leve alteração, baseada na proposta por Fortescue, Kershenbaum e Ydstie (1981), que varia a velocidade de convergência dos parâmetros em função do erro existente entre os valores das variáveis de saída estimados e medidos.

Normalmente, quando se refere a estudos de controle de uma instalação propulsora, o sistema a ser considerado é o conjunto casco-hélice-motor. A avaliação do desempenho do controlador adaptativo projetado para o sistema propulsor do navio é efetuado através de simulação dinâmica em um computador digital. Nesta simulação, o modelo matemático do sistema será de tempo contínuo, descrito pelas suas variáveis de estado na forma não linear, sujeita a perturbações estocásticas e com parâmetros variáveis com o tempo. Quanto ao modelo do controlador ele será de tempo discreto já que para a sua implementação pressupõe-se a utilização de componentes eletrônicos digitais.

O desenvolvimento teórico do controlador auto-ajustável é apresentado no Capítulo 2, onde são também discutidos aspectos relativos a modelagem discreta de sistemas contínuos estocásticos e a estimativa de parâmetros. No Capítulo 3 é efetuada, inicialmente, a descrição do sistema propulsor a ser considerado. Embora a Corveta possua instalação CODOG, a aplicação do controle adaptativo será analisada somente para o modo Diesel, já que o objetivo primordial do trabalho é de estudar a potencialidade do novo método de controle. Após a descrição da instalação é efetuada a sua modelagem e também a adaptação da estrutura do controlador para o sistema em estudo. No Capítulo 4 são apresentados e analisados os resultados de diversas simulações, envolvendo manobras de velocidade constante, aceleração e parada do navio. São dois os objetivo destas simulações: primeiro, analisar a influência dos diversos parâmetros do próprio controlador sobre o seu desempenho; o segundo, é o de verificar o comportamento do controlador quando ocorrem variações na condição de operação do navio. Finalmente, as conclusões e sugestões para pesquisas futuras são apresentadas no Capítulo 5.

CAPÍTULO 2

DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo é efetuado o desenvolvimento matemático do controlador auto-ajustável proposto por Koivo (1980) para sistemas multivariáveis. Para facilitar a compreensão do texto, optou-se por introduzir inicialmente os fundamentos requeridos pela teoria a ser apresentada. Desta forma, este capítulo é estruturado da seguinte forma: na seção 2.2 é examinado a formulação do modelo matemático do sistema adotado neste trabalho; na seção 2.3 é desenvolvida a técnica de estimativa de parâmetros através do método dos mínimos quadrados; na seção 2.4 é apresentado um procedimento para a previsão do valor de uma variável em instantes futuros; e, finalmente, na seção 2.5 é desenvolvida a teoria do controlador auto-ajustável.

2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DISCRETA DE UM SISTEMA

2.2.1 MODELOS CANÔNICOS

A teoria do controlador auto-ajustável é desenvolvida para um sistema linear estocástico que na sua forma clássica é representado pelas seguintes equações:

$$\mathbf{x}(k+1) = \bar{\mathbf{L}}\mathbf{x}(k) + \bar{\mathbf{M}}\mathbf{u}(k) + \bar{\mathbf{N}}\mathbf{v}(k) \quad 2.2.1.a$$

$$\mathbf{y}(k) = \bar{\mathbf{S}}\mathbf{x}(k) + \mathbf{e}(k) \quad 2.2.1.b$$

onde \mathbf{x} é o vetor $n \times 1$ das variáveis de estado;

\mathbf{u} é o vetor $m \times 1$ das variáveis de controle;

\mathbf{y} é o vetor $m \times 1$ das variáveis de saída;

k é o instante de amostragem;

\mathbf{v} é o vetor $n \times 1$ da perturbação do processo considerado como gaussiano branco, caracterizado por:

$$E[v(k)] = 0$$

$$E[v(k_1)v^T(k_2)] = \bar{Q}_v \delta_{k_1, k_2}$$

e é o vetor $m \times 1$ da perturbação da medida, considerado como saussiano branco caracterizado por:

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

$$E[e(k_1)e^T(k_2)] = \bar{Q}_e \delta_{k_1, k_2}$$

\bar{Q}_v e \bar{Q}_e são matrizes semidefinidas positivas;

δ_{k_1, k_2} é a função delta de Kronecker:

$$\delta_{k_1, k_2} = 0 \text{ para } k_1 \neq k_2$$

$$\delta_{k_1, k_2} = 1 \text{ para } k_1 = k_2$$

\bar{L} , \bar{M} , \bar{N} e \bar{S} são matrizes de dimensões $n \times n$, $n \times m$, $n \times n$ e $m \times n$ respectivamente;

n é a ordem do sistema;

m é o número das variáveis de entrada e de saída.

A representação do sistema através das equações 2.2.1, embora lógica sobre o ponto de vista físico, não é a mais apropriada para desenvolver a teoria do controlador auto-ajustável porque requer a estimativa de um número grande de coeficientes; ela exige a estimativa de parâmetros de dois ruídos independentes [Eykhoff (1974)]. Uma alternativa para reduzir o número de coeficiente de um sistema do tipo 2.2.1 é procurar sistemas canônicos convenientes. Modernamente, em controles adaptativos, o modelo canônico empregado é aquele obtido a partir da representação inovada das variáveis de estado, que é dado por:

$$\hat{x}(k+1) = \bar{L} \hat{x}(k) + \bar{M} u(k) + \bar{R} r(k) \quad 2.2.2.a$$

$$y(k) = \bar{S} \hat{x}(k) + r(k) \quad 2.2.2.b$$

onde r é o vetor de ruído branco saussiano com

$$E[r(k)] = 0$$

$$E[r(k_1) \cdot r^T(k_2)] = \bar{Q}_r \delta_{k_1, k_2}$$

\bar{Q}_r é uma matriz semidefinida positiva $n \times n$

Esta formulação resulta do Teorema de Filtração de Kalman e $\hat{x}(k+1)$ denota a média condicional de $x(k)$ dados $y(k-1)$, $y(k-2)$, ... \bar{R} é o sinal do filtro de Kalman em regime permanente, e o ruído r é igual a $y(k) - Sx(k)$. O termo representação inovada para o sistema de equações 2.2.2 foi proposto inicialmente por Kailath e Frost (1968) e uma discussão detalhada a respeito pode ser encontrada em Aström (1970).

Aplicando-se o operador z definido como:

$$z^{-1}y(k) = y(k-1)$$

na equação 2.2.2.a obtém-se

$$\hat{x}(k) = [zI - \bar{L}]^{-1} [\bar{M} u(k) + \bar{R} r(k)] \quad 2.2.3$$

Substituindo a equação 2.2.3 em 2.2.2.b resulta:

$$y(k) = \bar{S}[zI - \bar{L}]^{-1} [\bar{M} u(k) + \bar{R} r(k)] + r(k) \quad 2.2.4$$

Rearranjando devidamente a expressão 2.2.4, obtém-se a equação de vetor de diferenças estocásticas, definida por:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + C(z^{-1})r(k) \quad 2.2.5$$

onde A , B e C são matrizes $m \times m$ definidas por:

$$A(z^{-1}) = I + A_1 z^{-1} + \dots + A_{n_a} z^{-n_a}$$

$$B(z^{-1}) = B_0 + B_1 z^{-1} + \dots + B_{n_b} z^{-n_b}$$

$$C(z^{-1}) = I + C_1 z^{-1} + \dots + C_{n_c} z^{-n_c}$$

A_i , B_i e C_i ($i = 1, n_a, n_b, n_c$) são matrizes de dimensão $m \times m$;

n_a , n_b e n_c são respectivamente as ordens das matrizes A , B e C .

A equação 2.2.5 é o modelo canônico discreto de entrada e saída de um sistema linear sujeito a perturbações estocásticas. Mas, em geral, os sistemas a serem controlados são, além de estocásticos, não lineares e contínuos. Em termos práticos a discretização é obtida amostrando-se convenientemente os sinais de entrada e saída do sistema. Entretanto, é conveniente efetuar essa discretização analiticamente para verificar se não há nenhuma inconsistência matemática.

2.2.2 DISCRETIZAÇÃO DE SISTEMA CONTÍNUO

Os sistemas não lineares, contínuos e sujeitos a perturbações estocásticas podem ser representados pelas seguintes equações:

$$\dot{x} = f(x, u, t, v) \quad 2.2.6.a$$

$$y = g(x, e) \quad 2.2.6.b$$

Onde x , y , u , v , e e tem o mesmo significado da equação 2.2.1, porém para o tempo contínuo;

\dot{x} é a derivada de x em relação ao tempo;

t é o tempo .

O modelo linear correspondente às equações 2.2.6 é formalmente dado por:

$$\dot{x}(t) = L x(t) + M u(t) + N v(t) \quad 2.2.7.a$$

$$y(t) = S x(t) + e(t) \quad 2.2.7.b$$

Onde L , M , N e S são matrizes de dimensões $n \times n$, $n \times m$, $n \times n$ e $m \times n$ respectivamente;

v é ruído branco gaussiano com:

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

$$E[v(t) v^T(t)] = Q_v \delta(t - \tau)$$

e é ruído branco gaussiano com:

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

$$E[e(t) e^T(t)] = Q_e \delta(t - \tau)$$

Q_V e Q_E são matrizes semi-definidas positivas e δ é a função delta de Dirac.

$$\delta(t - \tau) = \infty \text{ para } t = \tau$$

$$\delta(t - \tau) = 0 \text{ para } t \neq \tau$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau) f(\tau) d\tau = f(t)$$

Por conveniência, a análise de discretização das equações 2.2.7 será efetuada em duas etapas: na primeira será considerado somente o caso determinístico e na segunda será incorporado o ruído.

2.2.2.a DISCRETIZAÇÃO DE UM SISTEMA CONTÍNUO DETERMINÍSTICO

O modelo linear de um sistema contínuo determinístico é caracterizado pelas equações

$$\dot{x}(t) = Lx(t) + Mu(t) \quad 2.2.8.a$$

$$y(t) = Sx(t) \quad 2.2.8.b$$

A solução da equação 2.2.8.a é dada por:

$$x(t) = \phi(t)x(0) + \int_0^t \phi(t - \tau)Mu(\tau)d\tau \quad 2.2.9$$

onde $\phi(t)$ é a matriz de transição definida como:

$$\phi(t) = e^{Lt}$$

$x(0)$ representa o valor inicial do vetor de estado.

A equação do vetor de estado em tempo discreto pode ser obtida a partir da eq. 2.2.9, integrando-a para um intervalo de tempo igual ao de amostragem. Mas, para isso, há que se conhecer o comportamento de $u(t)$ neste intervalo. No caso de sistemas com controladores digitais, normalmente o sinal de controle é mantido constante entre os instantes de amostragem, através de um segurador de ordem zero ("zero order hold"). Com isto tem-se que:

$$u(t) = u(k) \text{ para } k \leq t < k+1$$

Com esta consideração, o vetor de estado pode ser calculado no instante $t = k + 1$, a partir do instante $t = k$ como:

$$x(k+1) = \phi(T_0) x(k) + \left[\int_k^{k+1} \phi(k+1-\tau) M d\tau \right] u(k)$$

onde T_0 é o intervalo de amostragem.

Definindo

$$\bar{L} = \phi(T_0) = e^{LT_0}$$

$$\bar{M} = \int_0^{T_0} \phi(q) M dq$$

$$\bar{S} = S$$

onde $q = k+1 - \tau$

tem-se:

$$x(k+1) = \bar{L} x(k) + \bar{M} u(k) \quad 2.2.10.a$$

$$y(k) = \bar{S} x(k) \quad 2.2.10.b$$

que correspondem exatamente a parte determinística das equações 2.2.1. Utilizando o operador z é possível obter, a partir das equações 2.2.10, a matriz de transferência $T(z^{-1})$ do sistema, que é dada por:

$$T(z^{-1}) = \bar{S}(zI - \bar{L})^{-1} \cdot \bar{M}$$

Se utilizarmos a matriz $T(z^{-1})$ a relação entre as variáveis de saída e entrada recai em:

$$A(z^{-1}) y(k) = B(z^{-1}) u(k-1) \quad 2.2.11$$

Uma outra maneira de obter a matriz de transferência $T(z^{-1})$ é a partir da matriz de transferência do sistema no domínio de s , onde S é o operador de Laplace. Das equações 2.2.8 tem-se

$$T(s) = S(sI - L)^{-1} M$$

Pré-multiplicando $T(s)$ pela função de transferência do segurador de ordem zero, que é dada por:

$$Tz(s) = \frac{1 - e^{-sT_0}}{s}$$

e introduzindo o operador z , que é relacionado com s através da expressão

$$z = e^{sT_0}$$

na matriz de transferência $T_z(s) \cdot T(s)$ amostrada, obtém-se $T(z)^{-1}$.

Portanto, pelo que foi exposto, não há maiores dificuldades em se obter o modelo discreto a partir de um modelo contínuo. Efetuando simulações do sistema através das equações (2.2.8) ou (2.2.11) os resultados deveriam ser os mesmos nos instantes amostrados, a menos de imprecisões numéricas. Entretanto, isso nem sempre é verdade pois, conforme mostra Aström, Hägander e Sternby (1984), certos sistemas que são de fase mínima no domínio de s , passam a ser de fase não mínima no domínio de z . Isto, segundo a referência citada, ocorre quando a diferença entre a ordem do denominador e do numerador da função de transferência em s for maior que dois e quando diminui-se demasiadamente o intervalo de amostragem.

No caso de sistemas multivariáveis pode-se definir sistemas de fase não-mínima como aqueles que apresentam as raízes do determinante da matriz B da equação 2.2.11 no interior do círculo unitário. Isto significa que é difícil inferir qualquer resultado analisando os zeros dos elementos de b_{ij} isoladamente. Entretanto, como está indicado em Aström, Hägander e Sternby (1984) as conclusões obtidas para sistemas escalares podem ser estendidas para sistemas multivariáveis. Isto significa que, pode-se encontrar sistemas multivariáveis que passam de fase mínima para não mínima ao efetuar a sua discretização. A ocorrência de fase não mínima não afeta a estabilidade do sistema em malha aberta mas o sistema em malha fechada com o controlador pode-se tornar instável. Caberá então ao projetista de controle escolher, em função dos requisitos operacionais do sistema, uma teoria de controle que conteemple esta situação.

2.2.2.b DISCRETIZAÇÃO DE UM SISTEMA CONTÍNUO COM PERTURBAÇÕES ESTOCÁSTICAS

A representação de um sistema linear estocástico em termo de variáveis de estado é dada pelas equações 2.2.7, que são repetidas abaixo:

$$\dot{x}(t) = Lx(t) + Mu(t) + Nv(t) \quad 2.2.12.a$$

$$y(t) = Sx(t) + e(t) \quad 2.2.12.b$$

Admite-se que v e e são ruídos brancos com distribuição gaussiana e com as seguintes características:

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

$$E[v(t)v^T(t)] = Q_v \delta(t - \tau)$$

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

$$E[e(t) e^T(t)] = Q_e \delta(t - \tau)$$

Será analisada inicialmente a expressão da equação de estado. Em vista das propriedades estatísticas do ruído, conclui-se que a equação diferencial 2.2.12.a não tem sentido físico porque um ruído branco contínuo é caracterizado por ter densidade espectral constante, o que é impossível pois exigiria potência infinita. Por outro lado, a sua integração também seria impossível porque $\delta(t-\tau)$ não é uma função, no sentido matemático clássico. Para contornar este problema recorre-se ao fato de que, formalmente, o ruído branco é a derivada do processo Browniano [Aström (1970), Jazwinski (1970) e Maybeck (1979)], isto é:

$$v = \frac{d\beta}{dt}$$

onde β é o vetor de um processo Browniano que é caracterizado por:

- $\beta(t)$ tem incremento estacionário independente para $t > 0$;
- $\beta(t)$ tem distribuição normal;
- para $t > 0$ $E[\beta(t)] = 0$
- $\beta(0) = 0$.

Com esta consideração a equação 2.2.12.a pode ser reescrita como:

$$dx(t) = Lx(t)dt + Mu(t)dt + Nd\beta(t) \quad 2.2.13$$

Como a equação 2.2.13 é formalmente integrável, obtém-se a versão discreta da equação de estado 2.2.12.a que estava sendo procurada:

$$x(k+1) = \bar{L}x(k) + \bar{M}u(k) + \bar{r}(k) \quad 2.2.14$$

onde:

$$\bar{r}(k) = \int_k^{k+1} \phi(k+1-\tau) Nd\beta(\tau)$$

O vetor $\bar{r}(k)$ é um ruído gaussiano branco discreto com as seguintes características [Maybeck (1979)]:

$$E[\bar{r}(k)] = 0$$

$$E[\bar{r}(k) \bar{r}^T(k)] = Q_r(k) = \left[\int_k^{k+1} \phi(k+1-\tau) Q_b \phi^T(k+1-\tau) d\tau \right]$$

$$E[\bar{r}(k_1) \bar{r}(k_2)] = 0 \text{ para } k_1 \neq k_2$$

onde Q_b é uma matriz simétrica semi-definida positiva e corresponde à constante de difusão do processo Browniano.

Os problemas de consistência matemática encontrados na equação 2.2.12.a também comparecem na equação 2.2.12.b onde e , sendo um vetor de ruído branco gaussiano, também teria variância infinita. Entretanto, como pressupõe-se a utilização de um sistema digital de controle, a observação seria discreta e a equação do vetor de observação y pode ser representada por:

$$y(k) = \bar{S}x(k) + e(k) \quad 2.2.15$$

com:

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

$$E[e(k_1)e^T(k_2)] = Q_e \delta_{k_1, k_2}$$

Portanto as equações 2.2.14 e 2.2.15 representam o equivalente discreto do sistema contínuo representado pelas equações 2.2.12 e, em particular, a equação 2.2.14 revela como deve ser entendido o ruído v da equação 2.2.1.a.

2.2.3 MODELO MATEMÁTICO PARA O CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

Conforme já ressaltado anteriormente, os sistemas a serem controlados normalmente são não lineares e não operam em um único ponto de operação, isto é, alteram-se os seus valores de referência. Desta forma, a utilização da equação 2.2.5 para representar o sistema seria temerosa uma vez que ela é válida somente em torno de uma determinado ponto de operação, pois ela é resultante de uma linearização. Isso significa que, a rigor, os vetores y e u devem ser encarados como:

$$y = Y - Y_{\infty}$$

2.2.16

$$u = U - U_{\infty}$$

onde Y e U são, respectivamente, os valores das medidas das variáveis de saída e entrada;

Y_{∞} e U_{∞} são os valores de regime permanente em torno do qual se efetuou a linearização.

Substituindo as equações 2.2.16 em 2.2.5 obtém-se:

$$A(z^{-1})Y(k) = B(z^{-1})U(k-1) - C(z^{-1})r(k) + D \quad 2.2.17$$

onde

$$D = A(1) Y_{\infty} - B(1) U_{\infty}$$

A equação 2.2.17 contém a mesma informação que a equação 2.2.5. Entretanto a utilização da equação 2.2.17 em controlos adaptativos é mais vantajosa porque permite a utilização dos valores absolutos dos sinais de entrada e de saída sem se preocupar com os valores de Y_{∞} e U_{∞} . Se estes valores apresentarem grande variação, basta reestimar D , juntamente com A , B e C , tarefa intrínseca aos métodos de controle adaptativo, como mostrado na secção 2.4. Para não perder a generalidade, pode-se ainda acrescentar à equação 2.2.17 o atraso puro do sistema. Com isso esta equação passa a ser dada por:

$$A(z^{-1})Y(k) = B(z^{-1})U(k-d) + C(z^{-1})r(k) + D \quad 2.2.18$$

onde: $d = \tau'/T_0 + 1$

τ' é o atraso do sistema;

Neste trabalho, doravante será utilizada sempre a equação 2.2.18 para representar a dinâmica do sistema.

Nesta seção foi admitido um sistema multivariável com igual número nas variáveis de saída e de entrada porque o controlador a ser desenvolvido na seção 2.5 é adaptado a este tipo de sistema. Entretanto, as equações consideradas na seção 2.2 podem ser facilmente estendidas para sistemas multivariáveis com número de variáveis de entrada e de saída diferentes.

2.3 ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS

Nesta seção é apresentado o algoritmo recursivo de estimação de parâmetros empregado no controlador auto-ajustável a ser desenvolvido na seção 2.5.

Para estimar os parâmetros de um sistema, há que se definir

previamente a estrutura do seu modelo matemático, que poderia ser de variável de estado, de entrada e saída ou de matriz de resposta a um vetor de impulso. A estrutura a ser empregada neste trabalho, é a de entrada e saída, que foi desenvolvida na seção 2.2, que resultou na equação 2.2.18. Esta equação pode ser rearranjada de forma a se obter:

$$\begin{aligned} Y(k) = & -A_1 Y(k-1) - A_2 Y(k-2) \dots -A_{n_a} Y(k-n_a) + \\ & + B_0 U(k-d) + B_1 U(k-d-1) \dots -B_{n_b} U(k-d-n_b) + \\ & + r(k) + C_1 r(k-1) + \dots + C_{n_c} r(k-n_c) + D \end{aligned} \quad 2.3.1$$

que é conhecida como equação de um processo auto-responsivo de média móvel ou ARMA (Auto Regressive Moving Average).

O objetivo da estimação de parâmetros é a determinação dos coeficientes do segundo membro da equação 2.3.1, em função dos valores de $Y(k)$, $Y(k-1), \dots, U(k-d)$, $U(k-d-1), \dots$. Os métodos principais de estimação que podem ser utilizados para sistemas multivariáveis são: [Amara (1980)]

Mínimos Quadrados Recursivo (MQR)

Mínimos Quadrados Estendido Recursivo (MQER)

Modelo do Erro Previsto

São apresentadas na literatura outras técnicas, tais como de variável instrumental e aproximação estocástica, mas elas são desenvolvidas para sistemas escalares e não se encontrou extensões para sistemas multivariáveis.

Nesse trabalho será apresentado em detalhes somente o método recursivo dos mínimos quadrados porque, embora tenha certas restrições, é o algoritmo normalmente empregado em controladores auto-ajustáveis. As outras técnicas de estimação de parâmetros podem ser encontradas em Eijkhoff (1974), Soderstrom, Ljung e Gustavsson (1978), Strejčec (1980), Isermann (1980), Kurz, Isermann e Schumann (1980), Graupe, Jain e Salai (1980) e em Strejčec (1981) e suas referências.

O método dos Mínimos Quadrados Recursivo admite que o valor previsto do vetor de saída \hat{Y} , Y é dado por:

$$\hat{Y}(k) = -\hat{A}_{k-1}(z^{-1})Y(k-1) + \hat{B}_{k-1}(z^{-1})U(k-d) + \hat{D}_{k-1} \quad 2.3.2$$

onde:

$$\hat{A} = \hat{A}_1 + \hat{A}_2 z^{-1} \dots \hat{A}_{n_a} z^{-n_a+1}$$

$$\hat{B} = \hat{B}_0 + \hat{B}_1 z^{-1} + \dots + \hat{B}_{nb} z^{-nb}$$

\hat{A}_i e \hat{B}_i são matrizes $m \times m$;

\hat{D} é uma matriz de constantes

O índice $k-1$ nas matrizes \hat{A} , \hat{B} e \hat{D} indica que elas foram calculadas no instante $k-1$.

A equação 2.3.2 pode ser escrita sinteticamente como sendo:

$$\hat{Y}(k) = \psi^T(k) \hat{\theta}(k-1)$$

onde $\psi^T(k) = [-Y^T(k-1) - Y^T(k-2) \dots U^T(k-d), U^T(k-d-1) \dots, 1]$ e

$$\hat{\theta}^T(k-1) = [\hat{A}_1, \hat{A}_2, \dots, \hat{B}_0, \hat{B}_1, \dots, \hat{D}]$$

Desta forma, o problema de estimativa de parâmetros consiste na determinação dos elementos da matriz $\hat{\theta}$. Admitindo-se que os parâmetros do sistema sejam invariantes com o tempo, o algoritmo dos Mínimos Quadrados Recursivo é obtido minimizando-se a função J , definida por:

$$J = \sum_1^j [\epsilon^T(k) \epsilon(k)] \quad 2.3.3$$

onde: ϵ é o erro de estimativa:

$$\epsilon(k) = Y(k) - \hat{Y}(k)$$

j é o instante final das medições

Minimizando-se o índice J em relação a $\hat{\theta}$ obtém-se o algoritmo recursivo desejado que é dado por:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Omega(k) [Y^T(k) - \psi^T(k) \hat{\theta}(k-1)] \quad 2.3.4.a$$

$$\Omega(k) = \frac{\Gamma(k-1) \psi(k)}{1 + \psi^T(k) \Gamma(k-1) \psi(k)} \quad 2.3.4.b$$

$$\Gamma(k) = [I - \Omega(k) \psi^T(k)] \Gamma(k-1) \quad 2.3.4.c$$

com:

$$E[\Gamma(k)] = \frac{1}{\sigma_e^2} \text{ Cov} [\Delta\theta(k-1)]$$

onde

$$\sigma_e^2 = E[\epsilon^T(k-1)\epsilon(k-1)]$$

$$\Delta\theta = \theta - \theta_o$$

θ_o é o valor real do parâmetro

Este algoritmo é simples e exige menos esforço computacional do que outros métodos [Isermann (1980)]. Entretanto só converge se o ruído r for um processo auto-regressivo, isto é, se a parcela de Y , Y_r devida a ruído for dada por:

$$A(z^{-1})Y_r(k) = r(k)$$

que raramente se verifica [Isermann (1980)]. Devido a esta limitação do método MQR é que foram desenvolvidos os outros métodos de estimação que não só levam a valores corretos das matrizes A e B mas também estimam os valores de matriz C . Porém, conforme será mostrado na seção 2.5, mesmo com as ressalvas citadas, o método MQR pode ser perfeitamente empregado nos controladores auto-ajustáveis

O algoritmo recursivo definido pelas equações 2.3.4 para a estimativa de parâmetros, a rigor, só é válido para sistemas lineares com coeficientes constantes. Como esta condição, entretanto, é raramente encontrada na prática, procura-se alterar o algoritmo recursivo para que "acompanhe" as variações que ocorrem nos parâmetros do sistema. Um procedimento comum, quando os parâmetros do sistema variam lentamente, é a introdução de um fator de esquecimento no índice J :

$$\bar{J} = \sum_1^j [\lambda^{J-k} \epsilon^T(k)\epsilon(k)]$$

Com este fator λ as equações 2.3.4.b e 2.3.4.c passam a ter a seguinte expressão:

$$\Omega(k) = \frac{\Gamma(k-1) \psi(k)}{\lambda + \psi^T(k)\Gamma(k-1)\psi(k)} \quad 2.3.5.a$$

$$\Gamma(k) = [\mathbf{I} - \Omega(k)\psi^T(k)]\Gamma(k-1)/\lambda \quad 2.3.5.b$$

Normalmente adota-se $0,9 < \lambda < 1,0$

O objetivo desta fator é o de "esquecer" as observações mais remotas, em favor das mais recentes, procurando assim aumentar a velocidade de convergência do processo de estimação. Desta forma, se o sistema apresentar uma mudança contínua porém lenta nos seus parâmetros as equações 2.3.4.a, 2.3.5.a e 2.3.5.b estimarão os parâmetros convenientemente. Porém, este algoritmo apresenta dois inconvenientes: o primeiro surge quando o sistema atinge o seu regime permanente, pois neste caso a matriz P tende a aumentar exponencialmente, uma vez que ela estará sempre sendo dividida por um fator de esquecimento menor que 1,0, conforme mostra a equação 2.3.5.b. Isto pode acarretar um sistema de controle extremamente sensível a perturbações e suscetível a dificuldades numéricas [Fortescue, Kershbaum e Ydstie (1981)]. O segundo inconveniente é a sua própria velocidade de convergência pois, com fator de esquecimento constante, o algoritmo é apropriado somente para sistemas com variações lentas nos seus parâmetros, o que nem sempre ocorre. Estas considerações sugerem que, o fator de esquecimento deva ser variável, ajustando-se em função da evolução do sistema. Neste trabalho será adotado um fator de esquecimento variável proposto por Fortescue, Kershbaum, e Ydstie (1981), que é baseado no erro entre o valor real e o estimado da variável de saída. Se o erro for grande o fator λ diminui e se ele for pequeno o fator λ se aproxima de 1,0.

Para calcular o fator de esquecimento é definida inicialmente a soma do quadrado dos erros, que na sua forma recursiva, já com o fator λ , é dada por:

$$\Sigma(k) = \lambda(k)\Sigma(k-1) + [1 - \psi^T(k)\Omega(k)]\epsilon^T(k)\epsilon(k)$$

onde Σ é a soma do quadrado dos erros ϵ até o instante k .

Uma análise extensa sobre a soma recursiva dos erros pode ser encontrada em Albert e Sister (1966).

Para determinar o fator $\lambda(k)$ admite-se que a soma do quadrados do erros seja constante em todos os instantes, isto é,

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) = \dots = \Sigma_0$$

Σ_0 será denominado doravante de soma do quadrado dos erros.

Desta forma tem-se:

$$\lambda(k) = 1 - 1/Z(k)$$

onde $Z(k) = \frac{\Sigma_0}{[1 - \psi^T(k)\Omega(k)]\epsilon^T(k)\epsilon(k)}$

$Z(k)$ é o equivalente ao "comprimento de memória assintótico", definido por Clarke e Gauthrop (1975) e dá uma idéia do

número de medidas que estão sendo levadas em consideração para a estimação dos parâmetros no instante k . Com a introdução do fator de esquecimento variável, o algoritmo recursivo de estimação de parâmetro adotado neste trabalho é dado por:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Omega(k) \varepsilon^T(k) \quad 2.3.7.a$$

$$\Omega(k) = \frac{\Gamma(k-1) \psi(k)}{1 + \psi^T(k) \Gamma(k-1) \psi(k)} \quad 2.3.7.b$$

$$\lambda(k) = 1 - [1 - \psi^T(k) \Omega(k)] \varepsilon^T(k) \varepsilon(k) / \Sigma_0 \quad 2.3.7.c$$

$$\text{Se } \lambda(k) < \lambda_{\min} \quad \lambda(k) = \lambda_{\min}$$

$$\Gamma(k) = [I - \Omega(k) \cdot \psi^T(k)] \Gamma(k-1) / \lambda(k) \quad 2.3.7.d$$

onde λ_{\min} é o valor mínimo de $\lambda(k)$

É necessário definir λ_{\min} pois $\lambda(k)$ calculado por 2.3.7.c pode atingir valores não positivos. A sua escolha é arbitrária.

2.4 PREVISOR ÓTIMO

Para o desenvolvimento da teoria do controlador auto-ajustável é imprescindível a estimativa do valor futuro do vetor de saída Y baseado em valores anteriores de Y e de U , que constitue o problema de previsão. Em vista disto, nesta seção é apresentado um procedimento para a obtenção de um previsor ótimo para um processo estacionário.

Seja um sistema cuja dinâmica é descrita pela equação 2.2.16. Ela pode ser reescrita como sendo:

$$Y(k+d) = A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})U(k) + A^{-1}(z^{-1})C(z^{-1})r(k+d) + A^{-1}(z^{-1})D \quad 2.4.1$$

O termo $A^{-1}(z^{-1})C(z^{-1})r(k+d)$ contém termos $r(k)$, $r(k-1)$, ... $r(k-n_c)$ que podem ser obtidos através de $Y(k)$, $Y(k-1)$, ... $Y(k-n_a)$ observados e termos $r(k+1)$, $r(k+2)$... $r(k+d)$ que são independentes. Desta forma, o termo relativo ao ruído pode ser separado em duas partes: a primeira consideraria os termos futuros e a segunda as perturbações ocorridas até o instante k . Isto pode ser formalizado por:

$$\bar{A}^{-1}(z^{-1})C(z^{-1})r(k+d) = E'(z^{-1})r(k+d) + A^{-1}(z^{-1})z^{-d}F'(z^{-1})r(k+d) \quad 2.4$$

onde $E' = I + E'_1 z^{-1} + \dots + E'_{d-1} z^{-d+1}$ 2.4.2

$$F' = F'_0 + F'_1 z^{-1} + \dots + F'_{n_a-1} z^{-n_a+1}$$

Substituindo a equação 2.4.2 em 2.4.1 tem-se:

$$Y(k+d) = A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})U(k) + E'(z^{-1})r(k+d) + \quad 2.4.3 \\ + A^{-1}(z^{-1})F'(z^{-1})r(k) + A^{-1}(z^{-1})D$$

Até o instante k , as perturbações $r(k), r(k-1), \dots, r(k-n_C)$ podem ser obtidas por:

$$r(k) = C^{-1}(z^{-1}) [A(z^{-1})Y(k) - z^{-d}B(z^{-1})U(k) - D] \quad 2.4.4$$

Substituindo a expressão 2.4.4 em 2.4.3 tem-se:

$$Y(k+d) = M'(z^{-1})U(k) + N'(z^{-1})Y(k) + E'(z^{-1})r(k+d) - L'(z^{-1})D \quad 2.4.5$$

onde:

$$M'(z^{-1}) = [A^{-1}(z^{-1}) - A^{-1}(z^{-1})F'(z^{-1})z^{-d}C^{-1}(z^{-1})]B(z^{-1})$$

$$N'(z^{-1}) = A^{-1}(z^{-1})F'(z^{-1})C^{-1}(z^{-1})A(z^{-1})$$

$$L'(z^{-1}) = A^{-1}(z^{-1})F'(z^{-1})C^{-1}(z^{-1}) - A^{-1}(z^{-1})$$

Seja $\hat{Y}(k+d/k)$ uma função de $Y(k), Y(k-1), \dots$. Ela será o melhor previsor de Y a passos adiante, se minimizar a expectância definida por: [Astron (1970)]

$$E\{||Y(k+d) - \hat{Y}(k+d/k)||^2\} \quad 2.4.6$$

onde $E\{||X||^2\} = E\{X^T \cdot X\}$

Substituindo a expressão 2.4.5 em 2.4.6 obtem-se:

$$E\{||Y(k+d) - \hat{Y}(k+d/k)||^2\} = E\{||E'(z^{-1})r(k+d)||^2\} + \\ - E\{||M'(z^{-1})U(k) + N'(z^{-1})Y(k) - L'(z^{-1})D - \hat{Y}(k+d/k)||^2\} +$$

$$+ 2E\{||M'(z^{-1})U(k) + N'(z^{-1})Y(k) - L'(z^{-1})D - \hat{Y}(k+d/k)|| \cdot ||E'(z^{-1})r(k+d)||\} \quad 2.4.7.$$

O último termo da equação 2.4.7 é nulo porque $r(k+1), r(k+2), \dots$ são independentes de $Y(k), Y(k-1), \dots$ e $r(k)$ tem média zero para todo k . Portanto tem-se:

$$E\{||Y(k+d) - \hat{Y}(k+d/k)||^2\} \geq E\{||E'(z^{-1})r(k+d)||^2\}$$

e o sinal de igualdade aplica-se quando:

$$\hat{Y}(k+d/k) = M'(z^{-1})U(k) + N'(z^{-1})Y(k) - L'(z^{-1})D \quad 2.4.8$$

Portanto $\hat{Y}(k+d/k)$, calculado através da equação 2.4.8, é a melhor estimativa de Y , d passos adiante, a partir dos valores de $Y(k), Y(k-1), \dots, U(k-d), \dots$. Entretanto, normalmente esse resultado é apresentado de uma outra maneira, que torna mais conveniente a sua aplicação em controles adaptativos. Para tal é utilizada a identidade proveniente da equação 2.4.2, isto é:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})E'(z^{-1}) + z^{-d}F'(z^{-1}) \quad 2.4.9$$

Admitindo-se que $A(0)$ seja não singular, as matrizes F' e E' são únicas. [Borisson (1979)] Sejam \tilde{E}' e \tilde{F}' matrizes polinomiais tais que:

$$\tilde{E}'(z^{-1})\tilde{F}'(z^{-1}) = \tilde{F}'(z^{-1})\tilde{E}'(z^{-1}) \quad 2.4.10$$

com a condição que: $\det \tilde{E}'(z^{-1}) = \det E'(z^{-1})$ e $\tilde{E}'(0) = I$

Seja ainda a matriz polinomial \tilde{C} definida por:

$$\tilde{C}(z^{-1}) = \tilde{E}'(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-d}\tilde{F}'(z^{-1}) \quad 2.4.11$$

Pós-multiplicando a equação 2.4.11 por \tilde{E}' e utilizando-se as relações 2.4.9 e 2.4.10 tem-se:

$$\tilde{C}(z^{-1})\tilde{E}'(z^{-1}) = \tilde{E}'(z^{-1})C(z^{-1}) \quad 2.4.12$$

Utilizando-se as equações 2.4.9 e 2.4.12 verifica-se que a matriz M' , definida em 2.4.5, é também dada por:

$$M'(z^{-1}) = \tilde{C}^{-1}(z^{-1}) \tilde{E}'(z^{-1})B(z^{-1}) \quad 2.4.13$$

Pré-multiplicando a identidade 2.4.9 por A^{-1} tem-se:

$$A^{-1}(z^{-1})F'(z^{-1})z^{-d} = A^{-1}(z^{-1})C(z^{-1}) - E'(z^{-1}) \quad 2.4.14$$

Substituindo a equação 2.4.14 na expressão de N' definida na equação 2.4.5 e utilizando as equações 2.4.11 e 2.4.12 obtém-se:

$$N'(z^{-1}) = \tilde{C}^{-1}(z^{-1})\tilde{F}'(z^{-1}) \quad 2.4.15$$

Substituindo a equação 2.4.14 na expressão de L' definida na equação 2.4.5 e utilizando a relação 2.4.12 obtém-se

$$L'(z^{-1}) = \tilde{C}^{-1}(z^{-1})\tilde{E}'(z^{-1}) \quad 2.4.16$$

Desta forma, substituindo na equação 2.4.5 as expressões 2.4.13, 2.4.15 e 2.4.16 obtém-se o previsor ótimo de Y , d passo adiante, que é dado por:

$$\hat{Y}(k+d/k) = \tilde{C}^{-1}(z^{-1}) [\tilde{F}'(z^{-1})Y(k) + \tilde{E}'(z^{-1})B(z^{-1})U(k) + \tilde{E}'(z^{-1})D] \quad 2.4.17$$

Substituindo as expressões 2.4.13, 2.4.15 e 2.4.16 em 2.4.5 verifica-se que o vetor de saída $Y(k+d)$ também pode ser dado por:

$$Y(k+d) = \tilde{C}^{-1}(z^{-1}) [\tilde{F}'(z^{-1})Y(k) + \tilde{E}'(z^{-1})B(z^{-1})U(k) + \tilde{E}'(z^{-1})D] + E'(z^{-1})r(k+d) \quad 2.4.18$$

2.5. CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

Nesta seção é desenvolvida a estrutura do controlador auto-ajustável a ser adotado neste trabalho. Ela é baseada no esquema proposto por Koivo (1980) e, fundamentalmente, a lei de controle é obtida minimizando-se um índice de desempenho, onde são ponderados os vetores das variáveis de saída, de referência e de controle. Embora a finalidade do controlador auto-ajustável seja a de controlar sistemas com parâmetros desconhecidos, a sua estrutura será desenvolvida inicialmente com a hipótese de que os parâmetros do sistema sejam conhecidos para, em uma segunda etapa, introduzir os algoritmos de estimativa de parâmetros e completar a sua estrutura.

2.5.1 ESTRUTURA DO CONTROLADOR PARA SISTEMAS COM PARÂMETROS CONHECIDOS.

Seja um sistema descrito pela equação 2.2.18 aqui reproduzida.

$$A(z^{-1})Y(k) = B(z^{-1})U(k-d) + C(z^{-1})r(k) + D \quad 2.5.1$$

Será admitido que B_O seja não singular e que as raízes do dete estejam fora do círculo unitário.

O índice de desempenho a ser considerado no controlador é da seguinte forma:

$$I = E\{||P(z^{-1})Y(k+d) - R(z^{-1})W(k)||^2 + ||Q'(z^{-1})U(k)||^2\} \quad 2.5.2$$

onde P , Q e R são matrizes polinomiais $m \times m$ dadas por:

$$P(z^{-1}) = I + P_1 z^{-1} + \dots + P_{d-1} z^{-d+1}$$

$$R(z^{-1}) = R_O + R_1 z^{-1} + \dots + R_{n_r} z^{-n_r}$$

$$Q'(z^{-1}) = Q'_O + Q'_1 z^{-1} \dots + Q'_{n_q} z^{-n_q}$$

W é o vetor $m \times 1$ de referência

n_r e n_q são as ordens das matrizes R e Q respectivamente.

Normalmente o índice I , definido por 2.5.2, é utilizado nas seguintes formas particulares:

$$I_1 = E\{||Y(k+d)||^2\}$$

$$I_2 = E\{||Y(k+d) - W(k)||^2 + U^T(k) \text{ diag } (\alpha_1 \dots \alpha_m) U(k)\}$$

$$I_3 = E\{||Y(k+d)-W(k)||^2 + |U(k)-U(k-1)|^2 \text{ diag } (\alpha_1 \dots \alpha_m) |U(k)-U(k-1)|\}$$

O controlador com índice I_1 é chamado de mínima variância e foi proposto inicialmente por Astron (1970) para sistemas escalares e Borisson (1979) estendeu para sistemas multivariáveis. O controlador com índice I_2 efetua um compromisso entre o desvio da saída, em relação a referência, e o sinal de controle U . Um controlador projetado com este critério geralmente apresenta um erro em regime permanente, isto é, a média da saída $Y(k)$ não coincide com a média $W(k)$ da entrada, a não ser que $\alpha_i, i=1, m$ seja igual a zero [Koivo (1980) e Clarke e Gawthrop (1975)]. Já o controlador com o índice de desempenho I_3 , embora garanta a igualdade entre $Y(k)$ e $W(k)$, pode tornar a resposta mais lenta.

A lei de controle é obtida minimizando-se o índice de desempenho I , através de uma escolha apropriada de $U(k)$. Entretanto, como no índice de desempenho proposto comparece o termo desconhecido $Y(k+d)$, a minimização direta de 2.5.2 torna-se impossível. Para contornar este problema, é introduzido o previsor ótimo $\hat{Y}(k+d/k)$ que prevê no instante k , a saída Y d passos avante,

baseando-se nos valores de Y e de U dos instantes anteriores. Este previsor, conforme mostrado na seção 2.4, é dado por:

$$\begin{aligned}\hat{Y}(k+j/k) &= \tilde{C}^{-1}(z^{-1})|\tilde{F}_j(z^{-1}) Y(k) + \tilde{E}'_j(z^{-1})B(z^{-1})U(k) + D''_j| \text{ para } 0 < j \leq d \\ &= \tilde{Y}(k+j) \text{ para } j \leq 0\end{aligned}\quad 2.5.3$$

onde $D''_j = \tilde{E}'_j(1)D$

O erro de previsão ϵ_y é dado por:

$$\epsilon_y(k+d) = Y(k+d) - \hat{Y}(k+d/k) \quad 2.5.4$$

Introduzindo na equação 2.5.4 as relações 2.4.17 e 2.4.18 obtém-se

$$\epsilon_y(k+d) = r(k+d) + E'_1 r(k+d-1) + \dots + E'_{d-1} r(k+1) \quad 2.5.5$$

Convém observar que o erro ϵ_y não é correlacionado com $Y(k)$, $Y(k-1), \dots, U(k)$, $U(k-1)$, ... e também com $\hat{Y}(k+d/k)$. Aplicando-se a relação 2.5.4 no índice de desempenho tem-se:

$$I = E\{| | P(z^{-1})[\hat{Y}(k+d/k) + \epsilon_y(k+d)] - R(z^{-1})W(k) | |^2 + | | Q'(z^{-1})U(k) | |^2\} \quad 2.5.6$$

Como $P(z^{-1})\epsilon_y(k+d)$ não é correlacionado com $U(k-i)$, $Y(k-i)$, $W(k-i)$ e $P(z^{-1})\hat{Y}(k+d/k)$ para $0 \leq i \leq d$, a equação 2.5.6 pode ser dada por:

$$\begin{aligned}I &= | | P(z^{-1})\hat{Y}(k+d/k) - R(z^{-1})W(k) | |^2 + | | Q'(z^{-1})U(k) | |^2 + \\ &\quad + E\{| | P(z^{-1})\epsilon_y(k+d) | |^2\}\end{aligned}\quad 2.5.7$$

Uma das condições necessárias para a minimização de I é que:

$$\frac{\partial I}{\partial U(k)} = 0$$

Efetuando esta derivação obtém-se:

$$\begin{aligned}\frac{\partial I}{\partial U(k)} &= 2 \left[\frac{\partial P(z^{-1})Y(k+d/k)}{\partial U(k)} \right]^T \left[P(z^{-1})\hat{Y}(k+d/k) - R(z^{-1})W(k) \right] + \\ &\quad + 2 \left[Q'_0{}^T Q'(z^{-1})U(k) \right]\end{aligned}$$

$$\frac{\partial I}{\partial U(k)} = 2B_O^T \left[P(z^{-1}) \hat{Y}(k+d/k) - R(z^{-1})W(k) \right] + 2Q_O^T Q'(z^{-1})U(k) \quad 2.5.8$$

$$\text{Sejam: } Q(z^{-1}) = (B_O^T)^{-1} \left[Q_O^T Q'(z^{-1}) \right] \text{ e} \quad 2.5.9$$

$$\hat{\Phi}(k+d/k) = \frac{1}{2} \frac{\partial I}{\partial U(k)} \quad 2.5.10$$

Substituindo as expressões 2.5.9 e 2.5.10 em 2.5.8 obtém-se:

$$\hat{\Phi}(k+d/k) = P(z^{-1}) \hat{Y}(k+d/k) - R(z^{-1})W(k) + Q(z^{-1})U(k) \quad 2.5.11$$

e a lei ótima de controle será obtida quando:

$$\hat{\Phi}(k+d/k) = 0$$

Substituindo a equação 2.5.3 em 2.5.11 tem-se:

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}(k+d/k) &= P(z^{-1}) \tilde{C}^{-1}(z^{-1}) \left[\tilde{F}'(z^{-1})Y(k) + \tilde{E}'(z^{-1})B(z^{-1})U(k) + D''_j \right] + \\ &\quad -R(z^{-1})W(k) + Q(z^{-1})U(k) \end{aligned} \quad 2.5.12$$

Assim, igualando a zero a expressão 2.5.12 poder-se-ia obter a lei ótima de controle $U(k)$. Entretanto, ela é um tanto restritiva pois a determinação de $U(k)$ tende a ser complicada, uma vez que envolve operações como multiplicação e inversão de matrizes que consumiriam grande tempo de processamento. Uma simplificação conveniente, e que não restrinse a sua aplicação em controle de processo, consiste em reduzir a matriz polinomial P para um polinômio p . Adotando esta hipótese, a expressão 2.5.12 pode ser reescrita como:

$$\tilde{C}(z^{-1}) \hat{\Phi}(k+d/k) = \tilde{F}(z^{-1})Y(k) + \tilde{G}(z^{-1})U(k) + \tilde{H}(z^{-1})W(k) + D' \quad 2.5.13$$

$$\text{onde } \tilde{F}(z^{-1}) = \sum_{j=0}^{d-1} p_j \tilde{F}'_{d-j}$$

$$\tilde{G}(z^{-1}) = \sum_{j=0}^{d-1} p_j z^{-j} \tilde{E}'_j(z^{-1})B(z^{-1}) + \tilde{C}(z^{-1})Q(z^{-1})$$

$$\tilde{H}(z^{-1}) = -\tilde{C}(z^{-1})R(z^{-1})$$

$$D' = \sum_{j=0}^{d-1} P_j D''_{d-j}$$

e a lei ótima $U(k)$ é obtida resolvendo-se a equação matricial:

$$\tilde{F}(z^{-1})Y(k) + \tilde{G}(z^{-1})U(k) + \tilde{H}(z^{-1})W(k) + D' = 0 \quad 2.5.14$$

2.5.2 ESTRUTURA DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

Na seção anterior foi derivada a estrutura do controlador auto-ajustável, admitindo-se conhecidos os parâmetros do sistema, isto é, os elementos das matrizes A , B e C . No caso real os parâmetros do sistema são desconhecidos e é função do controlador auto-ajustável identificá-los e calcular a lei ótima de controle. Neste ponto há duas abordagens, conforme foi citada na seção 1.2; a primeira, conhecida como método explícito, consiste em identificar os parâmetros A , B e C e, posteriormente calcular F , G , H e D' através das equações 2.5.13 obtendo, então, a lei de controle $U(k)$. A segunda alternativa, conhecida como método implícito, que será adotado neste trabalho, consiste em identificar diretamente os coeficientes \tilde{F} , \tilde{G} , \tilde{H} e D' . As vantagens do segundo método são evidentes, pois evita os cálculos para a obtenção das matrizes A , B e C .

Para desenvolver este procedimento será definido inicialmente o vetor $\Phi(k+d)$:

$$\Phi(k+d) = p(z^{-1})Y(k+d) + Q(z^{-1})U(k) - R(z^{-1})W(k) \quad 2.5.15$$

Considerando a equação 2.5.4 $\Phi(k+d)$ também é dado por:

$$\Phi(k+d) = p(z^{-1})\hat{Y}(k+d/k) + Q(z^{-1})U(k) - R(z^{-1})W(k) + p(z^{-1})\epsilon_y(k+d)$$

Logo, observando-se a relação 2.5.11 tem-se:

$$\Phi(k+d) = \hat{\Phi}(k+d/k) + \epsilon_p(k+d) \quad 2.5.16$$

onde $\epsilon_p(k+d) = p(z^{-1})\epsilon_y(k+d)$

O termo $\epsilon_p(k+d)$ não é correlacionado com $\hat{\Phi}(k+d/k)$. Desta forma, definido o índice de desempenho J :

$$J = E\{|\Phi(k+d)||^2\} = E\{||p(z^{-1})Y(k+d) + Q(z^{-1})U(k) - R(z^{-1})W(k)||^2\}$$

tem-se:

$$J = ||\hat{\Phi}(k+d/k)||^2 + E\{||\epsilon_p(k+d)||^2\}$$

E, usando a condição de mínimo

$$\frac{\partial J}{U(k)} = 0$$

obtém-se a mesma lei de controle expressa por 2.5.14.

Para calcular os parâmetros desejados \tilde{F} , \tilde{G} , \tilde{H} e D' o controlador auto-ajustável implícito trabalha com o sistema equivalente definido pelas equações 2.5.13 e 2.5.16. Admitindo inicialmente que $C = I$, as equações do sistema equivalentes são dadas por:

$$\hat{\Phi}(k+d/k) = \tilde{F}(z^{-1})Y(k) + \tilde{G}(z^{-1})U(k) + \tilde{H}(z^{-1})W(k) + D' = 0 \quad 2.5.17$$

$$\Phi(k+d) = \tilde{F}(z^{-1})Y(k) + \tilde{G}(z^{-1})U(k) + \tilde{H}(z^{-1})W(k) + D' + \epsilon_p(k+d) \quad 2.5.18$$

Sejam as matrizes $\psi(k)$ e $\theta(k)$ definidas por:

$$\psi(k) = [Y^T(k), Y^T(k-1) \dots U^T(k), U^T(k-1) \dots, W^T(k), W^T(k), \dots, 1]^T$$

$$\theta(k) = [\tilde{F}_0, \tilde{F}_1, \dots, \tilde{G}_0, \tilde{G}_1, \dots, \tilde{H}_0, \tilde{H}_1, \dots, D']^T$$

Com estas definições a equação 2.5.18 pode ser escrita sinteticamente como:

$$\Phi(k+d) = \psi^T(k)\theta(k) + \epsilon_p(k+d) \quad 2.5.19$$

A introdução da equação 2.5.19 tem por finalidade auxiliar a determinação dos elementos das matrizes \tilde{F} , \tilde{G} , \tilde{H} e D' . Estes elementos estão condensados na matriz θ e, no controlador auto-ajustável a ser utilizado neste trabalho eles serão estimados pelo método dos mínimos quadrados recursivo desenvolvido na seção 2.3 que, neste caso, é dado por:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Omega(k) [\Phi(k) - \psi^T(k-d)\hat{\theta}(k-1)]$$

$$\Omega(k) = \Gamma(k-1)\psi(k-d) [1 + \psi^T(k-d)\Gamma(k-1)\psi(k-d)]^{-1} \quad 2.5.20$$

$$\Gamma(k) = [I - \Omega(k)\psi^T(k-d)]\Gamma(k-1)/\lambda(k)$$

$$\lambda(k) = 1 - [1 - \psi^T(k-d)\Omega(k)]\epsilon^T(k)\epsilon(k)/\Sigma_0$$

$$\epsilon(k) = \Phi(k) - \psi^T(k-d)\hat{\theta}(k-1)$$

Uma vez obtido $\hat{\theta}$ a lei de controle é calculada por:

$$\hat{G}_0 U(k) = - \left[\sum_{i>0} \hat{F}_i Y(k-i) + \sum_{i \geq 1} \hat{G}_i U(k-i) + \sum_{i>0} \hat{H}_i W(k-i) + \hat{D}' \right] \quad 2.5.21$$

No caso geral a matriz C é diferente de I . Neste caso a equação 2.5.18 toma a seguinte forma:

$$\Phi(k+d) = \psi^T(k)\theta(k) + \epsilon_p(k+d) + [I - C(z^{-1})] \hat{\phi}(k+d/k) \quad 2.5.22$$

e, como foi mostrado por Clarke e Gawthrop (1975) e Koivo (1980), não há alteração no algoritmo de identificação uma vez que, a lei do controle é obtida através de $\hat{\Phi}(k+d/k)=0$ e, portanto, o último termo da equação 2.5.22 se anula.

Convém ressaltar que a lei de controle obtida pela equação 2.5.21 aplica o Princípio da Equivalência a Certeza, isto é, admite que os elementos estimados \hat{F} , \hat{G} , \hat{H} e \hat{D}' são os verdadeiros.

Uma vez definida a estrutura do controlador auto-ajustável, a etapa seguinte seria a prova da sua estabilidade e conversência. Porém, como o algoritmo de controle é não linear e variante com o tempo, a análise de estabilidade e conversência através de processos analíticos é extremamente difícil. A rigor, até o presente momento não existe nenhum teorema geral que garanta a estabilidade e conversência de controladores auto-ajustáveis, nem mesmo para sistemas multivariáveis. Prova de estabilidade para sistemas determinísticos e de fase mínima pode ser encontrada, por exemplo, em Goodwin, Ramadge e Caines (1980). A análise de conversência para sistemas escalares é mostrada, por exemplo, em Ljung (1977a, 1977b), Isermann (1980) e Sales (1984). Para sistemas multivariáveis nenhuma das referências consultadas [Koivo (1980), Schumann (1979), Buchholt e Kummel (1981), Bayoumi et alii (1981), Prase e Wellstead (1980), Bezanson e Harris (1984), Shieh, Wang e Tsay (1982), Radke (1982)] analisaram em profundidade a conversência e a estabilidade de controles auto-ajustáveis.

Neste trabalho a estabilidade será analisada qualitativamente, adotando-se $P = I$, $W(k) = D' = 0$ e admitindo que a lei de controle seja dada pelo equação 2.5.14. Com estas hipóteses, pode-se escrever a seguinte equação matricial: [Koivo (1980)]

$$\begin{bmatrix} A(z^{-1}) & B(z^{-1}) & C(z^{-1}) \\ -z^{-d}\tilde{F}(z^{-1}) & \tilde{G}(z^{-1}) & 0 \\ -I & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(k+d) \\ -U(k) \\ -r(k+d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -Y(k+d) \end{bmatrix}$$

A estabilidade do conjunto sistema-controlador pode ser analisada através das raízes da equação definida por Ekoivo (1980):

$$\begin{vmatrix} A(z^{-1}) & B(z^{-1}) \\ -z^{-d}\tilde{F}(z^{-1}) & E(z^{-1})B(z^{-1}) + \tilde{C}(z^{-1})Q(z^{-1}) \end{vmatrix} = 0$$

Esta equação pode ser escrita como:

$$\det |\tilde{E} B + \tilde{C} Q| \det |A + B(\tilde{E}B + \tilde{C}Q)|^{-1} |\tilde{C} - \tilde{E}A| = 0 \quad 2.5.23$$

Se os módulos das raízes da equação 2.5.23 forem menores que 1,0 o sistema será instável. Por esta equação percebe-se que, se o sistema for instável em malha aberta, isto é, os módulos das raízes de $\det A$ forem menores que 1,0, ou apresentar fase não mínima, pode-se torná-la estável alocando convenientemente as raízes da equação 2.5.23, através da matriz Q , que é arbitrária.

CAPÍTULO 3

APLICAÇÃO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL A UMA INSTALAÇÃO PROPELSSORA

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo é mostrada a aplicação do controlador auto-ajustável à instalação propulsora em estudo, obedecendo a seguinte ordem de apresentação: na seção 3.2 é efetuada uma breve descrição do sistema propulsor; na seção 3.3 é discutido o seu modelo matemático nas formas linear e não linear; na seção 3.4 é definida a estrutura do controlador auto-ajustável a ser utilizado no controle da propulsão; na seção 3.5 é analisada a escolha da ordem do sistema e da matriz C para o controlador; na seção 3.6 é discutida a escolha do intervalo de amostragem; e, finalmente, na seção 3.7 são apresentados os valores de referência para o controlador.

3.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPULSOR

A instalação propulsora a ser considerada é a de um navio bi-hélice com arranjo simétrico e independente, sendo que cada um dos sistemas de propulsão é constituído dos seguintes elementos:

Motor Diesel

Acoplamento fluídico

Engranagem redutora

Eixo propulsor

Atuador da hélice

Hélice de passo variável

Um arranjo esquemático desta instalação é mostrado na Fig. 3.1 e as especificações técnicas de cada um dos componentes podem ser encontradas em Yard Control (1983). Estes elementos, juntamente com o casco, formam o sistema a ser controlado.

O motor Diesel é de alta rotação e é dotado de um turbocompressor e um regulador de velocidade que, controla a rotação do motor diesel atuando na injeção de combustível através da posição da cremalheira. O modo de operação do regulador é indicado na Fig. 3.2. Ele define, para cada valor de rotação demandada re-

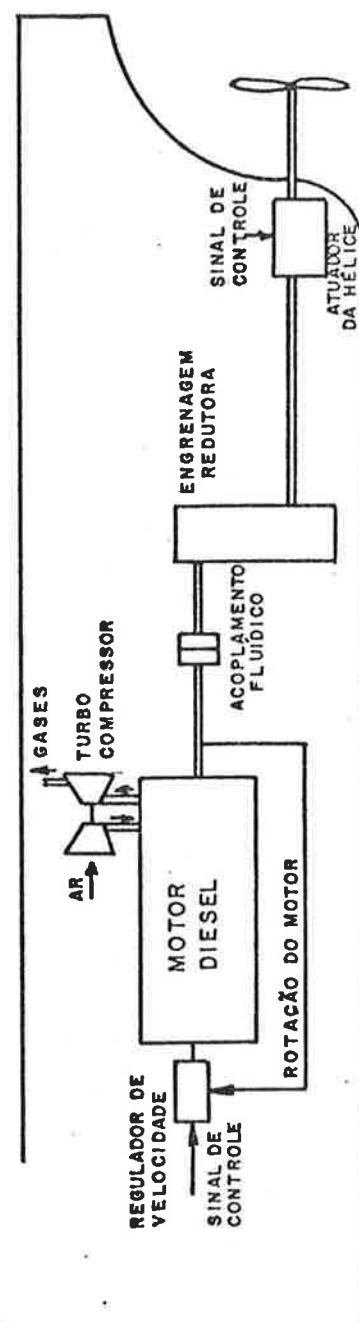


Fig. 3.1 Esquema do sistema propulsor

cebida do controlador, um segmento de reta sobre o qual pode variar a posição da cremalheira, em função da rotação do motor, que é um sinal de realimentação, conforme mostrado na Fig. 3.1. Em vista da inclinação do segmento de reta, a rotação demandada difere ligeiramente da rotação do motor. A linha DBR, mostrada na Fig. 3.2, é a posição máxima da cremalheira, que é definida para cada rotação do motor.

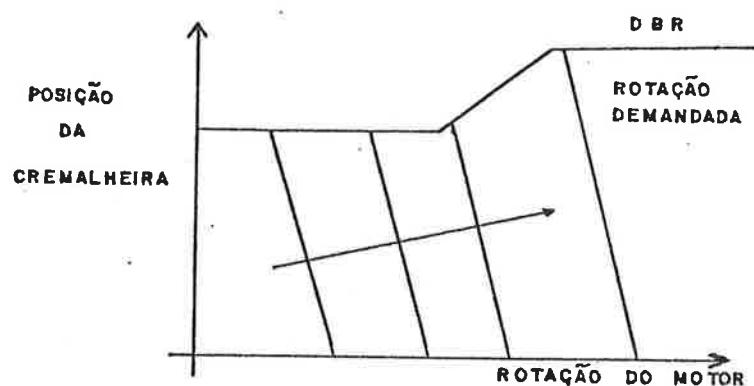


Fig. 3.2 Curva característica do regulador de velocidade

O acoplamento fluídico colocado entre o motor e a engrenagem redutora é um transmissor hidráulico de potência composto de uma bomba (do lado do motor) e de uma turbina (do lado da engrenagem redutora). No caso do acoplamento fluídico será admitido que os torques atuantes na turbina e na bomba serão sempre iguais e que a perda de potência se dará devido ao escorregamento existente entre as duas partes. O torque transmitido é função das rotações do motor e do eixo cardan (eixo entre o acoplamento fluídico e a engrenagem redutora) que, devido ao escorregamento, são ligeiramente diferentes.

O hélice de passo variável é comandado pelo atuador do passo que é um equipamento hidráulico, cujo sinal de referência é o passo demandado. A posição do passo desejado é garantida através do sinal de realimentação do próprio passo e a pressurização do fluido é normalmente obtida através de uma bomba que é acionada pelo próprio eixo propulsor. Além desta bomba existe uma outra, acionada por um motor elétrico, que pode ser utilizada quando a rotação do eixo propulsor for baixa ou em situações emergenciais.

Por esta descrição percebe-se que há duas variáveis de controle para o sistema, que são a rotação e o passo demandado.

3.3 MODELAGEM DO SISTEMA PROPULSOR

Esta seção é dividida em duas partes. Na primeira é apresent-

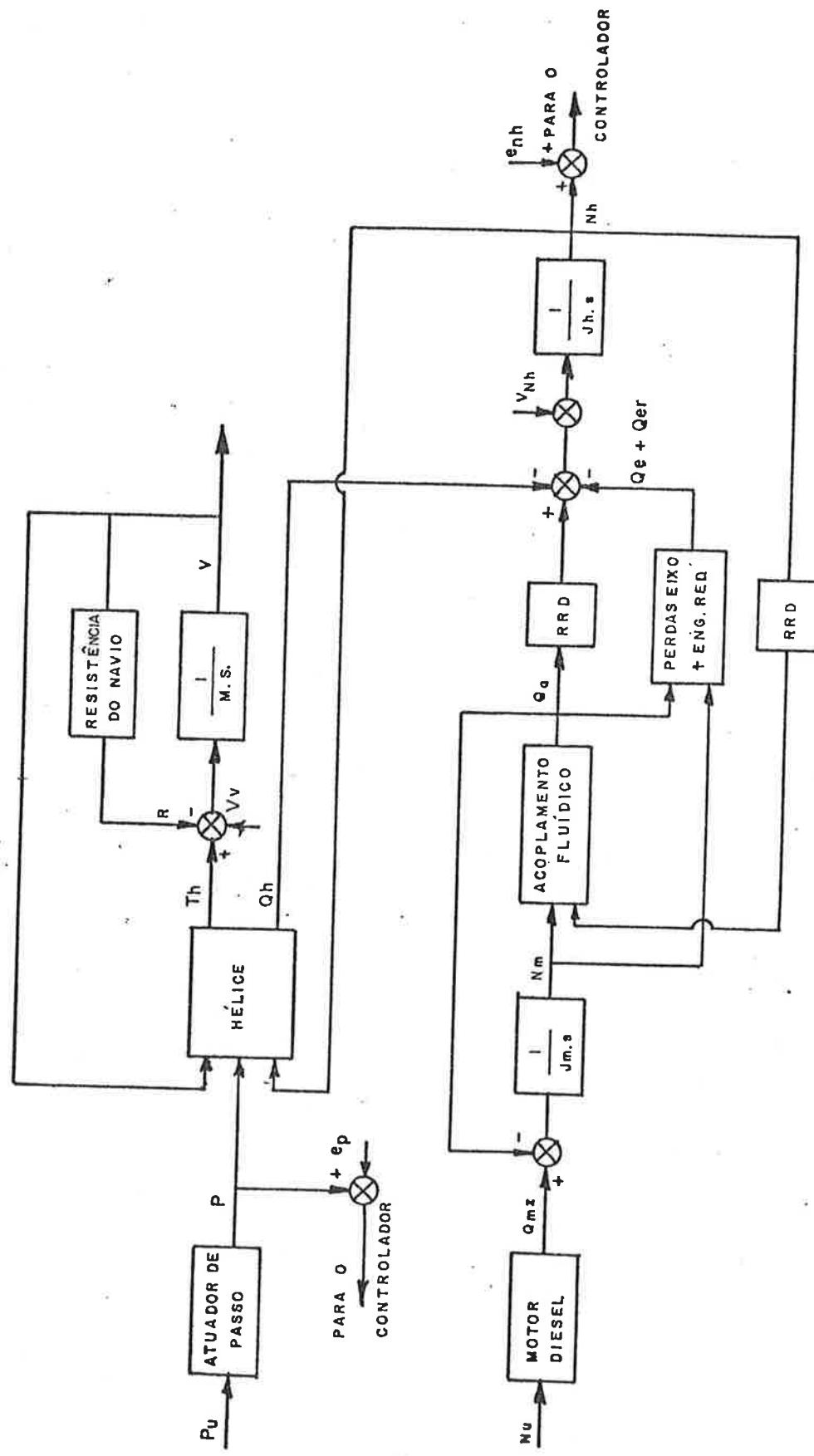


Fig. 3.3 - Diagrama de bloco do sistema propulsor

tado o modelo não linear do sistema propulsor, descrito na seção 3.2, e também são discutidas as definições das variáveis a serem controladas e a caracterização das perturbações. Na segunda parte é mostrada a linearização do modelo, já que para implementar o controlador auto-ajustável desenvolvido no Capítulo 2 há que se conhecer a estrutura do modelo linear do sistema.

3.3.1 MODELO NÃO LINEAR DO SISTEMA

O modelo matemático, que deve representar a dinâmica do sistema propulsor do navio, é obtido integrando-se convenientemente os modelos dos seguintes elementos da instalação.

Motor Diesel.

Acoplamento fluídico.

Engranagem redutora.

Eixo propulsor.

Atuador da hélice.

Hélice.

São utilizados neste trabalho os modelos matemáticos fornecidos pelos próprios fabricantes que são, invariavelmente não lineares e podem ser encontrados em Brinati e Morishita (1984). O desenvolvimento do modelo matemático do sistema propulsor, que é baseado no diagrama de bloco da instalação mostrado na Fig. 3.3, será efetuado em duas etapas: na primeira será discutida a parte determinística do sistema e na segunda será analisada a caracterização das perturbações.

Para a parte determinística obtém-se, a partir da Fig. 3.3, um modelo não linear, com 6 variáveis de estado, descrito pelas seguintes equações:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\text{Th}(N_h, V, P)(1-\text{th}) - R_n(V)/2}{M_n/2} \quad 3.3.1.a$$

$$\frac{dN_m}{dt} = \frac{Q_{mt}(F_l, N_m, P_{mom}) - Q_a(N_m, N_h)}{2\pi J_m} \quad 3.3.1.b$$

$$\frac{dN_h}{dt} = \frac{Q_a(N_m, N_h) RRD - Q_{er}(N_m, N_h) - Q_e(N_h) - Q_h(N_h, V, P)/I_{rr}}{2\pi J_h} \quad 3.3.1.c$$

$$\frac{dN_{tc}}{dt} = \frac{P_{ss}(F_l, N_m) - P_{mom}(N_{tc})}{2\pi J_{tc}} \quad 3.3.1.d$$

$$\frac{dP}{dt} = P(P, P_u) \quad 3.3.1.e$$

$$\frac{dF_l}{dt} = \frac{F(N_m, N_u) - F_l}{T_m} \quad 3.3.1.f$$

$$Q_{mt} = Q_{na} + (Q_{mp} - Q_{na}) P_{mom}/P_{ss} \text{ para } P_{mom} < P_{ss} \text{ e } Q_{mp} > Q_{na}$$

$$= Q_{mp} \text{ para } P_{mom} > P_{ss} \text{ ou } Q_{mp} < Q_{na}$$

ou concisamente

$$\dot{X} = f(X, U)$$

onde $X = [V \ N_m \ N_h \ N_{tc} \ P \ F_l]^T$;

$U = [C_{Nu} \ P_{Ud}]^T$;

V é a velocidade do navio;

N_h é a rotação do hélice;

P é o passo do hélice;

θ é o coeficiente de redução do empuxo;

R_n é a resistência do avanço do navio;

M_n é a massa do navio;

N_m é a rotação do motor;

Q_{mt} é o torque do motor;

F_l é a posição real da cremalheira;

P_{mom} é a pressão transitória do ar na entrada do motor;

Q_a é o torque transmitido pelo acoplamento fluídico;

J_m é o momento de inércia do conjunto constituído pelo eixo do motor e a bomba do acoplamento fluídico;

RRD é a razão de redução;

Q_{er} é o torque perdido por atrito na engranação redutora;

Q_e é o torque perdido pelo atrito no eixo;

Q_h é o torque do hélice;

η_{rr} é a eficiência relativa rotativa;

J_h é o momento de inércia do conjunto constituído pelo hélice com a sua massa hidrodinâmica, eixo propulsor, engranagem redutora, eixo cardan e turbina do acoplamento fluídico;

N_{tc} é a rotação do turbo-compressor;

P_{ss} é a pressão do ar na entrada do motor em regime permanente;

P_{mom} é a pressão transitória do ar na entrada do motor;

J_{tc} é o momento de inércia do eixo do turbocompressor;

P_u é o passo demandado;

F é a posição da cremalheira determinado pelo regulador;

N_u é a rotação demandada;

T_m é uma constante de tempo do regulador de velocidade;

Q_{na} é valor de torque do motor abaixo do qual o turbocompressor é inoperante;

Q_{mp} é o torque do motor em regime permanente;

O controlador auto-ajustável multivariável, desenvolvido no capítulo 2, requer sistemas com o mesmo número de variáveis na entrada e saída. Desta forma, há que se selecionar convenientemente, dentre as cinco, duas variáveis de saída que serão as controladas e que realimentarão o controlador.

No caso de um sistema de propulsão marítima, a variável principal que se deseja controlar é a velocidade do navio. Entretanto, ela não pode ser empregada diretamente como variável controlada porque isto exibiria uma observação contínua e precisa do seu valor o que não é possível com equipamentos convencionais de medição. Atualmente os navios são dotados de odômetros que procuram medir a velocidade do navio através da pressão dinâmica da água no fundo do navio. Mas como ela é influenciada por uma série de fatores aleatórios tais como viscosidade da água, camada limite, calado, trajetória do navio, rugosidade do casco e estado do mar, a indicação do odômetro deixa de ser confiável, momentaneamente para aplicação em um controlador automático. Em vista desta restrição o que se faz na prática é tentar "controlar" a velocidade do navio atuando-se convenientemente em outras variáveis. De uma maneira geral as alternativas encontradas para as variáveis de saída são:

a) rotação e passo do hélice;

b) rotação do hélice e combustível (posição da cremalheira se for o motor Diesel);

c) combustível e passo;

Os controladores que utilizam a alternativa (a) são desenvolvidos para instalações com motor Diesel e elas, em princípio, atuam sobre a posição da cremalheira e o atuador do passo de maneira independente, para manter a rotação do hélice e o ângulo do passo iguais aos valores de referência. Como este procedimento gera sobrecarga no motor, quando aumenta a resistência ao avanço do navio, normalmente se projeta um sistema adicional de controle que automaticamente reduz o valor do passo para aliviar a carga sobre o motor.

Na alternativa (b), que também é utilizada para instalações propulsoras com motor diesel, controla-se diretamente a posição da cremalheira, e a rotação do hélice é garantida atuando-se sobre o passo do hélice. A vantagem principal deste tipo de controlador é que se protege naturalmente o motor contra sobrecargas, embora possa, eventualmente, ocasionar um aumento de consumo de combustível devido a alterações contínuas no valor do passo.

Os controladores baseados na alternativa (c) são chamadas de controladores de potência e são utilizados em instalações propulsoras com turbinas a gás e portanto não serão aqui tratados.

No caso do sistema em estudo, por já existir o regulador de velocidade e o atuador do passo, a alternativa natural é escolher a rotação e o passo do hélice como as variáveis de saída. Ela é um caso particular da alternativa (a), onde existem dois eixos independentes, o do motor e o do hélice. O controle da rotação de um ou outro eixo são problemas equivalentes, uma vez que elas diferem apenas por um ligeiro valor de escorregamento que, em regime permanente, é constante. Mas em termos práticos talvez seja mais interessante controlar diretamente a rotação do hélice pois, além de ser mais usual, é ela que, juntamente com o passo, define o torque e o empuxo do propulsor. Desta forma, as variáveis de saída do sistema para o controlador a ser empregado serão a rotação e o passo do hélice.

O conjunto de equações 3.3.1 exprime um modelo determinístico para a dinâmica do conjunto hélice-motor-casco, o que não corresponde à realidade pois, um navio durante a sua viagem sofre uma série de perturbações que afetam o seu desempenho. As causas destas perturbações são as alterações nas condições de serviço que podem ser caracterizadas pelos seguintes parâmetros:

- estado do mar

- calado do navio

- profundidade da água
- encrustamento no casco
- vento
- movimento do navio

As perturbações assim originadas podem ser consideradas como a soma de duas parcelas:

- 1- Perturbações que variam lentamente ou que são constantes durante horas ou dias, como o aumento da rugosidade do casco ou a alteração do estado do mar. Matematicamente, essas variações seriam caracterizadas pela alteração no valor médio da resistência ao avanço do navio.
- 2- Perturbações de natureza estocástica como a resistência devido a ondas e ao próprio movimento do navio (por exemplo, caturro), que basicamente atuam sobre a dinâmica da velocidade do navio e da rotação do hélice.

Neste trabalho serão considerados os dois tipos de perturbações; o primeiro será simulado alterando-se a resistência do navio e o segundo será considerado como perturbações estocásticas com média zero afetando continuamente a aceleração navio e do hélice. Além das variações dos parâmetros de operação do navio, neste trabalho também será admitido que ocorram erros nos processos de leitura da rotação do hélice e do passo. Desta forma, o modelo não linear e estocástico do sistema é dado por:

$$\dot{X}(t) = f(X, U) + N v(t) \quad 3.3.2$$

$$Y(t) = S x(t) + e(t) \quad 3.3.2$$

onde

$$N = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$v(t) = [v_v \ v_{nh}]^T$$

$$e(t) = [e_{nh} \ e_p]^T$$

v_v é a perturbação estocástica na aceleração do navio;

v_{nh} é a perturbação estocástica na aceleração do eixo;

e_{nh} é o ruído da medida da rotação do eixo;

e_p é o ruído da medida do passo.

Neste ponto convém observar que, para a simulação dinâmica a ser efetuada para avaliar o desempenho do controlador auto-ajustável, o modelo do sistema será representado pelo conjunto de equações 3.3.2

3.3.2 MODELO LINEAR DO SISTEMA PROPULSOR

Para aplicar o controlador auto-ajustável há que se definir a estrutura do modelo linear do sistema. Isto pode ser obtido linearizando-se as equações 3.3.1. Entretanto, convém observar que a equação 3.3.1.d só é definida para determinadas condições. Segundo o fabricante o excesso de pressão originado pelo turbocompressor só é operante em regime transitório quando o torque do motor é superior a um determinado valor (α_{na}) e se a pressão momentânea do ar (P_{mom}) for inferior a pressão do ar em regime permanentemente. Essas condições dificultam a definição de um modelo matemático linear pois ora o sistema comportaria como se fosse de ordem 4 e ora como de ordem 5. Para simplificar a modelagem decidiu-se que a dinâmica do turbocompressor seria ignorada pelo controlador e assim, o modelo do sistema propulsor é no máximo de 5ª ordem.

Efetuando-se a linearização do modelo apresentado em torno de um ponto de equilíbrio obtém-se

$$x(t) = Lx(t) + Mu(t) + Nv(k) \quad 3.3.3.a$$

$$y(t) = Sx(t) + e(t) \quad 3.3.3.b$$

onde

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & l_{13} & l_{14} & 0 \\ 0 & l_{22} & l_{23} & 0 & l_{25} \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & l_{34} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{44} & 0 \\ 0 & l_{52} & 0 & 0 & l_{55} \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & m_{51} \\ 0 & 0 & 0 & m_{42} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$N = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = [\Delta V \quad \Delta N_m \quad \Delta N_h \quad \Delta P \quad \Delta F_1]^T$$

$$y = [\Delta N_h \quad \Delta P]^T$$

$$U = [\Delta N_u \Delta P_u]^T$$

$$n = 5$$

Detalhes desta linearização, bem como a definição dos elementos ℓ_{ij} e m_{ij} não nulos, são mostrados no Apêndice A.

Na seção 3.3.2 foi destacado que a variável principal que se deseja controlar em um sistema de propulsão marítima é a velocidade do navio. Como ela não é controlada diretamente usse, antes de aplicar qualquer teoria de controle, verificar se o vetor de controle definido na equação 3.3.3.a permite ou não exercer controle sobre a velocidade do navio. Esta averbação pode ser efetuada através de testes de controlabilidade existentes na literatura, ignorando-se momentaneamente o ruído da eq. 3.3.3.a. Neste trabalho será utilizado o critério denominado por Kailath (1980), de teste do posto de PBK ("PBK RANK TESTS") que é baseado no teorema enunciado a seguir:

"Seja um sistema descrito por:

$$\dot{x} = Lx + Mu$$

O par L, M será controlável se e somente se a matriz $[S I - LM]$ tiver posto n para todo s, onde n é a ordem do sistema."

Para o caso em questão a matriz $[S I - LM]$ é dada por:

$$[S I - LM] = \begin{bmatrix} s - \ell_{11} & 0 & -\ell_{13} & -\ell_{14} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s - \ell_{22} & -\ell_{23} & 0 & -\ell_{25} & 0 & 0 \\ -\ell_{31} & -\ell_{32} & s - \ell_{33} & -\ell_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s - \ell_{44} & 0 & 0 & m_{42} \\ 0 & -\ell_{52} & 0 & 0 & s - \ell_{55} & m_{52} & 0 \end{bmatrix}$$

Destacando as 2^a, 4^a, 5^a, 6^a e 7^a colunas e calculando o seu determinante, tem-se:

$$\begin{bmatrix} 0 & -\ell_{14} & 0 & 0 & 0 \\ s-\ell_{22} & 0 & -\ell_{25} & 0 & 0 \\ -\ell_{32} & -\ell_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s-\ell_{44} & 0 & 0 & m_{42} \\ -\ell_{52} & 0 & s-\ell_{55} & m_{51} & 0 \end{bmatrix} = -m_{24} m_{51} \ell_{25} \ell_{32} \ell_{14}$$

Como os coeficientes m_{24} , m_{51} , ℓ_{25} , ℓ_{32} e ℓ_{14} são diferentes de zero conclui-se que o posto da matriz $[SI-L M]$ é igual a n para todo s e, portanto, o sistema é controlável. Isto significa que, a partir dos valores demandados de rotação do motor e passo é possível controlar a velocidade do navio.

O modelo do sistema na forma da equação 2.2.18 é obtido escolhendo-se previamente o intervalo de amostragem e aplicando os procedimentos descritos no Capítulo 2 ao sistema representado pelas equações 3.3.2; obtem-se então:

$$A(z^{-1})Y(k) = z^{-d}B(z^{-1})U(k) + C(z^{-1})r(k) + D$$

onde

$$A(z^{-1}) = I + A_1 z^{-1} + \dots + A_n z^{-n}$$

$$B(z^{-1}) = B_0 + B_1 z^{-1} + \dots + B_{n+1} z^{-n+1}$$

$$C(z^{-1}) = I + C_1 z^{-1} + \dots + C_{n_c} z^{-n_c}$$

$$A_i = \begin{bmatrix} a_{11}^i & 0 \\ 0 & a_{22}^i \end{bmatrix}$$

$$B_i = \begin{bmatrix} b_{11}^i & b_{12}^i \\ 0 & b_{22}^i \end{bmatrix}$$

$$C_i = \begin{bmatrix} c_{11}^i & c_{12}^i \\ 0 & c_{22}^i \end{bmatrix}$$

$$Y = [Nh \quad P]^T$$

$$U = [Nu \quad Pu]$$

$$d = 1$$

A ordem \bar{n} é, em princípio, igual a ordem n do modelo linear desenvolvido na seção 3.3.2. Entretanto, o controlador auto-ajustável pode, eventualmente, operar com uma ordem n menor que n sem que haja prejuízo no seu desempenho. Quanto à ordem da matriz C , embora ela seja geralmente igual a \bar{n} , pode também ser reduzida. Na seção 3.5 são discutidas as reduções da ordem do modelo linear e da matriz C para aplicação em controle auto-ajustável.

3.4 ESTRUTURA DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL PARA A INSTALAÇÃO PROPULSORA

Nesta seção é definida a estrutura do controlador auto-ajustável que será empregado para controlar a instalação propulsora descrita na seção 3.2. A primeira tarefa consiste em definir o polinômio P e as matrizes R e Q que ponderam, respectivamente, os vetores das variáveis de saída, de referência e de controle. Como se deseja que o controlador execute o traqueamento e que, em regime permanente, não haja desvios entre os valores das referências e das saídas, os elementos de ponderação serão definidos como:

$$P = I \quad 3.4.1.a$$

$$R = I \quad 3.4.1.b$$

$$Q(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \alpha_1 - \alpha_1 z^{-1} & 0 \\ 0 & \alpha_2 - \alpha_2 z^{-1} \end{bmatrix} \quad 3.4.1.c$$

Com isso obtém-se

$$\Phi(k+d) = Y(k+d) - W(k) + Q(z^{-1})U(k)$$

$$\text{onde } Y = [Nh \quad P]^T$$

$$W = [Nhr \quad Pr]^T$$

$$U = [Nu \quad Pu]^T$$

N_{hr} é o valor de referência da rotação do hélice;

P_r é o valor de referência do passo.

A definição da matriz Q_1 , de acordo com a equação 3.4.1.c, traz algumas vantagens: a primeira é que garante a ausência de desvios da variável controlada em relação ao valor desejado em regime permanente, conforme comentado na seção 2.5; a segunda é que permite ajustar a taxa de variação das variáveis de controle de acordo com as necessidades e limitações do sistema, alterando-se convenientemente o fator α_i ; e a terceira vantagem é que ela permite regular a taxa de variação de $U(1)$ e $U(2)$ independentemente e em função das características dinâmicas do sistema. No caso da instalação propulsora em estudo deseja-se, por exemplo, que em aceleração o passo varie mais lentamente que a rotação do motor. Isto pode ser facilmente alcançado definindo-se $\alpha_2 > \alpha_1$.

Definido o índice de desempenho, a próxima etapa é a determinação das ordens das matrizes F , G e H da equação 2.5.14 para a montagem das matrizes θ e ψ do algoritmo recursivo de estimativa de parâmetros. As ordens destas matrizes são definidas a partir de n e d . O valor de d é, conforme a modelagem da seção 3.2.1, igual a um. Entretanto, a adoção deste valor de d pressupõe que no instante k ocorram: a) leitura dos vetores $Y(k)$, $w(k)$ e $U(k)$; b) cálculo instantâneo do novo vetor $U(k)$; c) transmissão imediata do novo vetor de controle ao sistema. Para sistemas que permitem um intervalo de amostragem grande em relação ao tempo de processamento do controlador, pode-se admitir que o cálculo de U e a sua atuação seja quase que instantânea. Porém, esta hipótese não é compatível em sistemas que requerem tempo de processamento do controlador de igual magnitude do intervalo de amostragem. E, como o atraso no cálculo do vetor de controle pode afetar a dinâmica do conjunto controlador-sistema, o seu efeito terá que ser examinado. Neste trabalho, como o intervalo de amostragem (T_0) a ser adotado é relativamente pequeno, conforme mostrado no Capítulo 4, a influência do atraso do tempo de processamento será analisado através do seguinte procedimento. Inicialmente serão efetuadas simulações admitindo-se $d = 1$, isto é, cálculo e atuação instantânea de $U(k)$ sobre o sistema. Posteriormente, será admitido que o tempo de processamento seja inferior a T_0 , porém da mesma ordem de grandeza. Com isso o sinal de controle é atrasado de T_0 , já que está se considerando que todos os sinais são amostrados no mesmo instante. Este atraso provocado pelo tempo de processamento pode ser analisado incorporando-o ao atraso do sistema, aumentando d de 1 para 2 [Prado Júnior (1985)].

Em face das considerações acima, as ordens de \tilde{F} , \tilde{G} e \tilde{H} serão deduzidas para $d=1$ e $d=2$. Observando-se as equações 3.3.4, 3.4.1 e 2.5.13 obtém-se:

$$\begin{aligned}\tilde{F}(z^{-1}) &= \tilde{F}'(z^{-1}) = \tilde{F}_0 + \tilde{F}_1 z^{-1} + \dots + \tilde{F}_{n_f} z^{-n_f} \\ \tilde{G}(z^{-1}) &= E'(z^{-1})B(z^{-1}) + C(z^{-1})Q(z^{-1}) = \tilde{G}_0 + \tilde{G}_1 z^{-1} + \dots + \tilde{G}_{n_q} z^{-n_q} \\ \tilde{H}(z^{-1}) &= -\tilde{C}(z^{-1}) = \tilde{H}_0 + \tilde{H}_1 z^{-1} + \dots + \tilde{H}_{n_h} z^{-n_h}\end{aligned} \quad 3.4.3$$

As matrizes \tilde{F}' , E' e \tilde{C} são obtidas a partir das equações 2.4.9, 2.4.10 e 2.4.12 que são repetidas abaixo:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})E'(z^{-1}) + z^{-d}F'(z^{-1})$$

$$\tilde{E}'(z^{-1})F'(z^{-1}) = \tilde{F}'(z^{-1})E'(z^{-1})$$

$$F'(z^{-1}) = F'_0 + F'_1 z^{-1} + \dots + F'_{\bar{n}-1} z^{-\bar{n}+1}$$

$$E'(z^{-1}) = I \text{ para } d = 1$$

$$E'(z^{-1}) = I + E_1 z^{-1} \text{ para } d = 2$$

$$\det \tilde{E}(z^{-1}) = \det E'(z^{-1}) \text{ e } E'(0) = I$$

$$C(z^{-1})E'(z^{-1}) = \tilde{E}'(z^{-1})C(z^{-1})$$

A partir destas equações pode-se concluir que:

$$n_f = \bar{n} - 1$$

$$n_q = \max[\text{ordem } E'(z^{-1})B(z^{-1}), \text{ ordem } \tilde{C}(z^{-1})Q(z^{-1})]$$

$$n_h = n_c$$

$$\text{ordem } E'(z^{-1})B(z^{-1}) = \bar{n} - 1 \text{ para } d = 1$$

$$\bar{n} \text{ para } d = 2$$

Com isso as matrizes θ e ψ do algoritmo recursivo de estimação de parâmetros são constituídas pelos seguintes elementos:

$$\theta = [\tilde{F}_0, \tilde{F}_1, \dots, \tilde{F}_{n_f}, \tilde{G}_0, \tilde{G}_1, \dots, \tilde{G}_{n_q}, \tilde{H}_0, \tilde{H}_1, \dots, \tilde{H}_{n_h}, D']$$

$$\psi = [Y_1^T(k), \dots, Y^T(k-\bar{n}+1), U^T(k) \dots U^T(k-n_g), W^T(k) \dots W^T(k-n_h)]$$

Com as equações (3.4.1) e (3.4.3) foram definidos todos os parâmetros de interesse para o controlador auto-ajustável desenvolvido no capítulo 2. A sua implementação é efetuada observando-se os seguintes passos:

1. Efetuar a leitura das variáveis de saída $N_h(k)$ e $P(k)$ e das referências $N_{hr}(k)$ e $P_r(k)$
2. Calcular o vetor auxiliar $\Phi(k)$:

$$\begin{bmatrix} \Phi_1(k) \\ \Phi_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_h(k) \\ P(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} N_{hr}(k-d) \\ P_r(k-d) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_1 N_u(k-d) - \alpha_1 N_u(k-d-1) \\ \alpha_2 P_u(k-d) - \alpha_2 P_u(k-d-1) \end{bmatrix}$$

3. Definir o vetor $\psi(k-d)$ como:

$$\begin{aligned} \psi(k-d) = & [N_h(k-d), P(k-d), N_h(k-d-1), P(k-d-1) \dots, \\ & N_u(k-d), P_u(k-d), N_u(k-d-1), P_u(k-d-1) \dots, \\ & N_{hr}(k-d), P_r(k-d), N_{hr}(k-d-1), P_r(k-d-1) \dots, 1] \end{aligned}$$

4. Estimar a matriz de coeficientes $\hat{\theta}$ através de:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Omega(k) \varepsilon(k)$$

$$\Omega(k) = \Gamma(k-1) \psi(k-d) [1 + \psi^T(k-d) \Gamma(k-1) \psi(k-d)]^{-1}$$

$$\varepsilon(k) = \Phi(k) - \psi^T(k-d) \hat{\theta}(k-1)$$

$$\lambda(k) = 1 - [1 - \psi^T(k-d) \Omega(k)] \varepsilon^T(k) \varepsilon(k) / \Sigma \cdot 0$$

$$\Gamma(k) = [1 - \Omega(k) \psi^T(k-d)] \Gamma(k-1) / \lambda(k)$$

5. Calcular as leis de controles $N_u(k)$ e $P_u(k)$ através de:

$$\begin{bmatrix} N_u(k) \\ P_u(k) \end{bmatrix} = -G_o^{-1} \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} F_1 Y(t-i) + \sum_{i=1}^{n_g} G_i U(t-i) + \sum_{i=0}^{n_c} H_i W(t-i) \right\}$$

6. Verificar os valores limites:

Se $Nu(k) < Nu_{min}$ $Nu(k) = Nu_{min}$

Se $Nu(k) > Nu_{max}$ $Nu(k) = Nu_{max}$

Se $Pu(k) < Pu_{min}$ $Pu(k) = Pu_{min}$

Se $Pu(k) > Pu_{max}$ $Pu(k) = Pu_{max}$

onde os índices min e max denotam, respectivamente, os valores mínimos e máximos

Este algoritmo requer a definição dos valores iniciais para $T(0)$, $\theta(0)$ e Σ_0 , que serão discutidos no Capítulo 4.

3.5. Ordem do modelo e da matriz C

De acordo com a modelagem efetuada na seção 3.3.2, a ordem do modelo é 5 e, consequentemente os valores de n e n_c também seriam 5. Estas ordens, embora corretas, acarretariam a estimativa de 74 coeficientes, envolvendo operações com matrizes Γ e Ω de dimensões 37×37 e 37×2 , respectivamente, que são elevadas. O cálculo do vetor de controle através de um microprocessador com matrizes de tais dimensões poder seriam problemas de "tempo real" e de alocação de espaço de memória. Portanto, existem razões de natureza prática para diminuir o número de coeficientes a serem estimados e, isto pode ser obtido reduzindo-se a ordem do modelo para o controlador auto-ajustável.

Neste trabalho a redução de ordem será investigada considerando que a precisão do modelo matemático deve ser compatível com o objetivos da sua aplicação [Isermann (1980)]. Isto significa que, eventualmente, o modelo matemático da instalação propulsora, para aplicação em controles auto-ajustáveis, não necessite ser tão completo quanto ao desenvolvido na seção 3.3. Reavaliando o modelo da instalação propulsora descrita na seção 3.2 com esta nova ótica, conclui-se que duas hipóteses adicionais podem ser adotadas:

a) Desprezar a variação do escorregamento entre os eixos do motor e do hélice para pequenas oscilações em torno do ponto de operação, isto é, dentro da validade do modelo linear.

b) Desprezar o atraso no movimento da cremalheira, já que a sua constante de tempo é de 0,125 s que é muito menor que o atraso da rotação do hélice e da velocidade do navio.

Estas hipóteses são razoáveis e com a sua adoção a ordem do sistema passa de 5 para 3. Para verificar a validade destas hipóteses, foram efetuadas numerosas simulações e os resultados revelaram que o desempenho do controlador não é afetado por esta redução de ordem. Sendo assim, neste trabalho, admitir-se-á dora

vante que, para o controlador auto-ajustável, a ordem do sistema propulsor é 3. É possível provar que, com esta ordem reduzida, o sistema ainda é controlável.

A ordem da matriz C, embora analiticamente seja igual à ordem do sistema, também pode sofrer reduções, ao menos para o controlador auto-ajustável. Esta redução é justificada na medida em que se constatasse, com $n_C = n$

$$c_{ij}^{nc} \ll 1 + \sum_i^n c_{i,j}^l$$

onde c^l é o coeficiente do termo z^{-l} .
pois desta forma a influência do vetor de ruído $r(k-n_C)$ seria pequena na dinâmica do sistema. Neste trabalho, como não são conhecidos os elementos da matriz C, a influência da sua ordem no desempenho do controlador é verificada através de testes de simulação, conforme é mostrada na seção 4.3

3.4 INTERVALO DE AMOSTRAGEM

Um outro parâmetro que deve ser escolhido com um certo cuidado em controle com sistemas digitais é o intervalo de amostragem pois uma escolha inadequada deste valor ocasiona consequências imprevisíveis na dinâmica do sistema controlado. Para o controlador, é interessante adotar o maior intervalo de amostragem possível, pois assim aumentaria o tempo para o cálculo do vetor de controle. Entretanto, adotando-se um intervalo de amostragem demasiadamente grande, o controlador não acompanharia corretamente a dinâmica do sistema e poderia considerá-lo como se fosse de ordem menor. Por outro lado, escolhendo-se um intervalo de amostragem muito pequeno, poderia ter problemas de tempo de processamento da lei de controle, além de tornar os coeficientes do sistema susceptíveis a pequenos erros numéricos e favorecer o aparecimento de matrizes mal condicionadas [Iserman (1980)]. Um outro ponto que deve ser lembrado na escolha do intervalo de amostragem é que o seu valor influencia os sambos do controlador digital, conforme é mostrado na seção 4.4. Desta forma, para não prejudicar o projeto do controlador com dados incorretos, o intervalo de amostragem deve ser escolhido com o maior rigor possível. O procedimento adotado neste trabalho para a determinação do intervalo de amostragem é mostrado na seção 4.2.

3.7 VALORES DE REFERÊNCIA

As referências para o sistema em estudo são os valores do par rotação e passo do hélice para cada velocidade nominal do navio. Como a instalação propulsora em questão tem passo variável, é possível atingir uma determinada velocidade com diversos valores de rotação e passo do hélice. A escolha do melhor par poderia ser efetuada, por exemplo, a partir da minimização de um ín-

dice de desempenho, que pode ser o consumo de combustível e, verificando-se paralelamente os limites de operação de cada um dos componentes da instalação propulsora.

Os valores de referência adotados neste trabalho são os mesmos que serão implementados efetivamente no navio em estudo e foram definidos pela Yard Control [1983]. Estes valores de referência, mostrados na Fig. 3.4 foram obtidos para a condição de projeto do navio. Em princípio, é possível estabelecer outros valores de referência para o par rotação e passo do hélice, utilizando-se outros critérios. Isto não foi efetuado porque não é o escopo deste trabalho e, mesmo porque, os resultados apresentados pela Yard servirão como base de comparação para avaliar o desempenho do controlador auto ajustável desenvolvido no Capítulo 2.

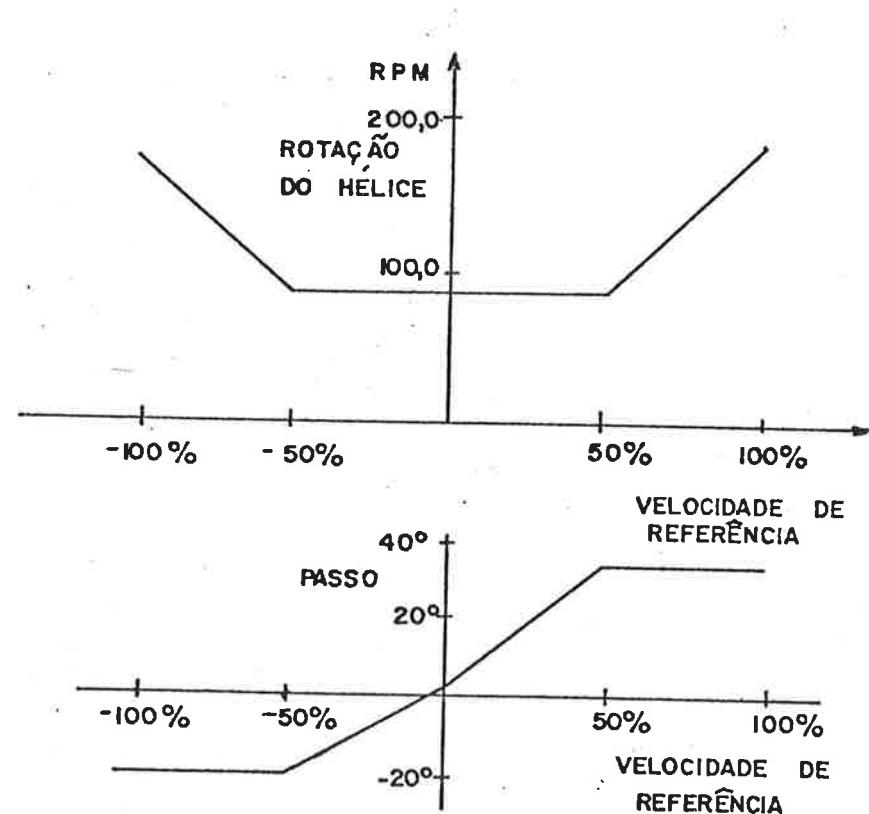


Fig. 3.4 Referências para o controlador auto-ajustável

CAPÍTULO 4

APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados obtidos com a simulação do conjunto controlador-sistema propulsor através das manobras de regulação e de traqueamento. Com estas manobras são verificadas a potencialidade do método e a influência dos seguintes fatores no desempenho do controlador:

- ordem da matriz C
- atraso devido ao tempo de processamento do controlador
- condição inicial da matriz de parâmetros θ
- matriz de ponderação do vetor de controle Q
- soma do quadrado dos erros Σe
- intervalo de amostragem
- condições de operação do navio

Não existe na literatura um critério consagrado para a seleção destes parâmetros que, normalmente são interdependentes. Em geral efetua-se uma pesquisa para determinar os valores apropriados. Neste trabalho, constituiu-se inicialmente um conjunto padrão de dados, adotando determinados valores para os diversos parâmetros. A partir daí são examinados os efeitos da alteração destes valores sobre o desempenho do controlador. Na seção 4.2 é discutida a definição dos valores do conjunto padrão. Na seção 4.3 é estudado o problema de regulação que consiste em manter a referência constante. O traqueamento, que consiste em alterar a referência, é analisado nas seções 4.4 e 4.5, onde são realizadas, respectivamente, as manobras de aceleração e de desaceleração do navio. Os resultados de todas as manobras obtidos com o controlador auto-ajustável são comparados com as respostas de simulação realizadas com o controlador proposta pela Yard, cujo esquema é mostrado no apêndice B.

Os resultados de cada simulação são apresentados através de gráficos e, quando necessários, complementados com tabelas. Os gráficos obtidos com o controlador adaptativo são distribuídos em 4 figuras, cada uma delas contendo as seguintes informações:

Fig. 4.n.a

- rotação de referência do hélice (N_{hr})
- rotação demanda do motor (N_u)
- rotação do hélice (N_h)
- passo de referência (P_r)
- passo demandado (P_u)
- passo do hélice (P)
- velocidade do navio (v)
- posição da cremalheira (F_1)
- fator de esquecimento

Fig. 4.n.b

- elementos da matriz \hat{F}

Fig. 4.n.c

- elementos da matriz \hat{G}

Fig. 4.n.d

- elementos da matriz \hat{H} e \hat{D}'

n é o número da figura no texto.

A Fig. 4.n.a é apresentada para todos os testes efetuados. As três restantes são apresentadas somente em alguns casos. No caso da simulação com o controlador proposto pela Yard é apresentada apenas uma figura, com as mesmas informações da Fig.4.n.a, com exceção do fator de esquecimento.

Os gráficos, embora úteis, não permitem uma avaliação objetiva dos resultados. Desta forma, para se analisar o desempenho do controlador com um certo critério definiu-se os seguintes índices de avaliação:

$$S_y(i) = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[\frac{y_i(k)}{Y_\infty} - \frac{w_i(k)}{W_\infty} \right]^2} \quad i=1,2$$

$$S_u(i) = \frac{1}{U_{i\infty}} \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[U_i(k) - U_{i\infty}(k) \right]^2} \quad i = 1, 2$$

$$S_y = S_y(1)^2 + S_y(2)^2$$

$$S_u = S_u(1)^2 + S_u(2)^2$$

O índice S_y mede o desvio padrão da variável de saída em relação à referência. O índice S_u mede o desvio padrão do sinal de controle em relação ao seu valor médio esperado e fornece uma indicação do esforço de controle. S_y e S_u medem, respectivamente, o desvio padrão total e o esforço de controle total.

Para se efetuar a simulação foi utilizado o computador Burroughs 6900 e a integração numérica das equações diferenciais foi realizada através do método de Runge Kutta de 4ª ordem.

4.2 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONJUNTO PADRÃO PARA A SIMULAÇÃO

Nesta seção é definido um conjunto de dados, relativos a perturbação do sistema e aos parâmetros do controlador que servirão para inicializar a análise do desempenho do controlador auto-ajustável.

4.2.1 PERTURBAÇÕES DO SISTEMA

a) aceleração do navio.

A perturbação estocástica da aceleração do navio é admitida como sendo um ruído gaussiano branco com média zero e desvio padrão proporcional à resistência ao avanço do navio, isto é:

$$v_v = \gamma_v \frac{R_n(V)}{M_n} N(0,0;1,0)$$

onde $N(0,1)$ é a normal padronizada gerada a partir de números aleatórios. Com isso tem-se:

$$E[v_v] = 0$$

$$E[v_v^2] = \left[\gamma_v \frac{Rn(V)}{Mn} \right]^2$$

$$E[v_v(k_1) v_v(k_2)] = 0 \text{ para } k_1 \neq k_2$$

Na condição padrão é adotado $\gamma_v = 5\%$

b) aceleração do hélice

A perturbação estocástica da aceleração do hélice é gerada de uma maneira similar à da velocidade, porém com o desvio padrão proporcional ao torque do hélice, isto é,

$$v_{nh} = \gamma_{nh} \frac{Qh}{2\pi Jh} \quad (N(0,0 ; 1,0))$$

$$E[v_{nh}] = 0$$

$$E[v_{nh}]^2 = \left[\gamma_{nh} \frac{Qh}{2\pi Jh} \right]^2$$

$$E[v_{nh}(k_1) v_{nh}(k_2)] = 0 \text{ para } k_1 \neq k_2$$

Na condição padrão é adotado $\gamma_{nh} = 5\%$

c) erro na medida da rotação do hélice

Admite-se que o erro de medida da rotação é representado por um processo gaussiano branco de média nula e com uma variância tal que 99% dos desvios estão dentro da precisão de leitura do aparelho, que foi fixado em 1% do seu fundo de escala. Considerando que o fundo de escala do medidor de rotação seja de 200,0 RPM, tem-se:

$$e_{nh} = N(0,0 ; 0,64)$$

d) erro na medida do passo

Admite-se que o erro de leitura do passo é representado por um processo gaussiano branco de média nula e com uma variância tal que 99% dos desvios estão dentro da precisão de leitura do aparelho, que foi fixado em 1% do seu fundo de escala. Considerando que o fundo de escala do medidor do passo seja de 35,0 tem-se

$$e_p = N(0,0 ; 0,019)$$

4.2.2 PARAMÉTROS DO CONTROLADOR

a) Ordem da matriz C

Os testes de simulação são inicializados adotando-se $n_C = 3$ e na seção 4.3, no estudo da manobra de referência constante, é examinada a consequência da redução de n_C .

b) Atraso d

O fator d é tomado inicialmente como 1 e, posteriormente, na seção 4.3 é alterado para 2, para verificar a influência do atraso provocado pelo tempo de processamento no desempenho do controlador.

c) Matriz de ponderação do vetor de controle Q

A matriz de ponderação do vetor de controle Q é, conforme indicado na seção 3.4, dada por:

$$Q(z^{-1}) = Q_0 + Q_1 z^{-1} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 \\ 0 & -\alpha_2 \end{bmatrix} z^{-1}$$

Os valores de α_1 e α_2 adotados como padrão são:

$$\alpha_1 = 25,0$$

$$\alpha_2 = 150,0$$

A escolha de α_1 e α_2 está normalmente associada à obtenção de um desempenho ótimo. Não foi, porém, o objetivo do presente estudo e os dois parâmetros em questão foram selecionados de modo a conseguir um desempenho semelhante ao do controlador projetado pela Yard. Na seção 4.4 é analisada a influência destes dois fatores no desempenho do controlador auto-ajustável.

d) Soma do quadrado dos erros Σ_0

O valor de Σ_0 adotado como padrão é 1,0 e ele foi determinado através de exaustivos testes de simulação, considerando que a sua magnitude está associada à velocidade de variação dos parâmetros do modelo linear do sistema devida à alteração de referência e ao nível do ruído. Na seção 4.3 é discutida a influência deste fator no desempenho do controlador.

e) Intervalo de amostragem

O valor padrão adotado para o intervalo de amostragem T_0 é de 0,1 segundos. Ele foi escolhido a partir dos estudos de discretização efetuados para o sistema propulsor em questão [Morishita (1985)], quando verificou-se que para T_0 menor que 0,1 s os desempenhos eram semelhantes e para valores superiores apareciam oscilações indesejáveis em algumas variáveis do sistema. Uma

análise específica da influência do intervalo de amostragem no controlador auto-ajustável é mostrada na seção 4.4.

f) Inicialização do algoritmo recursivo de estimação dos parâmetros

O algoritmo recursivo de estimação de parâmetros, definido na seção 3.4, exige a adoção de valores iniciais para as matrizes Γ e θ . Não existe na literatura um consenso para a escolha destes valores. Neste trabalho, no caso da matriz Γ ela é sempre inicializada com $\Gamma = 100I$, que é o valor utilizado por Clarke e Gawthrop (1975) e Koivo (1980). No caso da matriz $\hat{\theta}$, que é constituída pelas matrizes \hat{F} , \hat{G} , \hat{H} e \hat{D}' , normalmente se adota $\theta(0) = 0$, exceto para os valores correspondentes a G_0 , para garantir o cálculo de $U(k)$ no início da simulação. Neste trabalho adotou-se também valores iniciais não nulos para os elementos de $\theta(0)$ relativos a H_0 , já que, com $R = I$ e $d = i$ tem-se:

$$\hat{H}(z^{-1}) = -\hat{C}(z^{-1}) = -C(z^{-1}) = -I - C_1 z^{-1} - \dots - C_{nc} z^{-nc}$$

e, portanto, $H_0 = -I$

Desta forma, os estudos de simulação são inicializados com os seguintes valores iniciais para as matrizes F , G , H e D' :

$$\hat{F} = 0$$

$$\hat{G} = I \text{ (escolhido arbitrariamente)}$$

$$\hat{H} = -I$$

$$\hat{D}' = 0$$

A escolha arbitrária de $\theta(0)$ exige um período de adaptação no início da simulação, para que o controlador estime corretamente os seus coeficientes. Os diversos testes de simulação revelaram que após 80 passos, os parâmetros estimados estão razoavelmente estabilizados. Neste trabalho, na apresentação dos resultados das diversas manobras, este período de adaptação foi omitido porque não interessa na análise do desempenho do controlador. Na seção 4.3 é apresentada uma alteração nas condições iniciais da matriz θ que diminui o período de adaptação.

4.3 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL PARA MANOBRAS COM REFERÊNCIA CONSTANTE

São apresentados e analisados nesta seção os resultados de diversos testes realizados com o controlador auto-ajustável, mantendo o vetor de referência constante. Para inicializar a avaliação do controlador é apresentado um teste "padrão", utilizando os dados definidos na seção 4.2. Posteriormente, são apresentados dois grupos de testes. No primeiro é examinado o efeito dos

parâmetros do próprio controlador sobre o seu desempenho. São analisados assim, a ordem da matriz G , o atraso provocado pelo tempo de processamento e as condições iniciais da matriz θ . No segundo grupo de testes é verificado o desempenho do controlador quando a embarcação sofre alterações nas condições de serviço.

4.3.1 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS DO TESTE PADRÃO

O teste "padrão", denominado de P1, é efetuado nas condições indicadas na Tab. 4.1 e os seus resultados são apresentados na Fig. 4.1. Para efeito de comparação, são apresentados na Fig. 4.2 os resultados do teste P2, que foi efetuado com o controlador da Yard, nas mesmas condições do teste P1. Para complementar a análise dos resultados dos teste P1 e P2, são apresentados na Tab. 4.2 alguns dados adicionais de interesse.

Comparando as Figs. 4.1.a e 4.2 conclui-se que não há diferenças significativas entre os resultados dos dois testes. Afigura, observando a Tab. 4.2 verifica-se que o controlador auto-ajustável apresenta desvios nas variáveis de controle e saída maiores que o controlador da Yard. Mas, estas diferenças são desprezíveis, uma vez que elas são inferiores a 0,6%. No caso do controlador da Yard o erro nos valores demandados é nulo porque eles são invariantes, conforme mostra o esquema do apêndice B. Em função disto os erros em regime permanente da rotação e passo do hélice, para o nível de ruído considerado, são praticamente nulos. Este fato é traduzido pelos baixo valores de SY e SU, que são inferiores aos obtidos com o controlador auto-ajustável.

Na Fig. 4.1.b é mostrada a evolução dos elementos da matriz F . Convém ressaltar que esta matriz foi inicializada com valores nulos e que as respostas mostradas são a partir de 80 passos. Os resultados revelam que, após este período inicial, há uma certa convergência dos elementos estimados, já que eles parecem oscilar com amplitudes cada vez menores. Mas esta oscilação não chega a desaparecer e outros testes, não mostrados neste trabalho, revelaram também que os elementos da matriz \hat{F} não ficam constantes, apresentando sempre oscilações. Isto pode ser atribuído às características do vetor de saída Y observado pelo controlador que está associado com a matriz \hat{F} , conforme é mostrado na equação 2.5.14. Como o vetor Y é afetado, não só pela perturbação do processo, mas também pelo erro de leitura, não há constância do seu valor, que acaba exigindo uma adaptação contínua de F .

A Fig. 4.1.c mostra a evolução dos coeficientes da matriz \hat{G} ao longo do tempo. A primeira constatação é a de que há o predomínio de 4 elementos, $\hat{G}_0(1,1), \hat{G}_0(2,2), \hat{G}_1(1,1)$ e $\hat{G}_1(2,2)$, que oscilam, respectivamente, em torno de 25,0, 150,0, -25,0 e -150,0.

Portanto, a diagonal principal das matrizes \hat{G}_0 e \hat{G}_1 contém elementos próximos dos elementos correspondentes das matrizes Q_0 e Q_1 utilizadas para ponderar a ação de controle. Para entender esta coincidência há que se analisar a definição da matriz G .

Velocidade nominal do navio	9,61 m/s
Rotação de referência	176,4 rpm
Passo de referência	31,8°
Perturbação na aceleração do navio (γ_v)	0,05
Perturbação na aceleração do hélice (γ_{nh})	0,05
Erro na medida da rotação	N(0,0;0,64)
Erro na medida do passo	N(0,0;0,019)
Ordem da matriz C	3
Atraso d	1
Intervalo de amostragem	0,1s
Soma do Quadrado dos erros Σ_0	1,0
\hat{F} no instante inicial	0
\hat{G} no instante inicial	I
\hat{H} no instante inicial	-I
\hat{D}' no instante inicial	0,0
Matriz de ponderação Q	
a_1	25,0
a_2	150,0

TAB. 4.1 Dados para o teste Pl

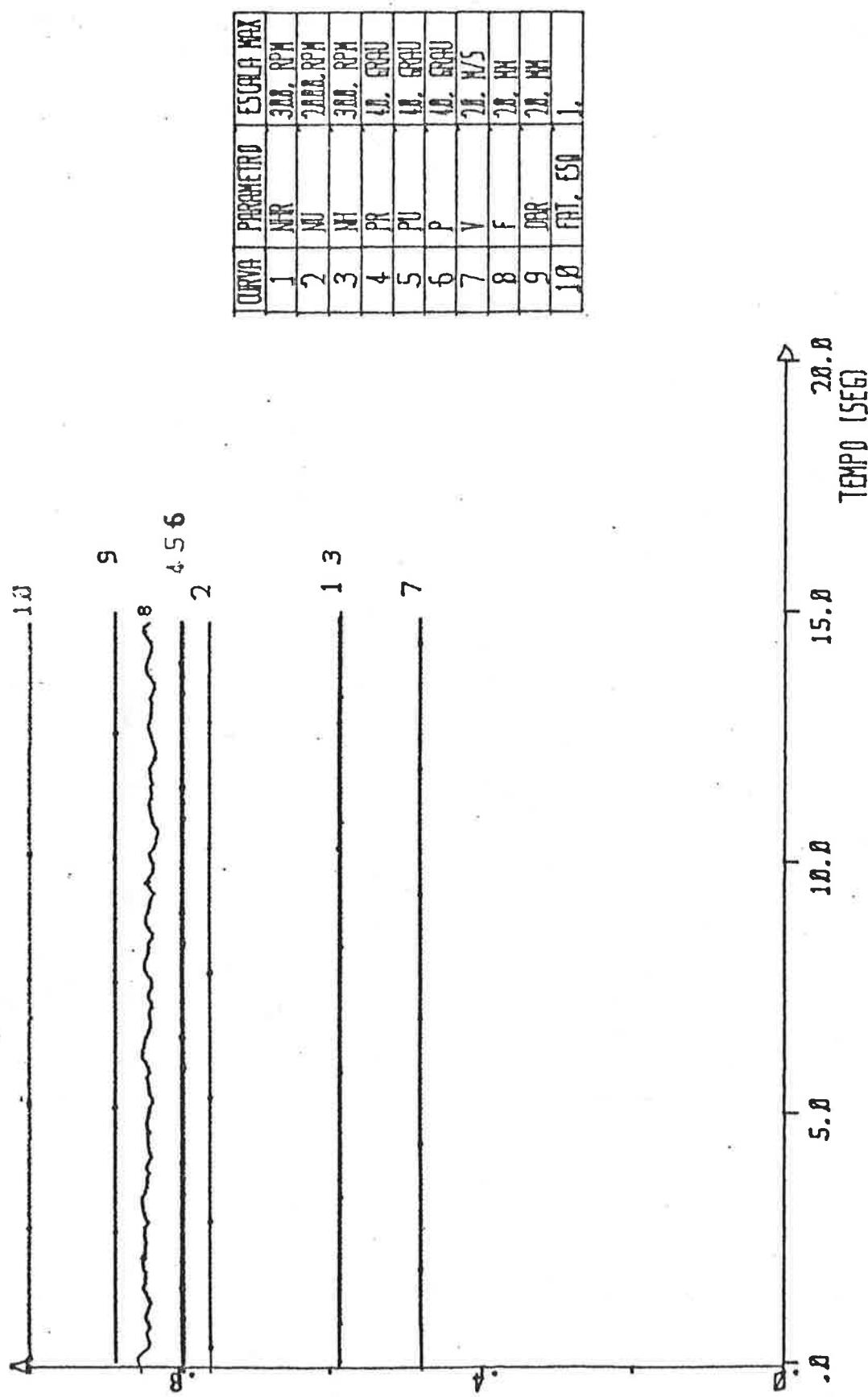
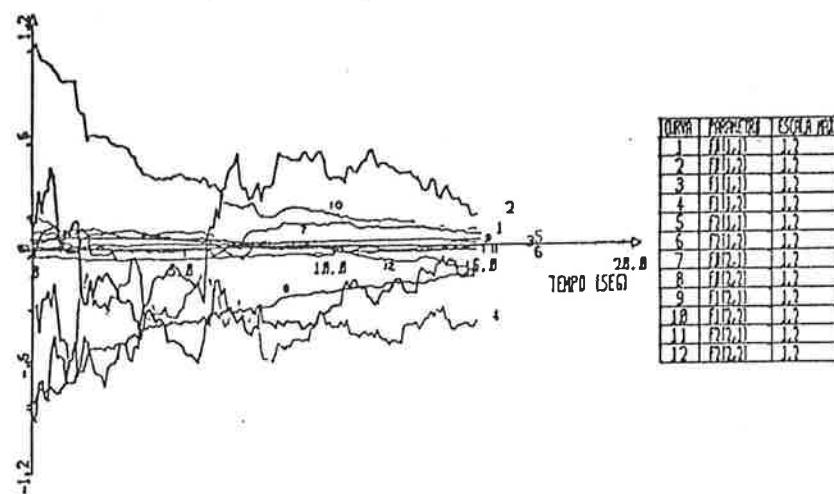
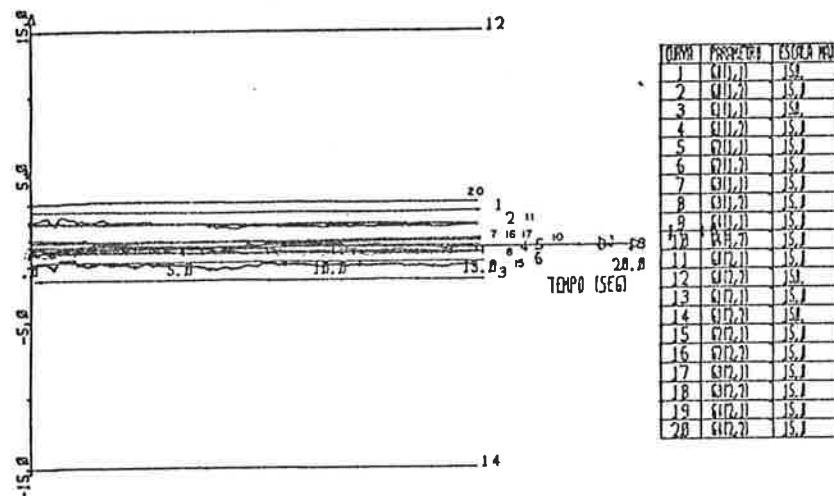
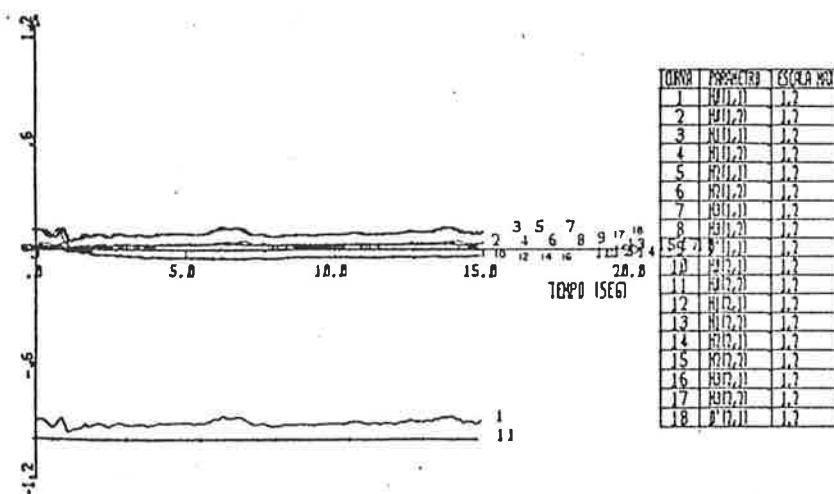
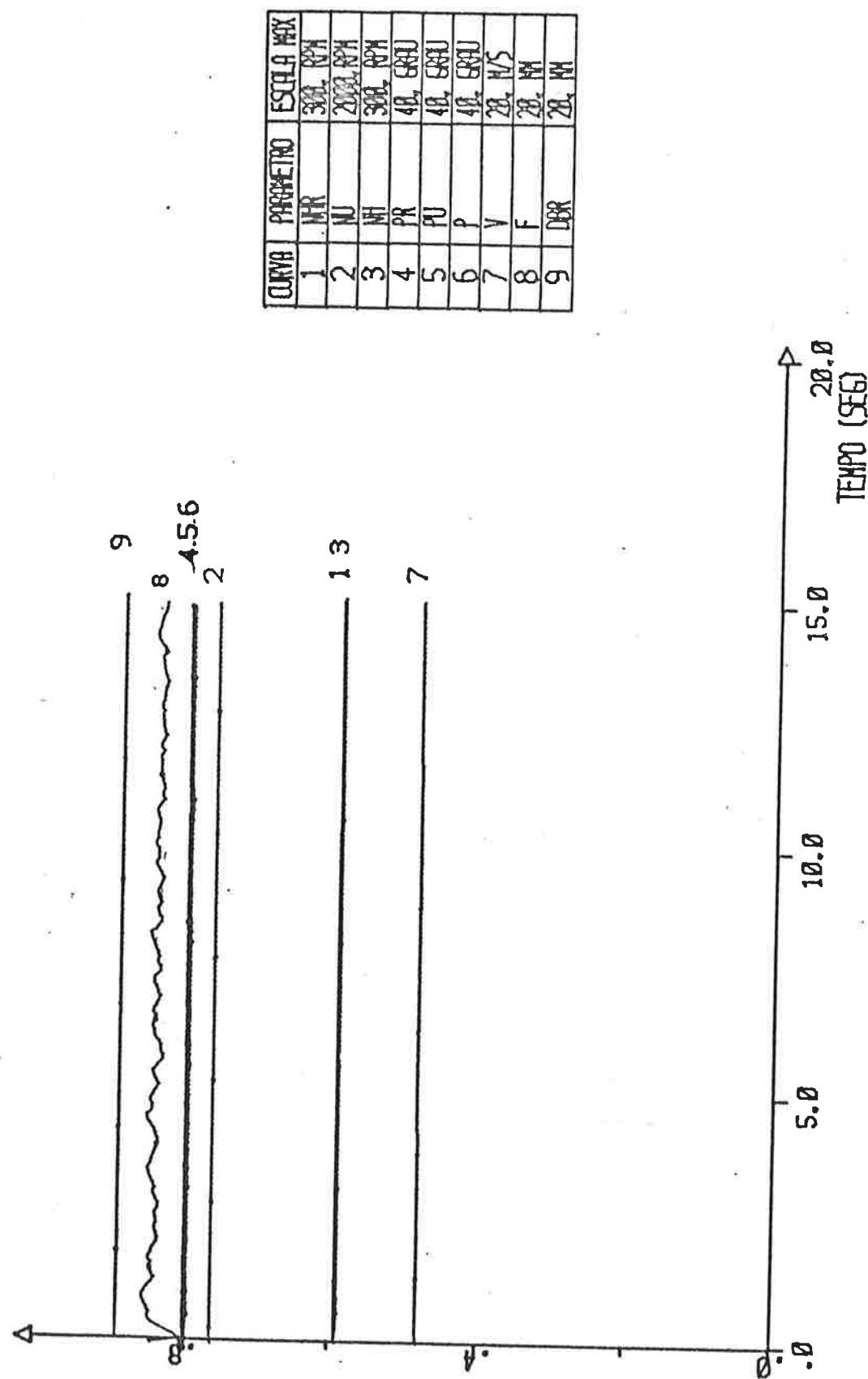


Fig. 4.1.a Resultados do teste P1

Fig. 4.1.b Evolução dos elementos da matriz \tilde{F} no teste PlFig. 4.1.c Evolução da matriz \tilde{G} no teste PlFig. 4.1.d Evolução dos elementos das matrizes \tilde{H} e \tilde{D}' no teste Pl



Variáveis ou Parâmetros do teste	P1 Auto-Ajustável	P2 YARD	Diferença $\frac{x_{p1} - x_{p2}}{xp_2} \times 100$
Velocidade Final (m/s)	9,67	9,6	0,6
Rotação demandada (rpm)	1517,0	1515,0	0,12
Passo demandado (grau)	31,83	31,8	0,09
Rotação do hélice (rpm)	176,4	176,4	0,0
Passo do hélice (grau)	31,83	31,8	0,09
Sy(1) ($\times 10^3$)	4,347	3,31	
Sy(L) ($\times 10^3$)	4,937	0,0	
SY ($\times 10^3$)	6,57	3,31	
Su(1) ($\times 10^3$)	1,261	0,0	
Su(2) ($\times 10^3$)	1,423	0,0	
SU ($\times 10^3$)	1,91	0,0	

TAB. 4.2 Comparação dos resultados dos testes P1 e P2

Admitindo-se conhecidas as matrizes B e C tem-se:

$$\tilde{G}(z^{-1}) = B(z^{-1}) + C(z^{-1}) Q(z^{-1}) \quad 4.3.1$$

onde $B(z^{-1}) = B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2}$

$$C(z^{-1}) = I + C_1 z^{-1} + C_2 z^{-2} + C_3 z^{-3}$$

$$Q(z^{-1}) = Q_0 + Q_1 z^{-1}$$

A partir da equação 4.3.1 obtém-se as seguintes igualdades:

$$\tilde{G}_0 = Q_0 + B_0$$

$$\tilde{G}_1 = Q_1 + Q_0 C_1 + B_1 \quad 4.3.2$$

$$\tilde{G}_2 = Q_0 C_2 + C_1 Q_1 + B_2$$

$$\tilde{G}_3 = Q_0 C_3 + C_2 Q_1$$

$$\tilde{G}_4 = Q_1 C_3$$

As equações 4.3.2 mostram que, realmente as matrizes Q_0 e Q_1 são parcelas, respectivamente de \tilde{G}_0 e \tilde{G}_1 . Os termos \tilde{G}_2 , \tilde{G}_3 , e \tilde{G}_4 , embora contenham as parcelas da matriz Q, elas são multiplicadas pelos termos da matriz C. Observando estas relações e os resultados da Fig. 4.1.c, percebe-se que, em módulo, os elementos da matriz Q são maiores que os de B e de C.Q, indicando que:

$$|C_{ij}^k| \ll 1 \quad k = 1, n_C$$

Isto significa que a dinâmica do sistema não é afetada substancialmente pelos valores passados dos ruídos e sugere uma redução da ordem de n_C , que é analisada na seção 4.3.2.

O teste P1 foi inicializado com os elementos da matriz $\hat{G} = 1,0$, ionse portanto do seu valor final. Entretanto, a Fig. 4.1.c mostra que, ao menos, os elementos das matrizes G_0 e \tilde{G}_1 convergem para valores aparentemente corretos, indicando a operação satisfatória do controlador. Mas convém ressaltar que, se a simulação for inicializada com valores de regime permanente de $w(k)$, $y(k)$ e $u(k)$, com as condições iniciais das matrizes F, G, H e D' dadas pela relação 4.2.1 e não forem introduzidos perturbações, não se

observa esta convergência, momente para os parâmetros referentes ao passo. Isto é razoável pois, sem perturbação, o erro é nulo, e não haveria "riqueza" nos sinais de entrada para uma estimação satisfatória dos parâmetros.

Na Fig. 4.1.d é mostrada a evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' ao longo do tempo. Estes resultados revelam inicialmente que os módulos dos coeficientes da matriz C, a menos do primeiro termo, são bem menores que 1,0 conforme sugeriam as análises anteriores. Mas convém ressaltar que estes valores não podem ser encarados como verdadeiros pois, na teoria desenvolvida, não há nada que garanta a convergência dos parâmetros para os seus valores reais. Esta observação é válida também para as matrizes F, G e D'. Na matriz H, os únicos elementos efetivamente conhecidos são $H_0(1,1)$ e $H_0(2,2)$, que são iguais a -1,0. Os resultados revelam que, embora o elemento $\hat{H}(2,2)$ oscile em torno do valor de $H_0(2,2)$, o mesmo não acontece com $H_0(1,1)$ que oscila em torno de um valor ligeiramente maior que $H_0(1,1)$. Uma outra revelação da Fig. 4.1.d é a de que:

$$\hat{H}_1 \approx \hat{H}_2 \approx \hat{H}_3$$

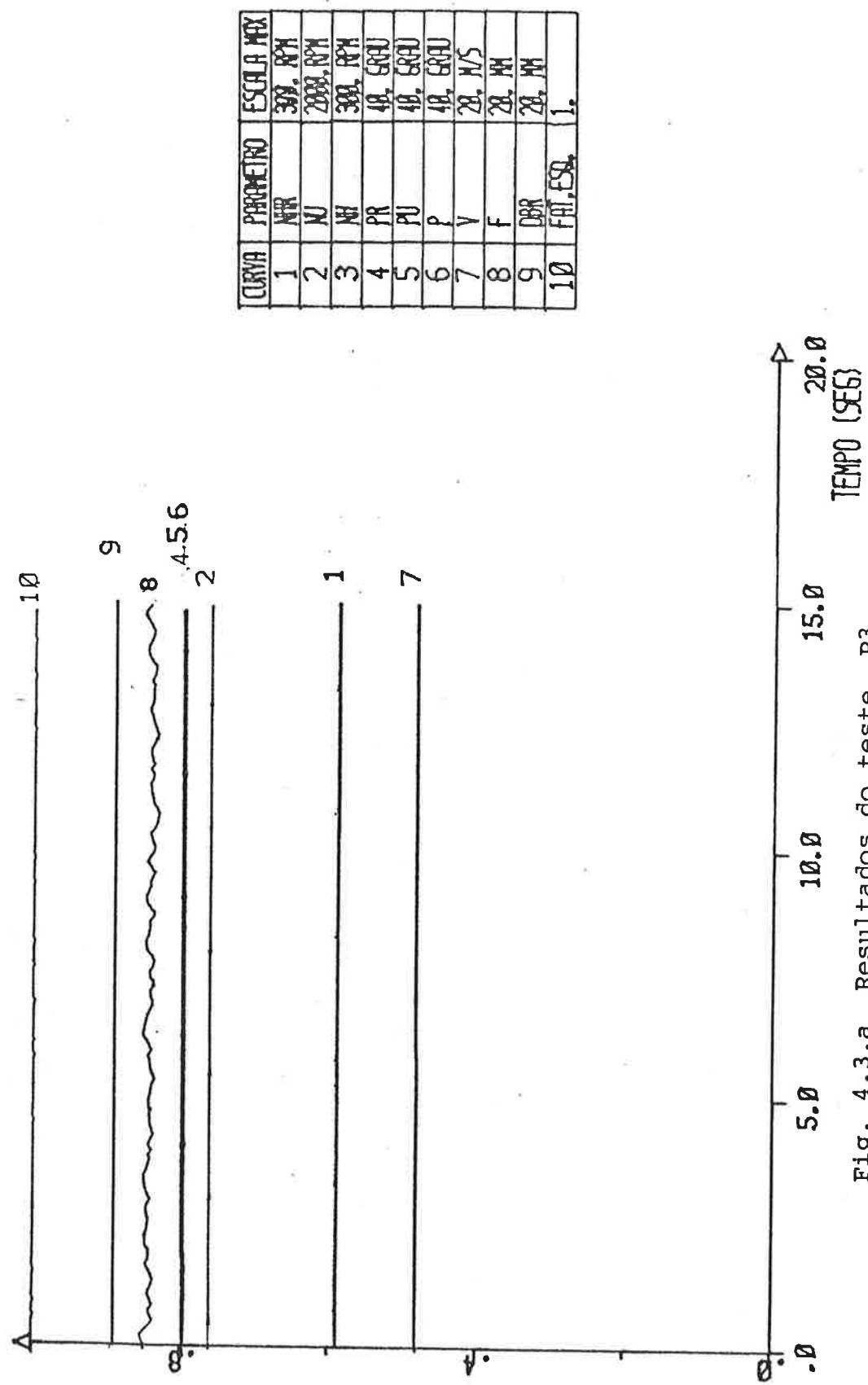
Este fato também está relacionado com a falta de perturbação na entrada, que no caso é a referência que é mantida constante.

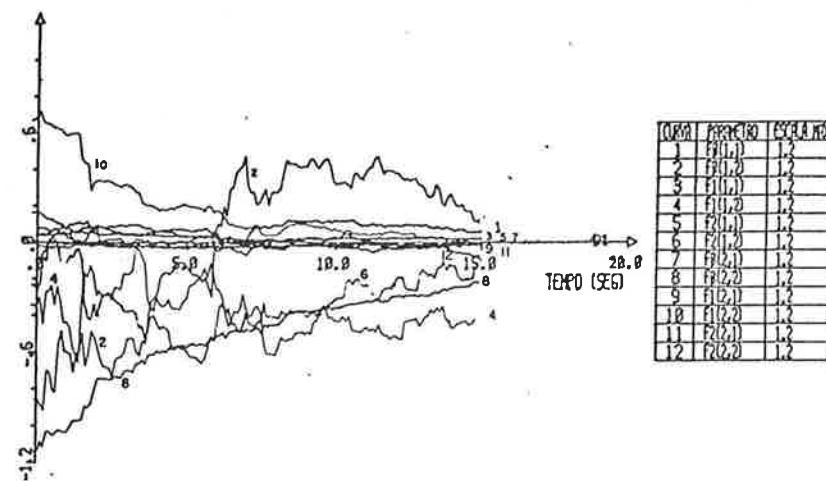
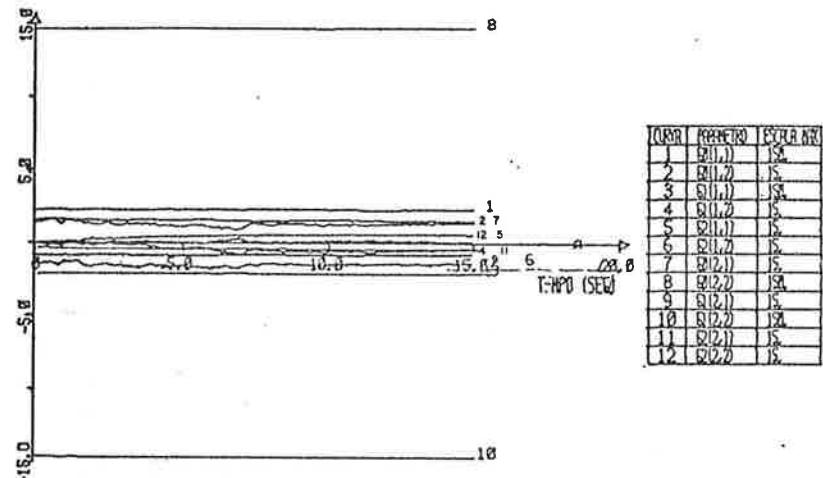
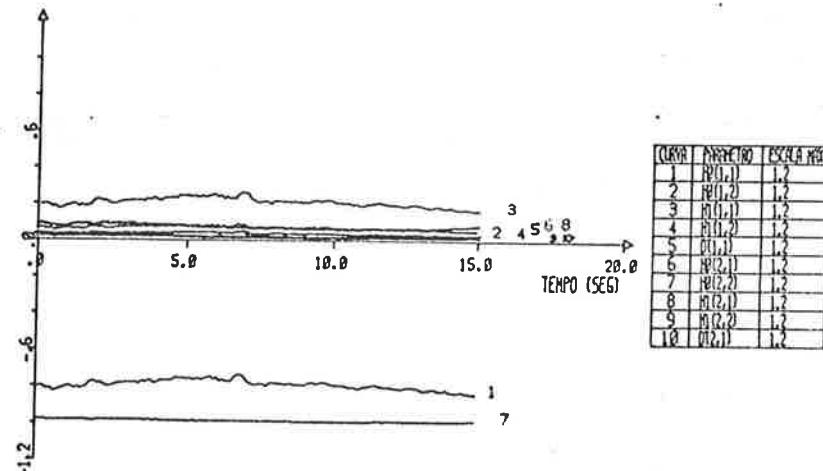
4.3.2 ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS

4.3.2.a ORDEM DA MATRIZ C

Para analisar a influência da ordem da matriz C é apresentando o teste P3, que foi realizado nas condições indicadas na Tab. 4.1, exceto para o valor de n_C , que foi admitido como sendo 1,0. Os seus resultados estão mostrados na Fig. 4.3 e complementados na Tab. 4.3, juntamente com dados do teste P1 para comparação.

Comparando-se as Figs. 4.1.a e 4.3.a verifica-se que praticamente não há discrepâncias entre os dois resultados. A rigor, observando-se a Tab. 4.3, percebe-se que o teste P3 tem até melhor desempenho porque apresenta valores inferiores para o seu desvio padrão total e o esforço total de controle. Mas esta vantagem é mínima e não permite ressaltar a sua superioridade. A revelação principal deste teste é que a redução da ordem da matriz C não acarreta uma deterioração do desempenho do controlador auto-ajustável, ao menos quando as referências são mantidas constantes e, as ações de controles calculados instantaneamente, isto é, com $d = 1$. A vantagem da redução da ordem n_C é a diminuição do esforço computacional, associado principalmente à estimativa dos parâmetros. Por exemplo, nos testes P1 e P3 foram estimados, respectivamente, 50 e 34 coeficientes. Com isso os tempos de processamento no BURROUGHS 4900 foram 11,7 e 7,0 segundos por segundo de simulação. Estes tempos, indicam a redução que pode ser obtida no tempo de processamento do controlador com a diminuição do número de coeficientes a serem estimados.



Fig. 4.3.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste P3Fig. 4.3.c Evolução dos elementos da matriz \hat{G} no teste P3Fig. 4.3.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{R} e \hat{D}' no teste P3

Variáveis ou parâmetros do teste	P1 $n_c = 3$	P3 $n_c = 1$
Velocidade final) m/s)	9,67	9,67
Rotação demandada (rpm)	1517,0	1517,0
Passo demandado (grau)	31,83	31,84
Rotação do hélice (rpm)	176,4	176,4
Passo do hélice (grau)	31,83	31,84
Sy(1) ($\times 10^3$)	4,347	4,350
Sy(2) ($\times 10^3$)	4,937	4,829
SY ($\times 10^3$)	6,570	6,500
Su(1) ($\times 10^3$)	1,261	1,310
Su(2) ($\times 10^3$)	1,423	1,171
SU ($\times 10^3$)	1,910	1,760

TAB. 4.3 Comparação dos resultados dos testes P1 e P3

A Fig. 4.3.b mostra a evolução dos elementos da matriz \hat{F} para o teste P3 e comparando-a com a Fig. 4.1.b nota-se que, embora não sejam rigorosamente iguais, há uma certa similitude no comportamento dos diversos coeficientes. Para os testes P1 e P3 tem-se $\hat{F} = \hat{F}' = F'$ porque o parâmetro d é igual a 1. Portanto a matriz \hat{F} pode ser interpretado também como sendo a estimativa de F' . Admitindo-se conhecidas as matrizes A e C do sistema, a matriz \hat{F} é calculado através da seguinte equação:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1}) + z^{-1}F'(z^{-1}) \quad 4.3.3$$

Para o teste P1, com $n_C = 3$ tem-se:

$$C_1 = A_1 + F_O'$$

$$C_2 = A_2 + F_1'$$

$$C_3 = A_3 + F_2'$$

e para o teste P3, com $n_C = 1$, obtém-se:

$$C_1 = A_1 + F_O'$$

$$C_2 = A_2 + F_1'$$

$$0 = A_3 + F_2'$$

4.3.5

As equações 4.3.4 e 4.3.5 indicam que se

$$|c_{ij}| \ll |a_{ij}|$$

os elementos da matriz F' não serão afetados pela ordem da matriz C . Como os valores estimados dos elementos de F parecem independente de n_C , isto pode ser uma indicação de que os coeficientes de C não são predominantes na equação 4.3.3 e, portanto no cálculo da lei de controle.

Na Fig. 4.3.c é mostrada a evolução dos elementos da matriz G para o teste P3, que é semelhante a do teste P1. A evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{B}' é apresentada na Fig. 4.3.d e ela revela que, reduzindo a ordem da matriz C , o valor médio do elemento $\hat{H}_O(1,1)$ se afasta cada vez mais do seu valor esperado, $H_O(1,1)$.

4.3.2.b ATRASO DEVIDO AO TEMPO DE PROCESSAMENTO

Os teste P1 e P3 foram efetuados admitindo-se $d = 1$. Esta hipótese é razoável, desde que o vetor de controle seja calculado em um tempo bem menor que 0,1 segundos, que é o intervalo de amostragem considerado e, fosse imediatamente transmitido para o sistema. Mas, em face da quantidade de operações requerida pelo

algorítimo de controle, há que se considerar que o tempo de processamento do controlador seja pelo menos de ordem comparável ao intervalo de amostragem. A influência deste tempo de cálculo do vetor de controle pode ser analisado adotando-se $d = 2$, conforme as explicações da seção 3.4. Sendo assim, são efetuados os testes P4 e P5, análogos aos testes P1 e P3, porém com $d = 2$ e as suas respostas são mostradas, respectivamente, nas Figs. 4.4 e 4.5. Os resultados revelaram-se insatisfatórios porque com $n_c = 3$ (teste P4) o passo não atingiu o seu valor de referência e com $n_c = 1$ (teste P5), atingiu e ultrapassa o seu valor. O erro na posição do passo não foi devidamente corrigido, mesmo com o aumento do tempo de simulação. Em vista disto o algorítimo de controle foi reanalizado e verificou-se que a distorção no valor do passo era devido aos valores iniciais adotados para os elementos da matriz $\hat{\theta}$. Desta forma, decidiu-se analisar a influência do atraso do tempo de processamento juntamente com a alteração nas condições iniciais da matriz $\hat{\theta}$, como mostrada a seguir.

4.3.2.c CONDIÇÃO INICIAL DA MATRIZ DE COEFICIENTES

Nos testes P1, P3, P4 e P5 admitiu-se que as condições iniciais das matrizes F , G , H e D eram dadas pela expressão 4.2.1. Estas condições mostraram-se inadequadas quando se efetuou testes com $d = 2$, porque o passo não atingiu o seu valor de referência. Foi constatado que isto era devido à inconsistência inicial da matriz $\hat{\theta}$, morendo com os elementos relacionados com as matrizes \hat{G}_0 e \hat{G}_1 que provoca uma diminuição acentuada do passo demandado no início da simulação. Para tentar corrigir esta distorção decidiu-se incluir na definição da condição inicial da matriz $\hat{\theta}$ o fato de Q_0 e Q_1 serem parcelas, respectivamente, de G_0 e G_1 . Para mostrar o efeito desta alteração é apresentado o teste P6, efetuado com os mesmos dados do teste P1 indicados na Tab. 4.1, com exceção de:

$$d = 2$$

$$n_c = 1$$

$$\hat{G}_0 = Q_0$$

$$\hat{G}_1 = Q_1$$

A rigor, com $d = 2$ altera-se a equação 4.3.1 porque a matriz B passa a ser multiplicado pela matrizes $E' \neq I$. Entretanto, ainda neste caso é possível mostrar que Q_0 e Q_1 são parcelas, respectivamente, de G_0 e G_1 .

As respostas do teste P6 são mostradas na Fig. 4.6. Convém ressaltar que, neste caso, são omitidos somente os 20 passos iniciais, pois a adaptação dos elementos da matriz $\hat{\theta}$, com a nova condição inicial é bem mais rápida. Observando-se a Fig. 4.6.a verifica-se que a alteração processada foi coerente pois os desvios do passo e as suas oscilações desapareceram. Comparando os resultados do teste P6 com os do teste P3, que foi efetuado com $d = 1$, verifica-se que praticamente não há diferenças significati-

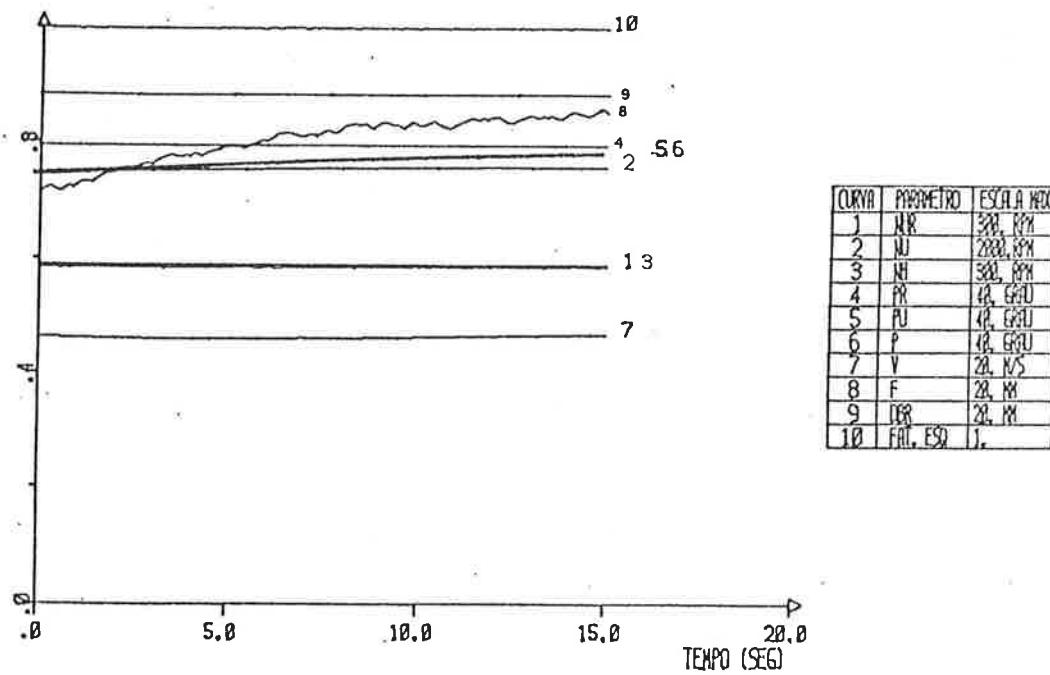


Fig. 4.4 Resultados do teste P4

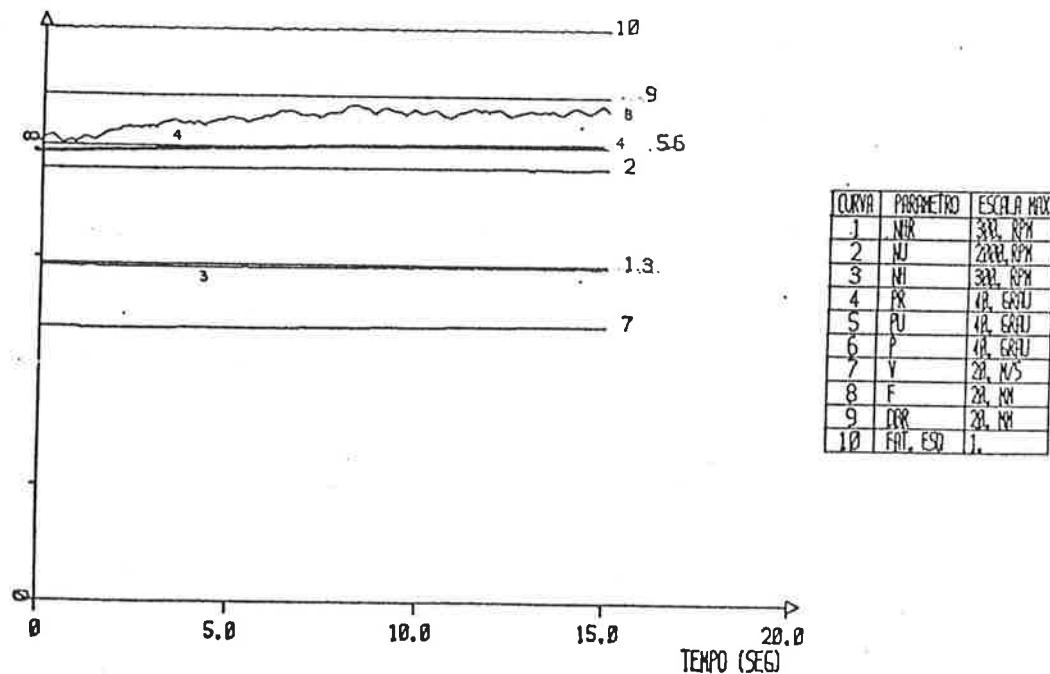
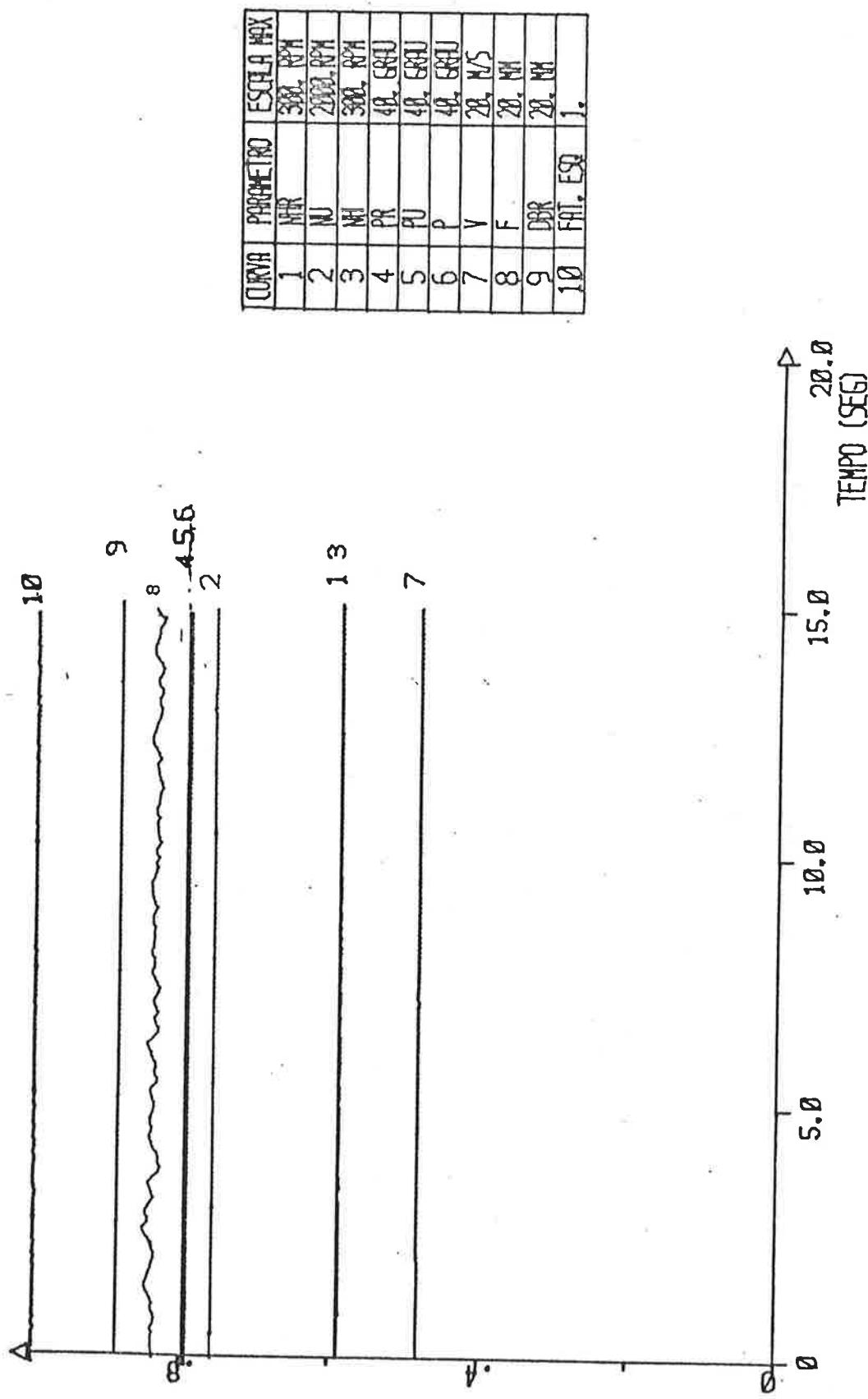
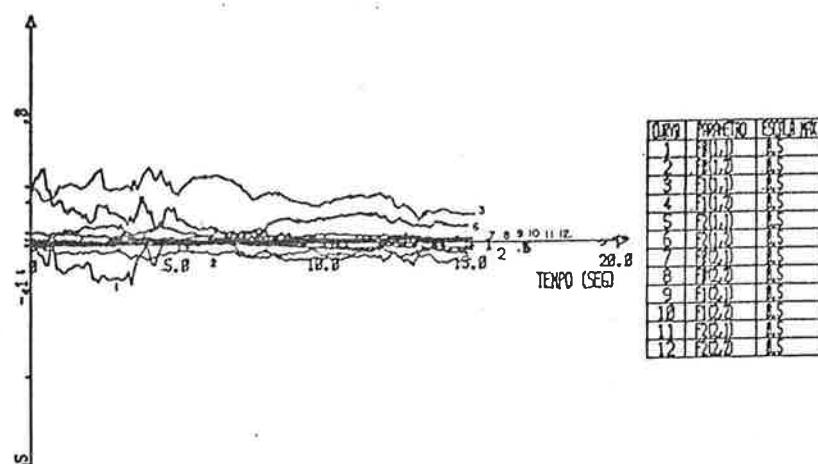
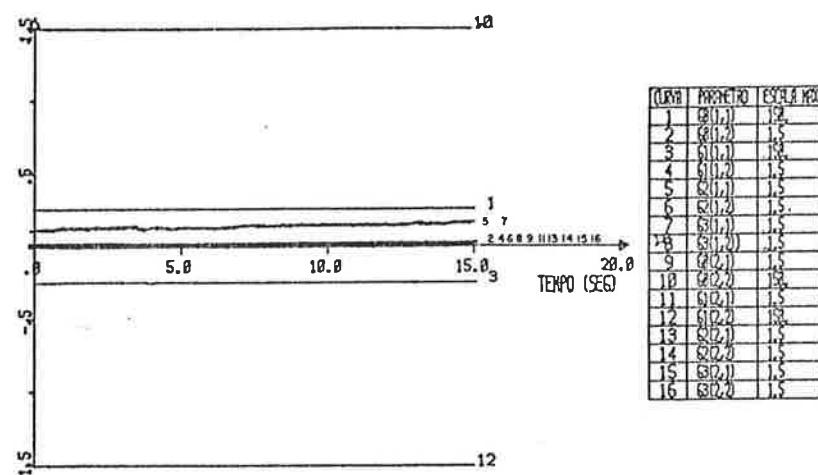
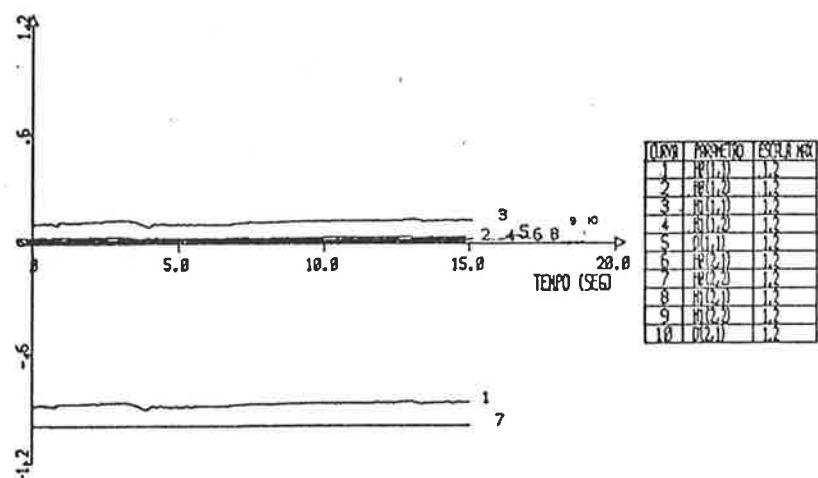


Fig. 4.5 Resultados do teste P5



Fig. 4.6.b Evolução dos elementos da matriz \tilde{F} no teste P6Fig. 4.6.c Evolução dos elementos da matriz \tilde{G} no teste P6Fig. 4.6.d Evolução dos elementos das matrizes \tilde{H} e \tilde{D}' no teste P6

vas. A Tab. 4.4, que mostra os índices de avaliação dos testes P3 e P6, revela que os valor de SY são da mesma ordem de grandeza. Porém, o valor de SU é bem inferior para o teste P6, mostrando que o vetor $U(k)$, com a nova condição inicial da matriz $\hat{\theta}$, converge mais rapidamente para o seu valor final. As Fig. 4.6.b, 4.6.c e 4.6.d mostram, respectivamente, a evolução dos elementos das matrizes F , G e H juntamente com $\hat{\theta}'$. Elas revelam que os elementos da matriz \hat{F} oscilam dentro de um intervalo menor, quando comparados com F do teste P3 e que os elementos de H e $\hat{\theta}'$ ficam praticamente constantes, ao contrário das respostas do teste P3.

4.3.3. EFEITO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA

Para avaliar o desempenho do controlador auto-ajustável com a alteração das condições de serviço do navio, é apresentado o teste P7, que é realizado com os parâmetros indicados na Tab. 4.5. A variação do sistema é representada pelo aumento em 40% da resistência ao avanço do navio e pelo nível das perturbações da aceleração do navio e do hélice, onde Y_v e Y_{nh} são aumentados de 5 para 20%. O teste P7 é efetuado com $n_c = 1$ porque na seção 4.3.2 constatou-se que a ordem da matriz C não influí no desempenho do controlador. Também neste teste é adotado $d = 2$ para ser mais realista e levar em consideração o tempo de processamento do controlador. Para efeito de comparação é apresentado também o teste P8, que é efetuado com o controlador da Yard, nas condições indicadas na Tab. 4.5.

A consequência do aumento da resistência ao avanço no movimento do navio depende do tipo do controle exercido sobre o sistema propulsor e pode ser prevista a partir da curva de integração casco-hélice, que é mostrada na Fig. 4.7. Nesta figura aparecem as curvas de empuxo do hélice, parametrizados em rotação e passo, e da resistência ao avanço em função da velocidade do navio. Com o aumento da resistência, a tendência natural é a redução da velocidade do navio. No caso do controlador auto-ajustável, que é projetado para manter constante a rotação e o passo do hélice, com o incremento da resistência, o ponto de operação do navio que era anteriormente 0, passa para 1, à custa da redução da velocidade do navio, que passa de V_0 para V_1 . Esta redução da velocidade acarreta também um aumento da carga sobre o motor, já que, a sua curva, em função da velocidade do navio é similar ao do empuxo. Para que isto não provoque uma redução da rotação do hélice o controlador auto-ajustável recalcula convenientemente a rotação demandada.

Na Fig. 4.8 são mostradas as respostas do teste P7 indicando diminuição da velocidade do navio e aumento da rotação demandada que pode ser melhor percebido através dos dados da Tab. 4.6. Esta tabela revela também que o valor médio da rotação do hélice é igual à sua referência, mostrando o desempenho satisfatório do controlador, mesmo quando o nível do ruído é mais elevado.

Variáveis ou parâmetros do teste	P3 $n_c=1; d=1$	P6 $n_c=1; d=2$
Velocidade final (m/s)	9,67	9,65
Rotação demandada (rpm)	1517	1516
Passo demandado (grau)	31,84	31,78
Rotação do hélice (rpm)	176,4	176,4
Passo do hélice (grau)	31,84	31,78
$S_y(1) \times 10^3$	4,35	4,864
$S_y(2) \times 10^3$	4,829	4,324
$S_Y \times 10^3$	6,500	6,520
$S_u(1) \times 10^3$	1,310	0,605
$S_u(2) \times 10^3$	1,131	0,252
$S_U \times 10^3$	1,760	0,650

TAB. 4.4 Comparação dos resultados dos testes P3 e P6

Velocidade nominal do navio	9,2 m/s
Rotação de referência	168,0 rpm
Passo de referência	31,8°
Perturbação na aceleração do navio (γ_v)	0,2
Perturbação na aceleração do hélice (γ_{nh})	0,2
Erro na medida da rotação	$N(0,0;2,56)$
Erro na medida do passo	$N(0,0;0,08)$
Ordem da matriz C	1
Atraso d	2
Intervalo de amostragem	0,1 s
Soma do Quadrado dos Erros Σ_0	1,0
\hat{F} no instante inicial	0,0
\hat{G} no instante inicial	$Q(z^{-1})$
\hat{H} no instante inicial	-I
\hat{D} no instante inicial	0,0
Matriz de ponderação Q	
a_1	25,0
a_2	150,0

TAB. 4.5 Dados para o teste P7

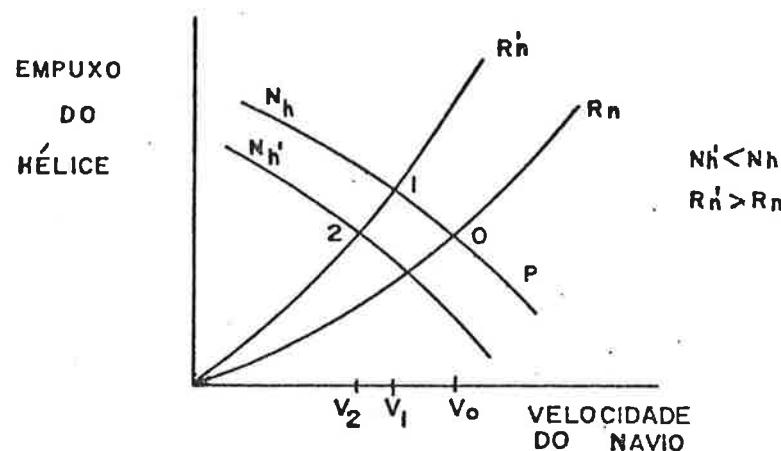


Fig. 4.7 Interação casco-hélice

No caso do controlador da Yard, é mantida constante a rotação demandada. Assim, o aumento da resistência provoca uma redução na rotação do motor porque o torque do hélice aumenta. Isto acarreta a alteração do ponto de operação do navio, que passa de O para 2, reduzindo a velocidade de V_0 para V_2 , conforme é ilustrado na Fig. 4.7. Na Fig. 4.9 são mostradas as respostas do teste P8 indicando que, realmente, há uma redução na rotação do hélice e na velocidade do navio. Embora seja imperceptível nesta figura, os resultados numéricos do teste P8 mostram pequenas oscilações intermitentes do passo, resultantes da atuação do controlador de carca do motor Diesel. Este componente é proposto pela Yard para proteger o motor contra sobrecargas, conforme é explicado no apêndice B.

Comparando-se os resultados dos testes P7 e P8, através da Tab. 4.6, verifica-se que, realmente, a velocidade final do navio com o controlador auto-ajustável é superior à obtida com o controlador da Yard. Mas esta vantagem é mínima, já que a diferença é de 0,06 m/s. Examinando-se ainda a Tab. 4.6 verifica-se que o valor final do passo com o controlador auto-ajustável é 0,01 menor que o de referência. Este desvio, que é devido à magnitude adotado para α_2 , pode ser corrigido diminuindo-se o seu valor. Entretanto, isto acarreta consequências prejudiciais à manobra de aceleração do navio, conforme é mostrado na seção 4.4.

4.3.4 COMENTÁRIOS

Nesta seção foram realizados testes para avaliar a influência de alguns parâmetros sobre o desempenho do controlador auto-ajustável e eles permitem concluir que:

- a ordem da matriz C não influi no desempenho do controlador quando é reduzida de 3 para 1, ao menos em manobras de regime permanente. Isto motiva a utilização de $n_C = 1$ nos testes subsequentes.

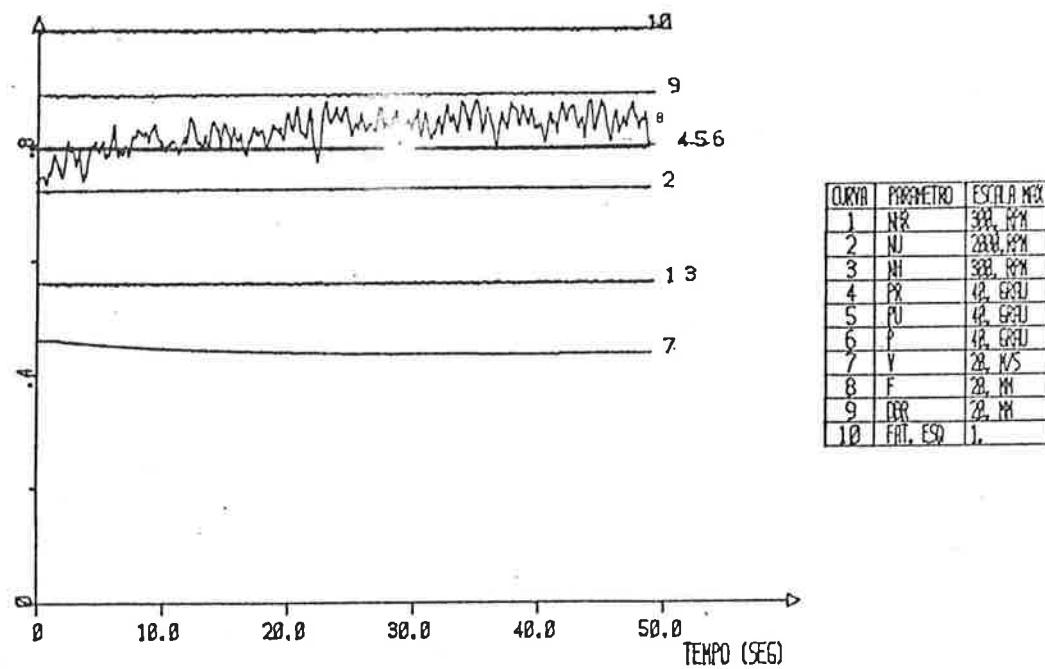


Fig. 4.8 Resultados do teste P7

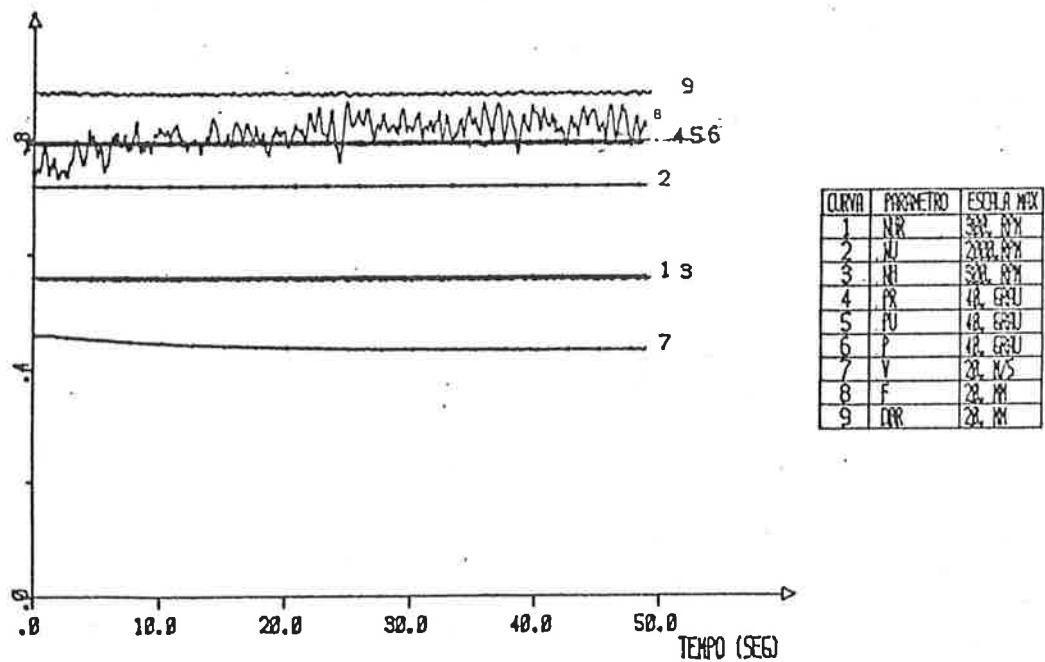


Fig. 4.9 Resultados do teste P8

Variáveis ou Parâmetros do Teste	P7 Auto-ajus- tável	P8 YARD
Velocidade inicial (m/s)	9,20	9,20
Velocidade final (m/s)	8,72	8,66
Rotação demandada inicial (rpm)	1438,0	1438,0
Rotação demandada final (rpm)	1447,8	1438,0
Rotação do hélice inicial (rpm)	168,0	168,0
Rotação do hélice final (rpm)	168,0*	166,8*
Passo (grau)	31,8	31,8
Sy (1) ($\times 10^3$)	5,071	5,735
Sy (2) ($\times 10^3$)	4,775	0,427
SY ($\times 10^3$)	7,000	5,750
Su (1) ($\times 10^3$)	6,064	0,205
Su (2) ($\times 10^3$)	0,816	0,442
SU ($\times 10^3$)	6,118	0,488

TAB. 4.6 Comparação dos resultados dos testes P7 e P8

* Valor médio da rotação do hélice

- a condição inicial da matriz \hat{G} definida por 4.3.4 é mais apropriada porque é mais próxima do seu valor final e consequentemente exige menor tempo de adaptação de parâmetros.
- O controlador auto-ajustável opera satisfatoriamente quando são alteradas as condições de serviço do navio.

4.4 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO CONTROLADOR EM MANOBRA DE ACELERAÇÃO DO NAVIO

Nesta seção são apresentados e analisados os resultados de diversos testes realizados com controlador auto-ajustável em manobra de aceleração máxima, que consiste em acelerar o navio desde o seu repouso até a sua velocidade máxima no menor tempo possível. Normalmente o atendimento a esta manobra é um dos requisitos para o projeto do sistema de controle da propulsão. Para avaliar o desempenho do controlador auto-ajustável, neste tipo de manobra, é apresentado inicialmente um teste "padrão" que utiliza parâmetros definidos na seção 4.2 e também aproveita os resultados da seção 4.3. Posteriormente, à semelhança da seção anterior, são apresentados dois grupos de testes: no primeiro examina-se o efeito de alguns parâmetros do controlador, que no caso são a soma do quadrado do erro Σ_0 , a matriz Q e o intervalo de amostragem. No segundo grupo de testes o desempenho do controlador é verificado para uma alteração nas condições de serviço do navio.

Na seção 4.3 foi constatado que a ordem da matriz C , em regime permanente, não influiu no desempenho do controlador. Para regime transitório também foi examinado o efeito da ordem desta matriz e constatou-se que com $n_C = 3$ ou $n_C = 1$, os resultados eram análogos. Desta forma, adotou-se para todos os testes de regime transitório o valor de $n_C = 1$. Esta análise, embora não mostrada neste trabalho, é necessária porque a matriz C é diretamente relacionada com a matriz \hat{H} e esta é parte integrante da matriz \hat{H} , que pode ser interpretado como sendo um pré-compensador para o vetor de referência.

4.4.1 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS DO TESTE PADRÃO

O teste padrão para aceleração, denominado A1, é efetuado com os dados constantes na Tab. 4.7 e os seus resultados são mostrados na Fig. 4.10. Para efeito de comparação, também são apresentados na Fig. 4.11, os resultados do teste A2, obtidos com o controlador da Yard para o mesmo tipo de manobra. Os resultados numéricos de interesse são apresentados na Tab. 4.8. Em todas as simulações os valores de referência são alterados em 1 segundo a partir do instante inicial.

Observando-se as Figs. 4.10 e 4.11 conclui-se que o controlador auto-ajustável atende satisfatoriamente a manobra de aceleração máxima, já que a velocidade final do navio após 100 segundos de simulação é até superior à obtida com o controlador da

Velocidade de referência inicial	0,0 m/s
Velocidade de referência final	9,61 m/s
Passo de referência inicial	1,5°
Passo de referência final	31,8°
Rotação de referência inicial	82,0 rpm
Rotação de referência final	176,4 rpm
Perturbação na aceleração do navio (γ_v)	0,05
Perturbação na aceleração da hélice (γ_{nh})	0,05
Erro na medida da rotação	$N(0,0; 0,64)$
Erro na medida do passo	$N(0,0; 0,019)$
Ordem da matriz C	1
Atraso d	2
Intervalo de amostragem	0,1s
Soma do Quadrado dos erros Σ_0	1,0
\hat{F} no instante inicial	0,0
\hat{G} no instante inicial	$Q(z^{-1})$
\hat{H} no instante inicial	-I
\hat{D}' no instante inicial	0,0
Matriz de ponderação Q	
a_1	25,0
a_2	150,0

TAB 4.7 Dados para o teste A1

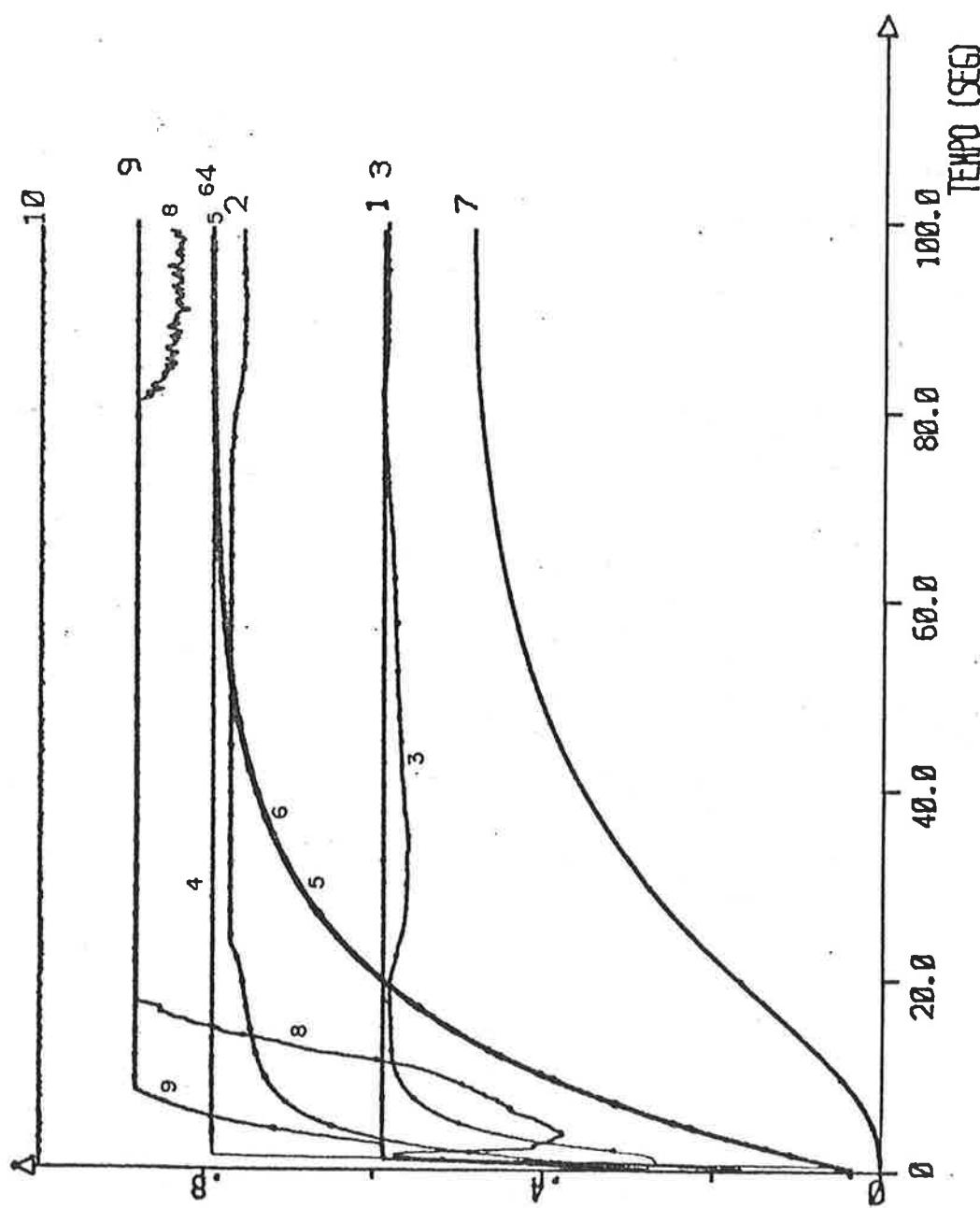


Fig. 4.10.a Resultados do teste A1

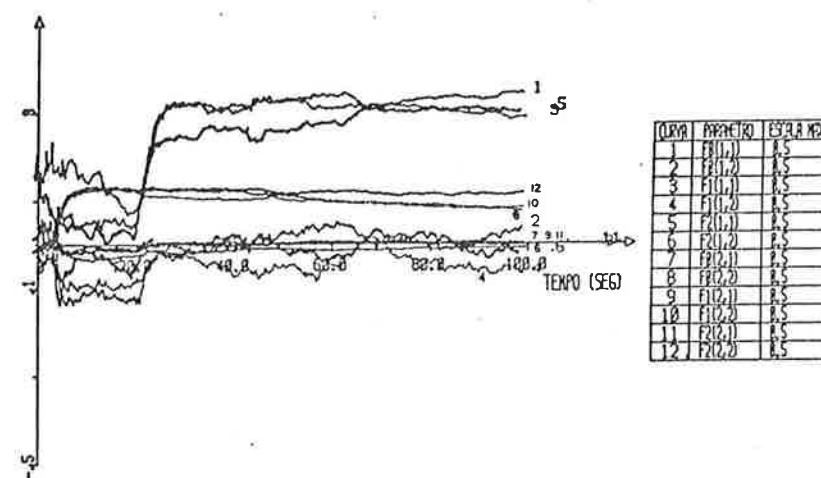


Fig. 4.10.b Evolução dos elementos da matriz \hat{F} no teste Al.

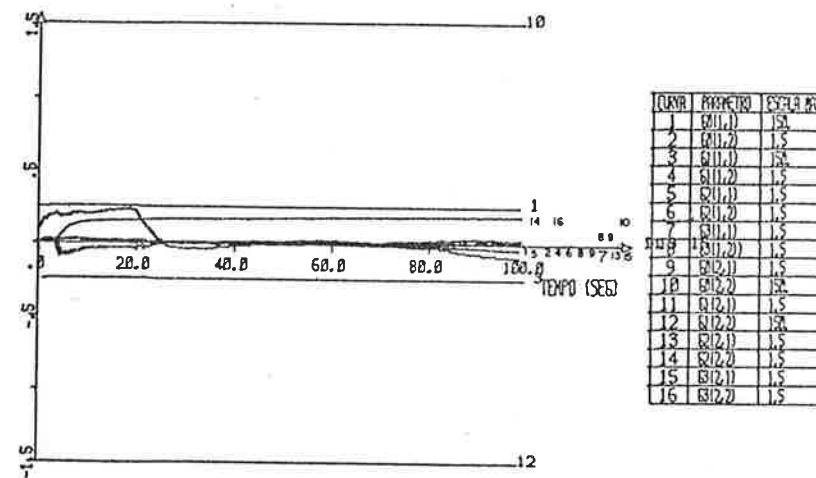


Fig. 4.10.c Evolução dos elementos da matriz \hat{G} no teste A1

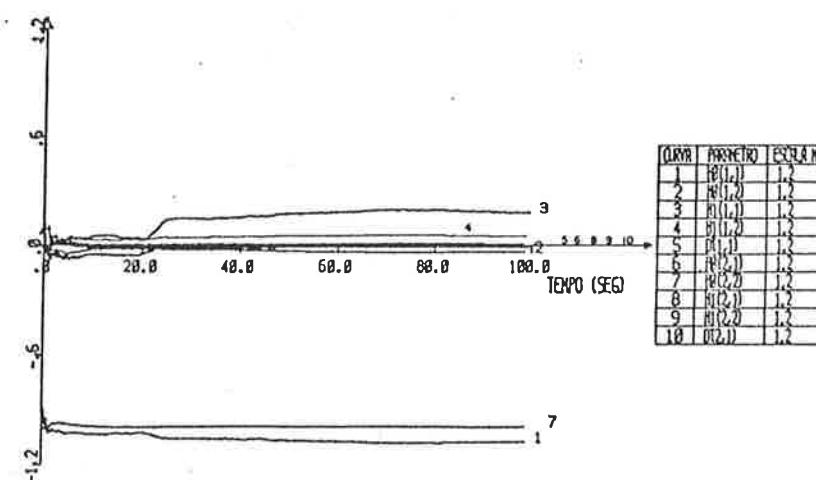
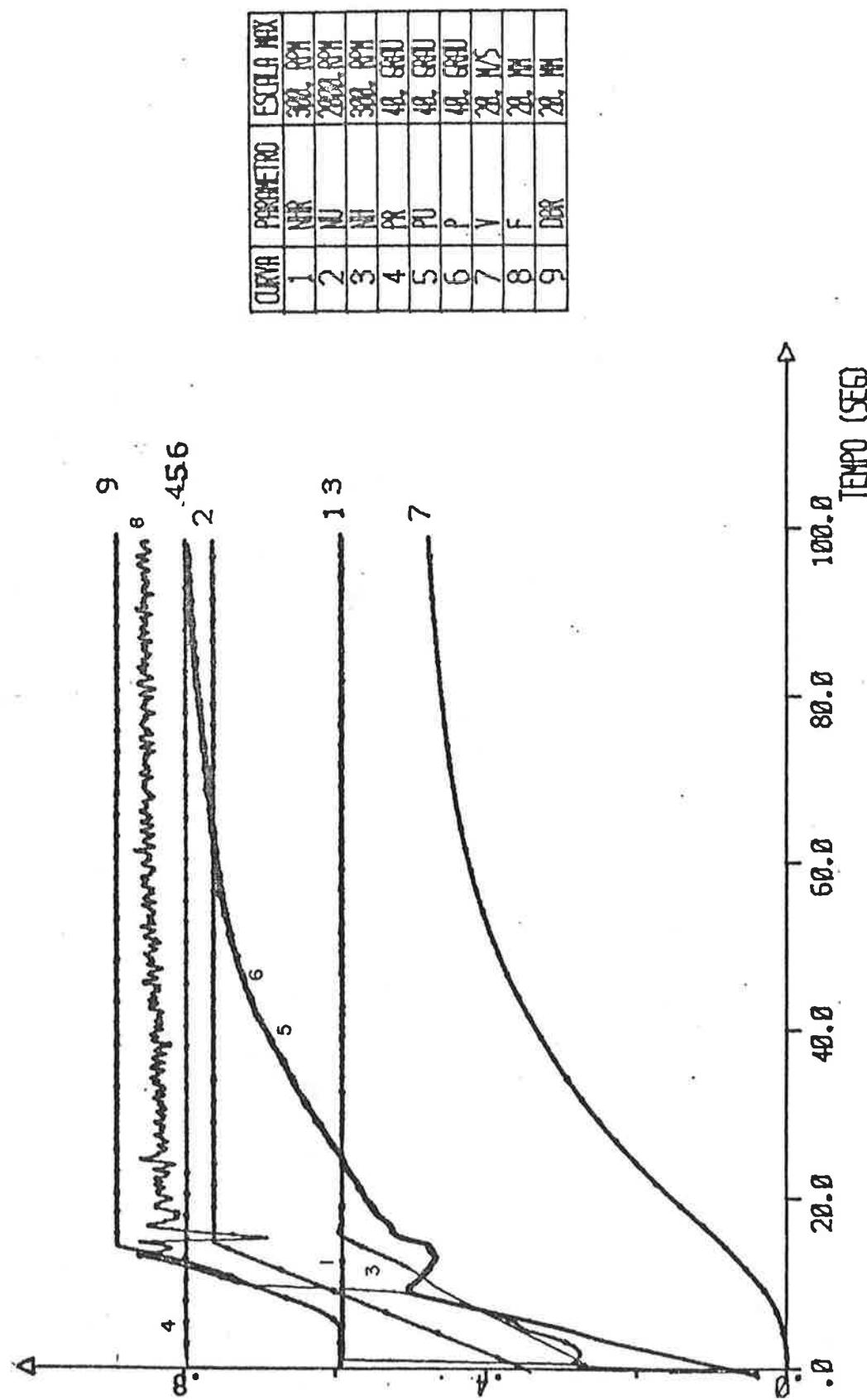


Fig. 4.10.d Evolução dos elementos das matrizes \hat{H} e \hat{D}' nos teste A1



Yard, conforme é indicado na Tab. 4.8. Mas estas figuras também revelam que a dinâmica das variáveis de controle, bem como das variáveis de saída são diferentes. Por exemplo, no caso do controlador da Yard, a taxa de variação da rotação demandada é constante até o valor final e o mesmo ocorreria ao passo demandado se não houvesse o controle da carga do motor, que altera a taxa de variação do passo, quando a posição da cremalheira atinge valores próximo do DBR. Já no controlador auto-ajustável, as taxas de variação dos valores demandados são alteradas buscando-se sempre a minimização do índice de desempenho estabelecido.

O passo demandado apresenta um aumento acentuado até cerca de 20 segundos, em função do erro entre o valor de referência e o real, quando então a taxa de variação começa a diminuir e o passo tende a atingir o seu valor final suavemente. Já a rotação demandada exibe um outro tipo de comportamento. No início, ela varia rapidamente, em função da diferença entre a rotação de referência do hélice e o seu valor real. Com isso, a rotação do hélice atinge em cerca de 10 segundos o seu valor desejado e permanece neste valor até 20 segundos, quando então começa a diminuir porque o torque do hélice suplanta o torque do motor. O controlador reage, tentando aumentar a rotação demandada. Porém, ela é limitada pelo seu valor máximo. Com isso, a rotação do hélice permanece inferior ao seu valor de referência até cerca de 70 segundos, quando atinge novamente o valor desejado e com isso a rotação demandada também começa a diminuir. A posição da cremalheira permanece no seu valor máximo desde 18 até 80 segundos, quando então começa a diminuir e oscilar em torno do seu valor esperado.

Observando a Tab. 4.8 verifica-se que os valores finais de velocidade do navio, rotação e o passo do hélice do teste realizado com o controlador auto-ajustável são superiores aos do teste realizado com o controlador da Yard. Isto podia ser esperado porque o controlador da Yard, em certos momentos, até reduz o valor do passo para manter a posição da cremalheira inferior ao DBR. Com isso libera-se menos potência do motor ao hélice e, consequentemente, a aceleração fica prejudicada. Mas, em compensação, no teste A2 não se observa a sobrecarga do motor que ocorre no teste A1, quando a posição da cremalheira permanece na posição máxima durante 60 segundos. Este fato não constitui uma desvantagem significativa para o controlador auto-ajustável uma vez que, na prática, esta manobra é realizada somente em casos emergenciais e sobrecargas de 60 segundos não deve comprometer a segurança do motor.

A Tab. 4.8 também revela que os valores dos índices $S_y(i)$ e $S_u(i)$, $i = 1, 2$ do teste A1 são inferiores ao do teste A2. Mas isto era esperado porque o controlador da Yard não foi projetado para minimizar o erro de nenhuma variável de saída.

Quando o navio executa a manobra de aceleração máxima, o torque e o empuxo do hélice tendem a atingir valores elevados. A magnitude destes esforços depende da lei de controle do sistema de propulsão. Sendo assim, para evitar o comprometimento da seu

Variáveis ou Parâmetros do teste	A1 controlador auto ajustável	A2 YARD
Velocidade final (m/s)	9,62	9,48
Rotação dem. final (rpm)	1516,0	1515,0
Rotação final (rpm)	176,4	176,4
Passo dem. final (grau)	31,76	31,66
Passo final (grau)	31,76	31,66
Sy (1) ($\times 10^3$)	65,646	117,0
Sy (2) ($\times 10^3$)	261,0	267,0
SY ($\times 10^3$)	269,0	291,7
Su (1) ($\times 10^3$)	76,6	125,48
Su (2) ($\times 10^3$)	269,0	269,0
SU ($\times 10^3$)	280,0	297,0
Empuxo máximo (N)	288178,0	289374,0
Torque máximo (Nm)	137533,0	128830,0

TAB. 4.8 Comparação dos resultados dos testes A1 e A2

rança do componentes da instalação, verifica-se durante os testes de simulação de aceleração máxima, os valores máximos do torque e do empuxo do hélice. No caso do teste A1, a Tab. 4.8 mostra que o empuxo máximo é praticamente igual ao do teste A2 e que o torque máximo é cerca de 7% superior. Esta diferença não é significativa para comprometer os componentes da instalação.

A Fig. 4.10.b apresenta a evolução dos elementos da matriz \hat{F} . Ela revela que, até em torno de 25 segundos, os elementos sofrem uma grande alteração e que a partir deste instante tendem a convergir para algum valor. A Fig. 4.10.c mostra que os elementos da matriz G praticamente não variam e a Fig. 4.10.d revela que os elementos das matrizes H e D' apresentam uma alteração em torno de 25 segundos, para depois permanecerem aproximadamente constantes. A obtenção de uma interpretação para o tipo de evolução dos elementos da matriz $\hat{\theta}$ é extremamente difícil. Todavia, cabe salientar que esperava-se a convergência dos parâmetros estimados e isto parece estar ocorrendo.

4.4.2 EFEITO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR

4.4.2.a SOMA DO QUADRADO DOS ERROS Σ_0

Neste trabalho é adotado um fator de esquecimento variável para alterar a velocidade de convergência na estimativa dos parâmetros, quando ocorrerem variações rápidas nos parâmetros do modelo linear do sistema. Para o cálculo do fator de esquecimento é utilizada a expressão 2.3.7.c que é reproduzida abaixo:

$$\lambda(k) = 1 - [1 - \psi^T(k) \Omega(k)] \varepsilon^T(k) \varepsilon(k) / \Sigma_0$$

Esta relação mostra que se Σ_0 for excessivamente pequeno tornará $\lambda(k)$ bem menor que 1,0, mesmo para erros pequenos. Isto poderá gerar instabilidades, já que aumentará demasiadamente a matriz Γ do algoritmo recursivo. Por outro lado, se ele for muito grande, o algoritmo de estimativa poderá não acompanhar as alterações rápidas sofridas pelo sistema. Um outro ponto que deve ser lembrado na definição de Σ_0 é que ele não deve satisfazer somente as variações dos parâmetros devido a alteração do ponto de operação do sistema. Há que se verificar também o comportamento de $\lambda(k)$ perante às perturbações do sistema, pois, se não houver uma relação adequada entre a variância dos ruídos e Σ_0 , ocorrerão oscilações excessivas de $\lambda(k)$.

O teste A1 foi efetuado com $\Sigma_0 = 1,0$ e a Fig. 4.10 mostra que praticamente não houve alteração no fator de esquecimento em uma manobra que envolve mudança dos parâmetros do modelo linear do sistema. Este resultado comporta duas interpretações: a primeira é a de que o valor adotado para Σ_0 é apropriado e, neste caso, o fator de esquecimento permanece constante porque a velocidade de variação dos parâmetros é lenta para o controlador; a segunda interpretação é que o seu valor é muito elevado, tornando $\lambda(k)$ insensível ao erro $\varepsilon(k)$. Para dirimir esta dúvida foram

efetuados testes, diminuindo Σ_0 até o valor de 0,05, e considerando a ausência dos ruídos do processo e da medida. Os resultados revelaram que, embora aumente ligeiramente a oscilação do fator de esquecimento no início da simulação, ele permanece praticamente igual a 1,0 na maior parte do tempo e os índices de avaliação são iguais aos do teste A1. Isto permite concluir que realmente os parâmetros do sistema variam lentamente para o controlador e que não há limites rígidos para a escolha de Σ_0 . Entretanto, adotando-se valores baixos para este fator ocorre uma grande oscilação do fator de esquecimento quando é aumentado o ruído do sistema. Para mostrar este efeito, é apresentado o teste A3, que é realizado com os mesmos dados do teste A1, exceto quanto aos valores de Σ_0 , e_p e e_{nh} que foram alterados para:

$$\Sigma_0 = 0,05$$

$$e_{nh} = N(0,0 ; 2,56)$$

$$e_p = N(0,0 ; 0,08)$$

Os seus resultados são mostrados na Fig. 4.12 indicando o esforço do controlador em tentar acompanhar as alterações do sistema, através da variação do fator de esquecimento. A escolha de Σ_0 que provoca oscilações no fator de esquecimento, tal como no teste A3, não é interessante porque a matriz I do algoritmo recursivo poderia crescer demasiadamente, por estar sendo dividida sempre por um fator menor que 1,0, e provocar instabilidade no algoritmo de controle.

No teste A3 aumentou-se propositalmente as variâncias dos ruídos das leituras porque constatou-se que, para o sistema em estudo, elas afetam mais o fator de esquecimento do que as perturbações do processo. Isto é razoável porque o erro de medição é transmitido diretamente ao controlador, ao passo que, as perturbações do processo são antes filtradas pelo sistema.

4.4.2.b INFLUÊNCIA DA MATRIZ Q

Neste trabalho a lei de controle é obtida a partir da minimização de:

$$J = E\{||\Phi(k+d)||^2\} = E\{||Y(k+d) - W(k) + Q(z^{-1})U(k)||^2\}$$

onde $Q(z^{-1}) = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & -\alpha_1 z^{-1} & 0 \\ 0 & \alpha_2 - \alpha_2 z^{-1} & \end{bmatrix}$

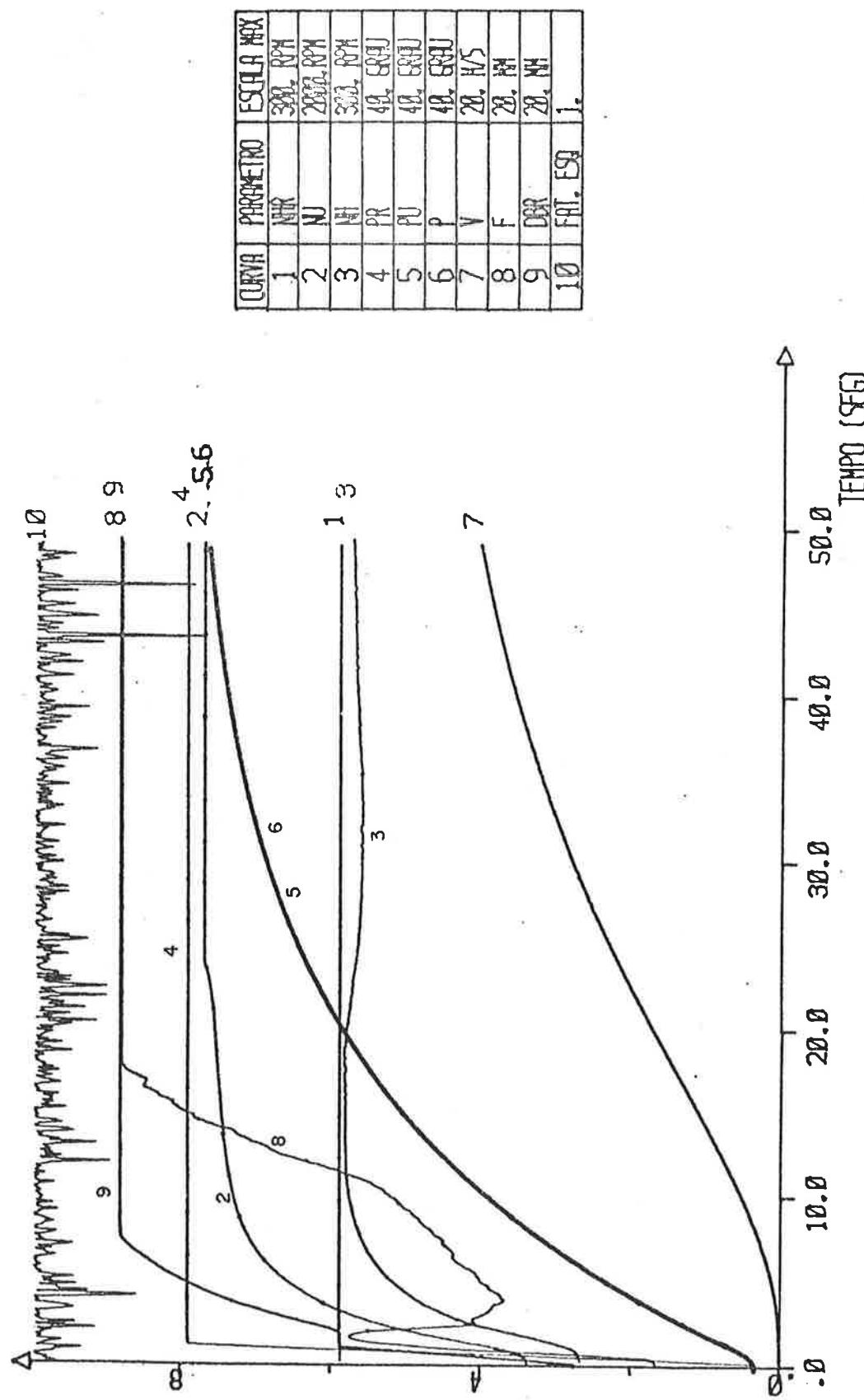


Fig. 4.12 Resultados do teste A3

Desta forma, a essência do projeto de controle do sistema Propulsor consiste em definir α_1 e α_2 , já que os elementos que ponderam o vetor de saída e de referência já foram previamente definidos. A escolha de α_1 e α_2 está, em última análise, associada à alocação de pólos do sistema em malha fechada e pode ser efetuada em função da especificação prévia destes pólos. Entretanto, neste trabalho, a definição destes parâmetros foi baseada no conhecimento da dinâmica do sistema e também da lei de controle proposta pela Yard para o sistema propulsor em estudo.

Para a aceleração rápida do navio necessita-se, obviamente, aumentar a rotação e o passo do hélice. Entretanto, isto não pode ser efetuado a esmo. Por exemplo, se o passo for aumentado muito rapidamente, o motor diesel não terá capacidade de vencer o torque do hélice e, consequentemente, haverá uma queda na rotação, mesmo com o incremento da rotação demandada. Uma alternativa que produz uma solução aceitável para a aceleração máxima é a de regular a taxa da variação do passo, de tal modo que ela seja a máxima, porém, sem provocar a queda da rotação do hélice. Dentro da teoria de controle utilizada, esta regulagem da taxa de variação dos valores demandados pode ser obtida ponderando-se convenientemente α_1 e α_2 . Quanto menor forem os seus valores, mais sensível será o controlador. Após exaustivos testes de simulação, conclui-se que com $\alpha_1 = 25,0$ e $\alpha_2 = 150,0$, a resposta da velocidade do navio era similar à da Yard e por isso estes valores foram tomadas como padrão. Isto não significa que eles sejam o ótimo, porém, neste trabalho não foi efetuada a busca para obter resultados melhores.

Para mostrar o efeito de α_1 e α_2 sobre a resposta do sistema são apresentados os testes A4 e A5. Ambos os testes são efetuados com os dados da Tab. 4.7, porém, variando-se o valor de α_1 no teste A4 e de α_2 no teste A5.

$$\text{teste A4} \quad \alpha_1 = 5,0$$

$$\text{teste A5} \quad \alpha_2 = 50,0$$

Na Fig. 4.13 são mostradas as respostas do sistema para o teste A4. Ela revela que, diminuindo α_1 , realmente a taxa de variação da rotação demandada é maior que no teste A1 e consequentemente a rotação do hélice atinge o seu valor de referência em tempo menor do que no teste A1. Entretanto, para manter a rotação do hélice constante no início da manobra, quando o passo ainda é baixo, a rotação demandada exibe uma ação de controle oscilante, não detectada no teste A1, que acaba acarretando variações, às vezes bruscas, na posição da cremalheira, até que esta atinge o DBR. Quanto ao passo, a sua dinâmica não é afetada pela alteração de α_1 . Em relação à velocidade do navio, após 50 segundos de simulação, o seu valor é praticamente igual ao do teste A1, conforme é mostrado na Tab. 4.9. Como as ações excessivas do regulador são indesejáveis e a aceleração do navio não é aumentada, não se utiliza neste trabalho valores pequenos para α_1 .

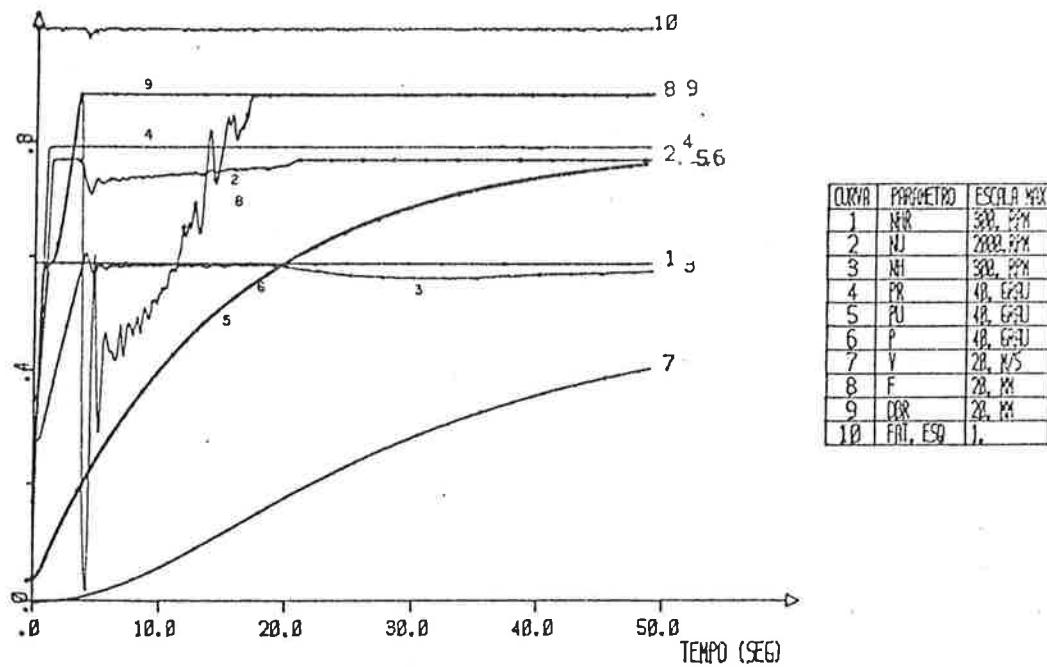


Fig. 4.13 Resultados do teste A4

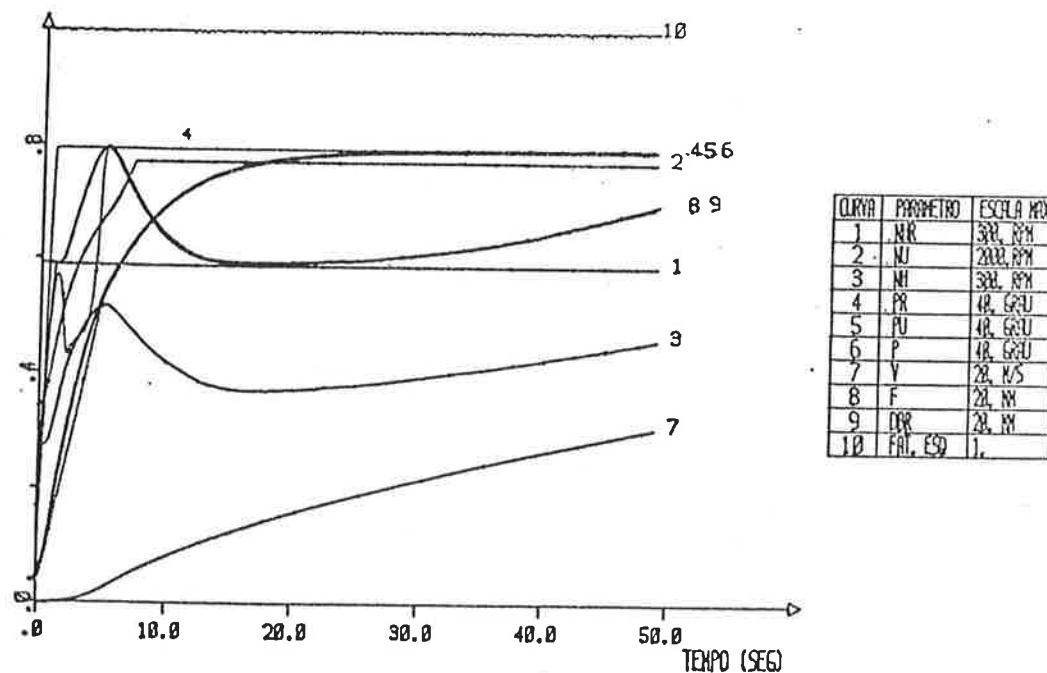


Fig. 4.14 Resultados do teste A5

Variáveis ou Parâmetros do teste	A1 $\alpha_1 = 25$ $\alpha_2 = 150$	A4 $\alpha_1 = 5$ $\alpha_2 = 150$	A5 $\alpha_1 = 25$ $\alpha_2 = 50$
Velocidade final (m/s)	8,072	8,066	6,16
Rotação dem.final (rpm)	1547	1547	1547
Rotação final (rpm)	172,4	172,7	137,4
Passo dem. final (grau)	30,62	30,61	31,76
Passo final (grau)	30,63	30,62	31,76
Sy (1) ($\times 10^3$)	92,6	73,1	306,8
Sy (2) ($\times 10^3$)	370,0	370,0	220,0
SY ($\times 10^3$)	382,0	378,0	378,0
Su (1) ($\times 10^3$)	107,6	64,2	106,7
Su (2) ($\times 10^3$)	382,3	381,0	227,5
SU ($\times 10^3$)	391,2	388,0	251,3

TAB. 4.9 Comparação dos resultados dos testes A1, A4 e A5

Os resultados do teste A5 são mostrados na Fig. 4.14 indicando que, conforme esperado, diminuindo-se α_2 , a taxa de variação do passo é aumentada. Mas este aumento acarreta alterações sensíveis na dinâmica do sistema. No início da simulação o comportamento das diversas variáveis é análogo ao do teste A1. Entretanto, a partir de 5 segundos a rotação do hélice já começa a declinar, mesmo com o aumento da rotação demandada, até 16 segundos, quando então novamente inicia a sua ascensão. Convém reparar que o decréscimo da rotação do hélice, provocado pelo aumento do torque do hélice, diminui o valor de DBR e consequentemente o torque do motor também é menor. Com isso se acentua ainda mais a desaceleração do hélice. Após 50 segundos de simulação, embora o valor do passo final seja maior, a velocidade do navio e a rotação do hélice são bem inferiores ao do teste A4, conforme é indicado na Tab. 4.9.

No caso do controlador da Yard, para evitar a queda da rotação do hélice, que é prejudicial à manobra de aceleração, diminui-se o passo. O mesmo procedimento poderia ser empregado no controlador auto-ajustável, desde que fosse possível ponderar o vetor das variáveis de saída com uma matriz, em vez de um polinômio. Esta alteração permitiria a utilização de um índice de desempenho, por exemplo, do seguinte tipo:

$$J = E\{||P(z^{-1}) Y(k) - R(z^{-1})W(k) + Q(z^{-1}) U(k)||^2\}$$

$$\text{com } P(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\mu & 1 \end{bmatrix}$$

$$R(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \mu & 1 \end{bmatrix}; \mu > 0$$

Com este tipo de índice de desempenho poder-se-ia alterar a taxa de variação do passo em função da dinâmica da rotação do hélice. Mas, a introdução de uma matriz polinomial para a ponderação do vetor de saída exige a inversão de matrizes para a obtenção da lei de controle. Uma alternativa para contornar este problema seria adotar o procedimento proposto por Favier e Hassan (1982) o qual não foi objeto de estudo neste trabalho.

Na seção 4.3 foi constatado que, em regime permanente, havia um desvio no valor final do passo. Uma alternativa para eliminá-lo consiste na redução do valor de μ . Entretanto, o teste A5 mostrou que isto prejudica a dinâmica do sistema propulsor na aceleração do navio e, desta forma, a convivência com um desvio parece inevitável.

4.4.3.c INTERVALO DE AMOSTRAGEM

Para verificar a influência do intervalo de amostragem no desempenho do controlador auto-ajustável é apresentado o teste A6, efetuado com os dados da Tab. 4.7, porém com $T_0 = 0,2$ s. As respostas deste teste são mostradas na Fig. 4.15 e ela revela uma acentuada diminuição das taxas de variação da rotação e do passo demandado, além de uma indesejável oscilação na posição da cremalheira. A alteração na taxa de variação do vetor de controle ocorre porque ela é calculada a partir do mesmo índice de desempenho do teste A1, isto é, com a mesma matriz Q, porém com um intervalo de amostragem maior. Isto significa que o erro entre o vetor de referência e o vetor de saída é corrigido com uma frequência menor e, embora o erro seja maior, o controlador não permite um incremento maior de $U(k)$ porque é limitado pela matriz Q. Obviamente, pode-se aumentar a taxa de variação do vetor de controle alterando-se α_1 e α_2 e isto é mostrado no teste A7, que é efetuado com os dados da Tab. 4.7, exceto nos valores de:

$$\begin{aligned}T_0 &= 0,2 \text{ s} \\ \alpha_1 &= 12,5 \\ \alpha_2 &= 75,0\end{aligned}$$

Os valores de α_1 e α_2 neste teste correspondem à metade dos empregados no teste A1. Na Fig. 4.16 são mostradas as respostas do teste A7 e ela revela que, conforme esperado, com os novos valores da matriz Q, as taxas de variação do vetor de controle aumentam. Entretanto, persiste ainda a oscilação na posição da cremalheira, e com $T_0 = 0,2$ segundos ela não é eliminada, mesmo alterando-se os fatores de ponderação do vetor de controle. Portanto, este exemplo mostra a importância de uma escolha adequada do intervalo de amostragem para não prejudicar o projeto de controle.

Um outro ponto que deve ser lembrado na determinação do intervalo de amostragem é o tempo de processamento do microprocessador. Neste trabalho está-se admitindo que em 0,1 segundos seja possível efetuar todas as operações exigidas pelo controlador. A avaliação precisa do tempo requerido pelo microcomputador para executar todas as operações é difícil sem definir o "hardware" e o "software". Quanto ao "hardware", atualmente estão sendo lançados no mercado microprocessadores com velocidade de processamento cada vez maiores. Desta forma, se hoje porventura, a limitação para a implementação do controlador auto-ajustável forem os componentes, poderá deixar de sé-lo em futuro próximo. Em relação ao "software", pode-se desenvolver procedimentos que minimizem o número de operações. Em termos de tempo de processamento, o ponto crítico do controlador auto-ajustável é a estimativa de parâmetros. Para reduzir este tempo de processamento pode-se aplicar técnicas apresentadas, por exemplo, em Koivo (1980) e Amaral (1980).

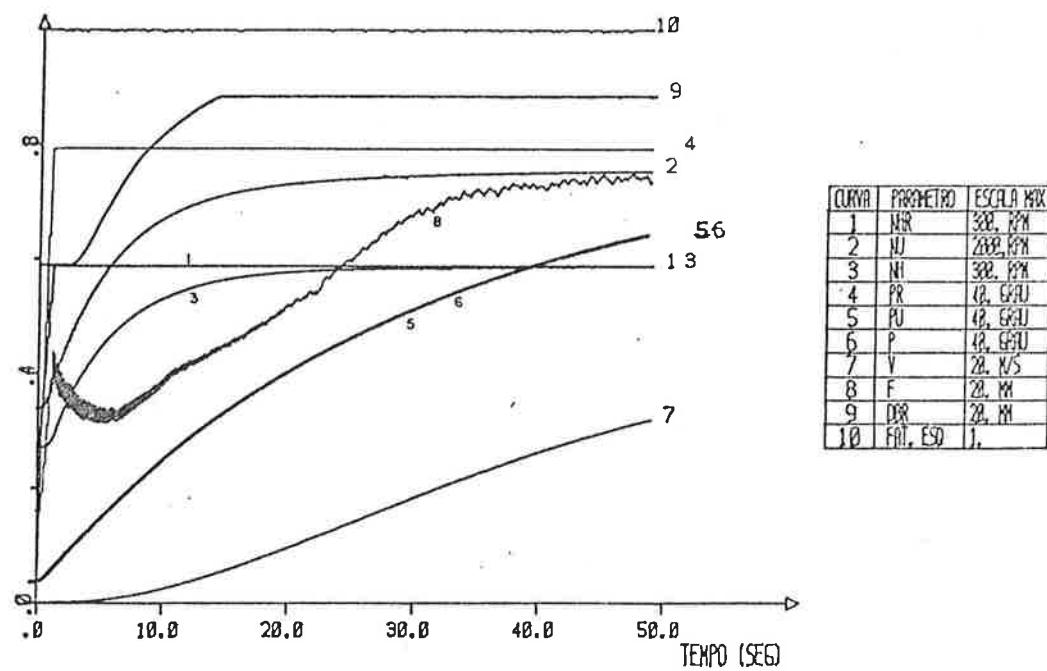


Fig. 4.15 Resultados do teste A6

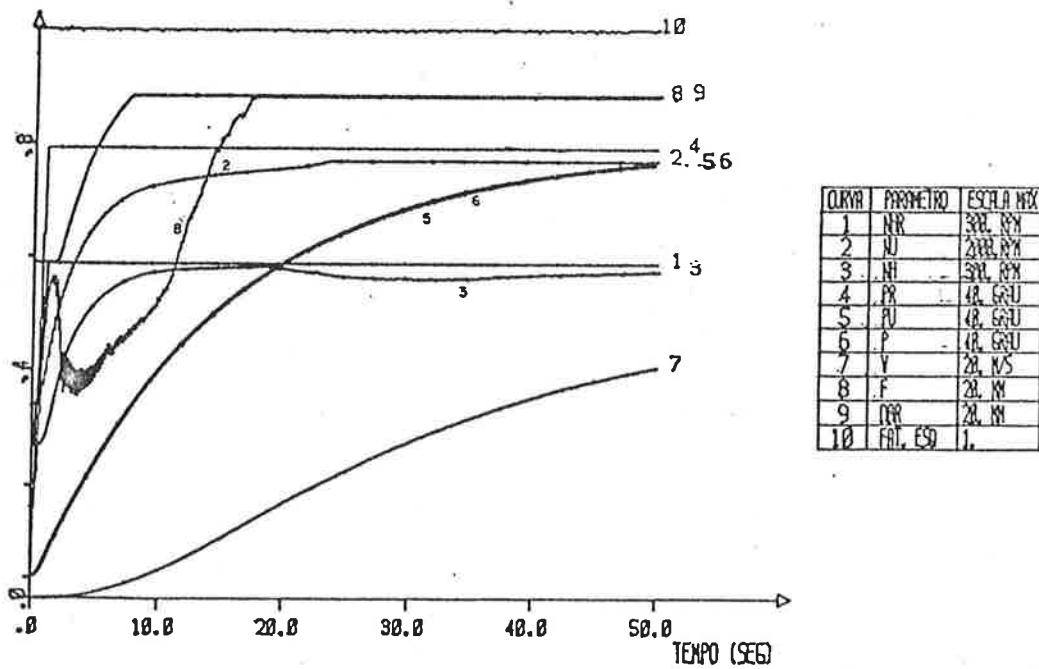


Fig. 4.16 Resultados do teste A7

Se porventura todas as tentativas forem infrutíferas, pode-se em último caso, elaborar um controlador onde a estimação dos parâmetros não é efetuada a cada intervalo de amostragem e sim, a um múltiplo do seu valor. Obviamente, neste caso a lei de controle, que é determinada a cada intervalo de amostragem, utilizaria parâmetros dos instantes anteriores e as consequências desta solução deverão ser cuidadosamente analisadas.

4.4.3 EFEITO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA

Além dos fatores citados na seção 3.2, pode-se incluir a degradação do desempenho dos componentes da instalação como uma perturbação que contribue para a alteração dos parâmetros de operação do sistema. Esta degradação é normal uma vez que naturalmente os componentes sofrem dessastes mecânicos. Para analisar a influência deste efeito na dinâmica do sistema é apresentado inicialmente o teste A.8, que é efetuado com os dados da Tab. 4.7, porém com redução de 15% do torque do motor, representando a mudança do desempenho do sistema propulsor. Nas mesmas condições é efetuado o teste A.9 com o controlador da Yard para comparação de resultados. As repostas dos testes A.8 e A.9 são apresentadas, respectivamente, nas Figs. 4.17 e 4.18, e na Tab. 4.10 são mostrados alguns resultados numéricos de interesse dos dois testes.

Observando a Fig. 4.17 constata-se que a rotação do hélice, ao contrário do teste A.1, não é mantida próxima do seu valor de referência durante a manobra de aceleração máxima do navio; após o aumento inicial, a rotação experimenta um decréscimo entre 20 e 40 segundos, quando então reinicia a sua ascensão, porém sem atingir o seu valor de referência após 100 segundos, conforme mostra a Tab. A.10. É interessante observar que a redução do torque do motor tem o mesmo efeito da diminuição de α_2 , durante a manobra de aceleração máxima, já que as dinâmicas da rotação demandada, da posição da cremalheira e da rotação do hélice dos testes A.5 e A.8 são semelhantes, conforme mostram as Figs. 4.14 e 4.17. Isto ocorre porque, em ambos os testes, a potência do motor Diesel não é suficiente para atender a demanda de torque do hélice com o aumento do passo, durante o regime transitório.

Os resultados do teste A.9 são mostrados na Fig. 4.18 e eles indicam que com o controlador da Yard a rotação do hélice é mantida constante ao longo da manobra de aceleração máxima, porém com crescimento mais lento do passo e inclusive ela não atinge o seu valor de referência ao final da manobra.

A Tab. 4.10 mostra ainda que, para ambos os testes, o valor da velocidade do navio ao final da manobra é praticamente o mesmo. Entretanto, convém ressaltar que, para os dois testes, o navio ainda exibe aceleração após 100 segundos de manobra. A Tab. 4.11 mostra os valores de regime permanente, que são alcançados com os dois controladores, nas condições dos teste A8 e A9. No caso do controlador auto-ajustável é mantido o passo próximo do seu valor de referência mas a rotação do hélice é 3,8% inferior ao seu valor de referência, ocasionando uma perda de 1,9% na ve-

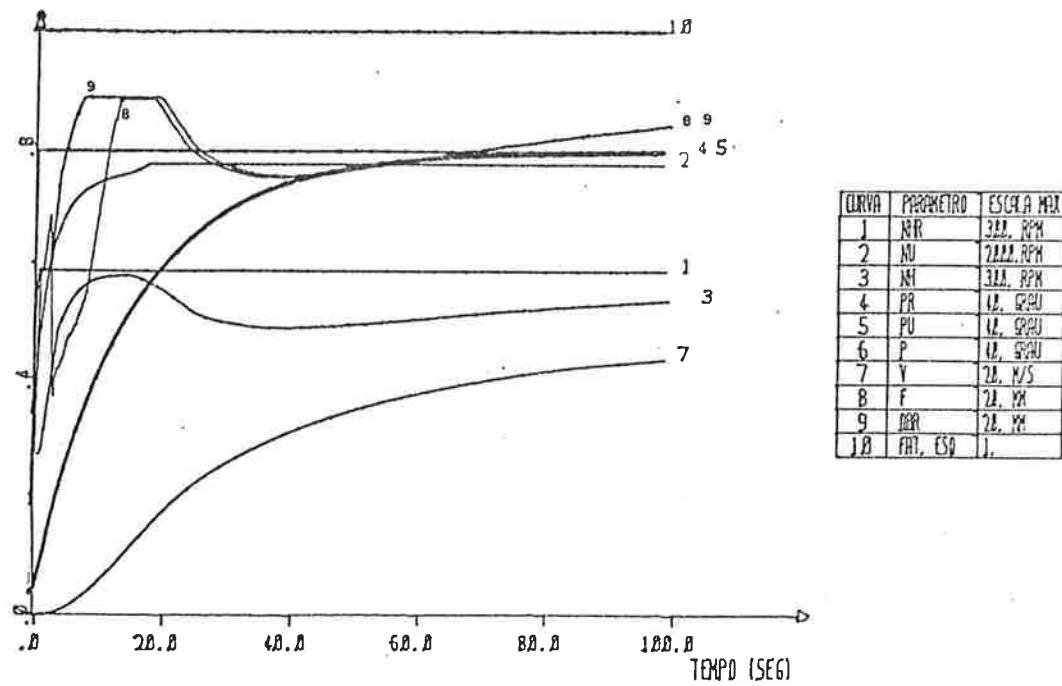


Fig. 4.17 Resultados do teste A8

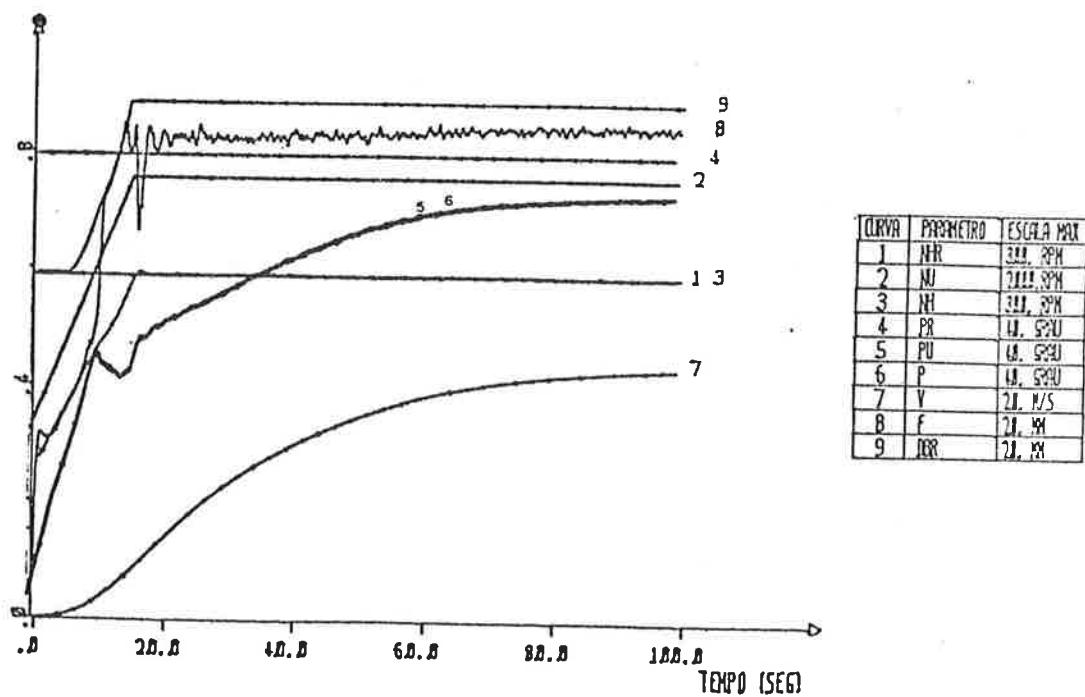


Fig. 4.18 Resultados do teste A9

Biblioteca da Escola Politécnica
São Paulo

FT-211

Variáveis ou Parâmetros do teste	A8 Auto-Ajustável	A9 YARD
Velocidade final (m/s)	8,72	8,65
Rotação dem.final (rpm)	1547,0	1515,0
Rotação do hélice final (rpm)	161,0	176,4
Passo dem. final (grau)	31,76	29,12
Passo final (grau)	31,76	29,12
Sy(1) ($\times 10^3$)	134,0	117,0
Sy(2) ($\times 10^3$)	261,0	310,0
SY ($\times 10^3$)	293,0	331,0
Su(1) ($\times 10^3$)	543,0	126,0
Su(2) ($\times 10^3$)	269,0	311,0
SU ($\times 10^3$)	606,0	335,0

TAB. 4.10 Comparação dos resultados dos testes
A8 e A9

locidade do navio. A diminuição na rotação da hélice ocorre devido às limitações impostas na rotação demandada e na posição da cremalheira. Já com o controlador da Yard a rotação da hélice é mantida igual à sua referência mas o passo é 5,7% inferior ao seu valor nominal, provocando uma redução de 4,4% na velocidade do navio.

Variáveis do teste	Auto ajustável	Yard	Referência
Velocidade (m/s)	9,42	9,16	9,6
Rotação da hélice (rpm)	170,0	176,0	176,0
Passo (grau)	31,78	30,0	31,8

Tab. 4.11 Valores de regime permanente com redução de 15% no torque do motor

O desempenho do controlador auto-ajustável no caso do teste A8 não é satisfatório porque a posição da cremalheira fica permanentemente na sua posição máxima, provocando a sobrecarga do motor diesel. Para evitar este problema o operador poderia atuar sobre a manete de comando, reduzindo a velocidade de referência do navio. É possível também introduzir na lógica de controle um esquema para solução deste problema. Duas alternativas possíveis seriam reduzir ou o passo ou a rotação da hélice. Neste trabalho não se preocupou na investigação deste problema.

No caso do teste A.8 alterou-se os parâmetros do sistema através da modificação das características de operação do motor diesel. O controlador auto-ajustável procura compensar este efeito aumentando a rotação demandada. Entretanto, a sua ação é inibida pela limitação do regulador de velocidade que impõe um valor máximo para o valor de rotação demandada. Para mostrar o desempenho do controlador auto-ajustável quando não há limitações, é apresentado o teste A.10, que é uma aceleração parcial com 15% de redução do torque do motor e com os dados da Tab. 4.7, exceto nos valores de:

Velocidade final de referência: 4,8 m/s

Rotação final de referência: 82,0 rpm

Em condições semelhantes é efetuado também o teste A.11 com o controlador da Yard, para efeito de comparação de resultados. Convém ressaltar que, nesta manobra procura-se manter a rotação da hélice constante, só aumentando o passo.

A Fig. 4.19 mostra as respostas do teste A.10. Para fins de comparação é desenhada também nesta figura a curva de rotação de-

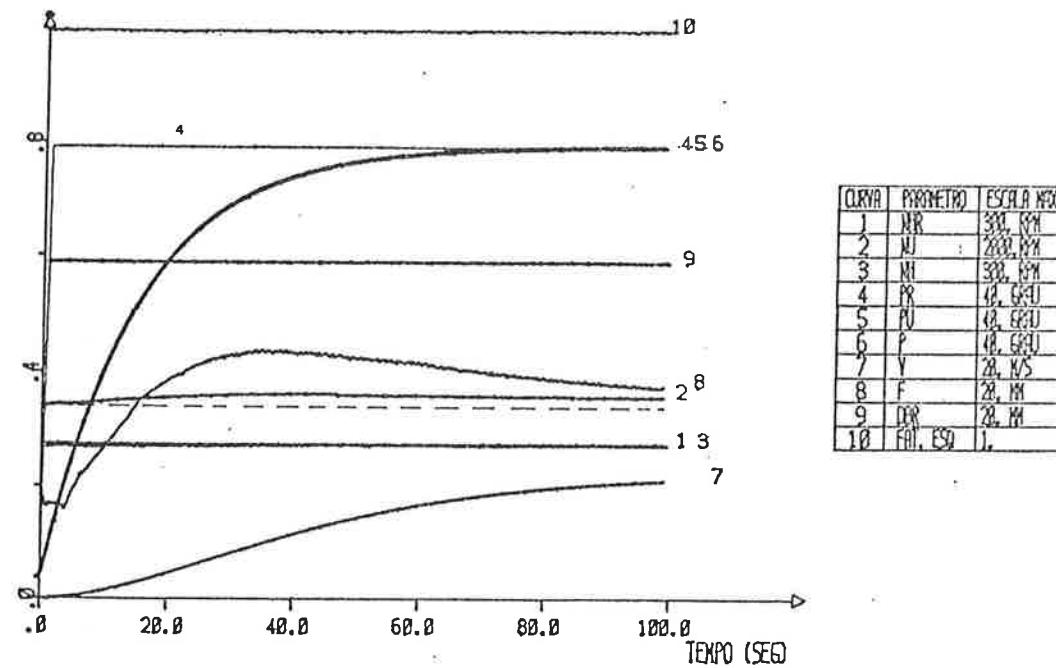


Fig. 4.19 Resultados do teste A8

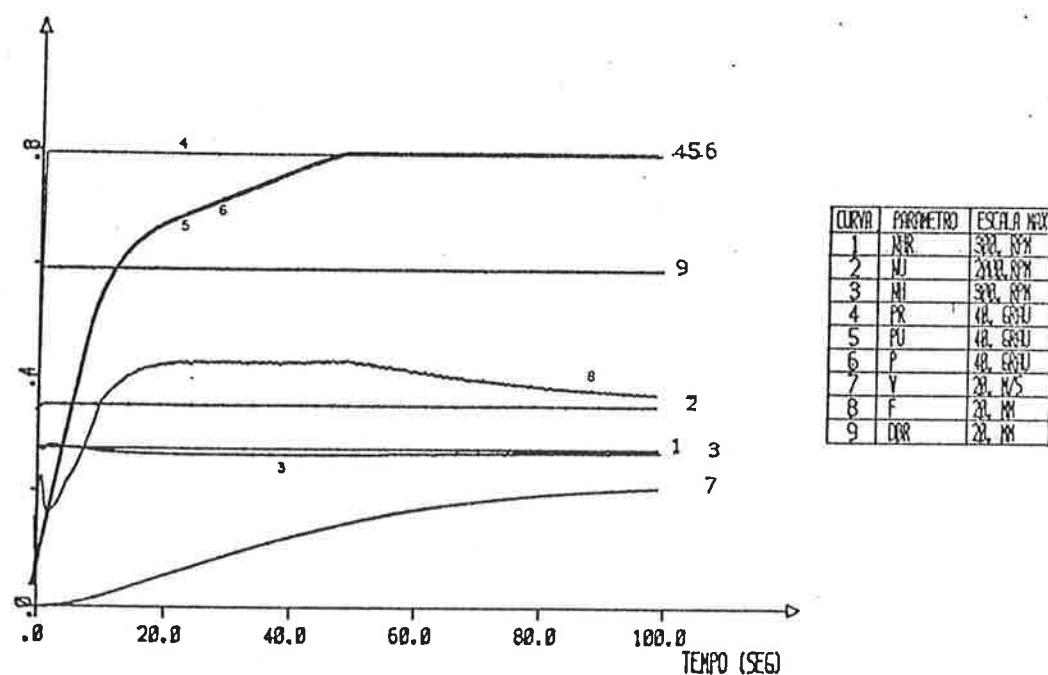


Fig. 4.20 Resultados do teste A9

mandada correspondente à velocidade final de referência considerada, quando não há perturbação no torque do motor. Verifica-se neste caso que o controlador auto-ajustável compensa a perda de Potência do motor aumentando a rotação demandada, garantindo que a rotação do hélice acompanhe o valor de referência. A dinâmica do passo não é alterada e é análoga ao do teste A.1

No caso do controlador da Yard, o valor da rotação demandada em função da velocidade de referência é constante e foi determinado a partir das curvas características dos diversos componentes da instalação, sem prever uma alteração nos seus desempenhos. Na Fig. 4.20 são apresentadas as respostas obtidas com o controlador da Yard. Verifica-se que, mantendo a rotação demandada constante, torna-se impossível manter a rotação do hélice igual à da referência durante a aceleração parcial considerada. O teste de regime permanente mostra que, com o controlador da Yard, a rotação do hélice é 2,4% inferior ao da referência, ocasionando uma perda na velocidade de 2,5%. No caso do controlador auto-ajustável não se observa esta perda porque a rotação do hélice é mantida igual ao seu valor de referência.

4.4.4 Comentários

A partir dos resultados dos diversos testes realizados nesta seção pode-se observar que:

- a - A aplicação do fator de esquecimento variável para a manobra de aceleração rápida não é obrigatória porque os parâmetros do sistema variam lentamente para o controlador. Entretanto, a inclusão do fator de esquecimento variável no algoritmo de estimação de parâmetros é interessante porque ela garante uma adaptação rápida dos parâmetros quando o navio depurar com perturbações elevadas ou bruscas.
- b - O controlador auto-ajustável atende a manobra de aceleração rápida, desde que os valores das matrizes de ponderação sejam apropriados.
- c - A matriz de ponderação do vetor de controle adotado neste trabalho tem por finalidade eliminar o erro entre os valores de referência e de saída. Entretanto, deve-se evitar valores elevados para os elementos da matriz Q pois neste caso o controlador fica menos sensível aos desvios.
- d - O intervalo de amostragem exerce influência sobre os parâmetros do controlador e na dinâmica do sistema. Desta forma, há que se determinar com cuidado o intervalo de amostragem.
- e - As limitações do sistema podem afetar o desempenho do controlador auto-ajustável, conforme foi mostrado no teste A.8, quando alterou-se o desempenho do motor Die-

sel.

4.5 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL EM MANOBRA DE DESACELERAÇÃO DO NAVIO

Nesta seção é apresentado e analisado o resultado de um teste realizado com o controlador auto-ajustável, em manobra de desaceleração do navio. A manobra considerada é a parada rápida do navio, que consiste em parar o navio, a partir da sua velocidade de projeto, na menor distância possível. O atendimento a esta manobra é normalmente um dos requisitos de projeto e a especificação da distância máxima a ser percorrida durante a parada rápida é normalmente o dobro do comprimento do navio. Nesta seção não é analisada a influência dos parâmetros do controlador porque isto já foi efetuado nas seções 4.3 e 4.4. A rigor, a escolha dos parâmetros, deve ser efetuada para atender também a manobra de parada rápida. Esta verificação foi realmente efetuada e os seus resultados não são apresentados porque os aspectos principais do efeito dos parâmetros já foram devidamente analisados nas seções anteriores.

4.5.1 MANOBRA DE PARADA RÁPIDA

O teste de parada rápida, denominado D1, é realizado com os dados apresentados na Tab. 4.12, e os seus resultados são mostrados na Fig. 4.21. Para efeito de comparação é mostrado na Fig. 4.22 os resultados do teste D2, obtidos com o controlador da Yard nas mesmas condições do teste D1. As variáveis de saída de interesse, bem como os índices de avaliação dos dois testes são mostrados na Tab. 4.13. Na manobra de parada rápida, a rotação de referência é mantida constante no seu valor nominal e o passo de referência é alterado de 31,8 para - 20,0 graus. Foi adotado este tipo de alteração para o vetor de referência para acompanhar o procedimento da Yard e assim ter um resultado para comparação. A estratégia de manter a rotação do hélice constante é conveniente pois nessa condição a potência disponível no motor é maior e ele pode responder a uma solicitação ascendente de carga quando o passo do hélice (negativo) aumentar em módulo.

Observando-se os dados da Tab. 4.13 conclui-se que o controlador auto-ajustável atende plenamente o requisito da manobra de parada rápida. De fato, comparando os seus resultados com os obtidos com o controlador da Yard, verifica-se que o navio para em menor tempo e percorre menor distância enquanto que o valor de empuxo máximo atuando sobre o eixo é menor, ocorrendo apenas um ligeiro aumento no valor do torque máximo transmitido. Examinando-se as Figs. 4.21 e 4.22, verifica-se que há um comportamento dinâmico bem distinto entre as respostas obtidas com os dois controladores. Por exemplo, no início da manobra, devido à diminuição do torque do hélice ocasionado pela redução do passo, há uma tendência do aumento da rotação do hélice. No caso do controlador da Yard, como a rotação demandada permanece inalterada, embora a posição da cremalheira diminua, não é suficiente para impedir o aumento da rotação do hélice. No caso do controlador auto-

Velocidade inicial	9,61 m/s
Passo de referência inicial	31,8°
Passo de referência final	-20,0°
Rotação de referência inicial	174,0 rpm
Rotação de referência final	174,0 rpm
Perturbação na aceleração do navio (γ_v)	0,05
Perturbação na aceleração do hélice (γ_{nh})	0,05
Erro na medida da rotação	$N(0,0;0,64)$
Erro na medida do passo	$N(0,0;0,019)$
Ordem da matriz C	1
Atraso d	1
Intervalo de amostragem	0,1 s
Soma do Quadrado dos erros Σ_o	1,0
\hat{F} no instante inicial	0,0
\hat{G} no instante inicial	$Q(z^{-1})$
\hat{H} no instante inicial	-I
\hat{D}' no instante inicial	0,0
Matriz de ponderação Q	
α_1	25,0
α_2	150,0

TAB. 4.12 Dados para o teste D1

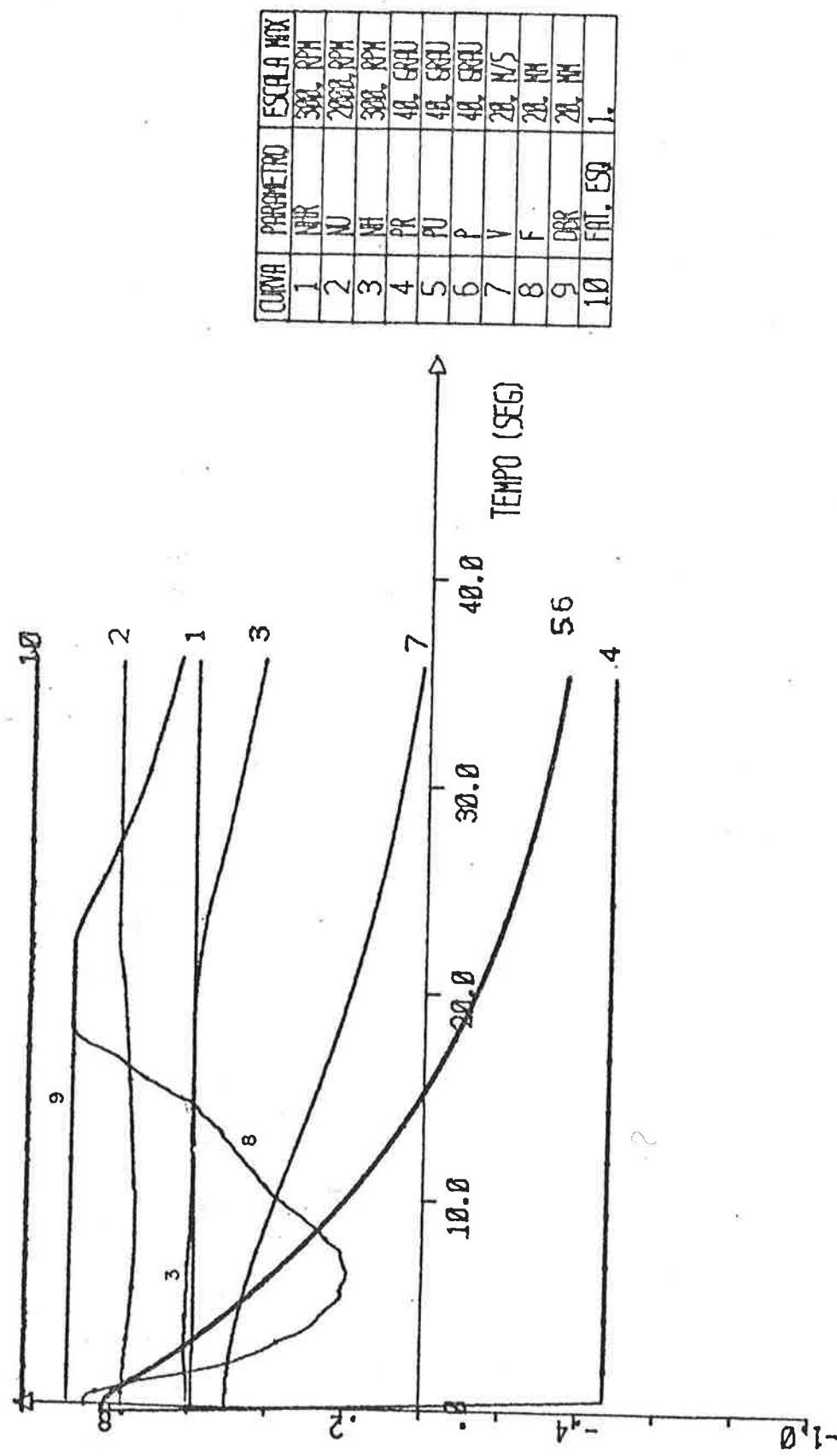
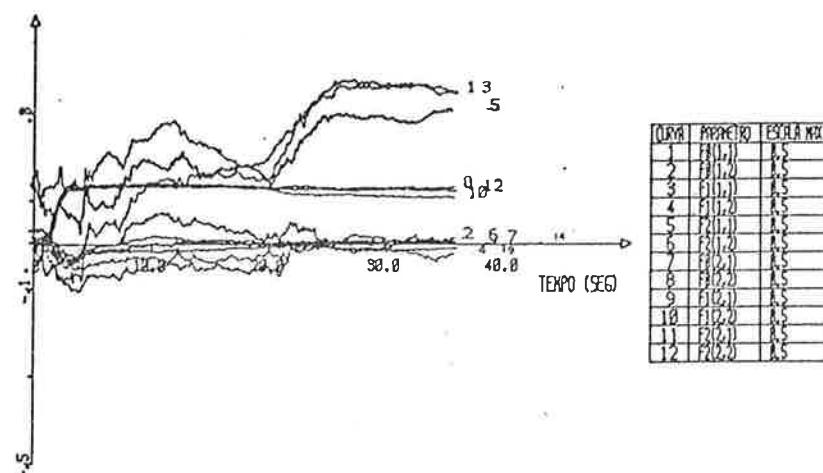
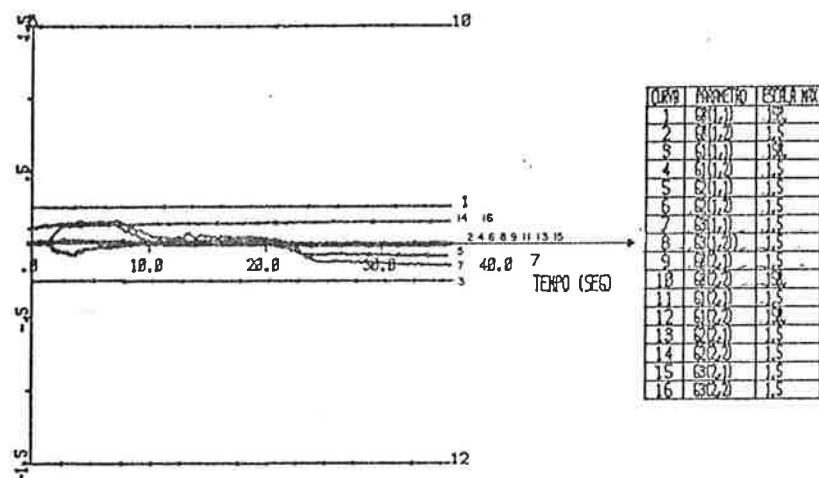
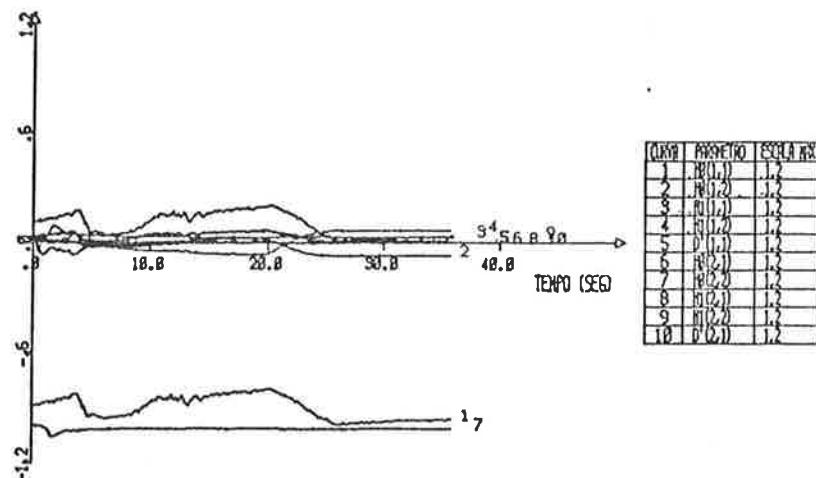


Fig. 4.21.a Resultados do teste D1

Fig. 4.21.b Evolução dos elementos da matriz \bar{F} no teste D1Fig. 4.21.c Evolução dos elementos da matriz \bar{G} no teste D1Fig. 4.21.d Evolução dos elementos das matrizes \bar{H} e \bar{D}' no teste D1

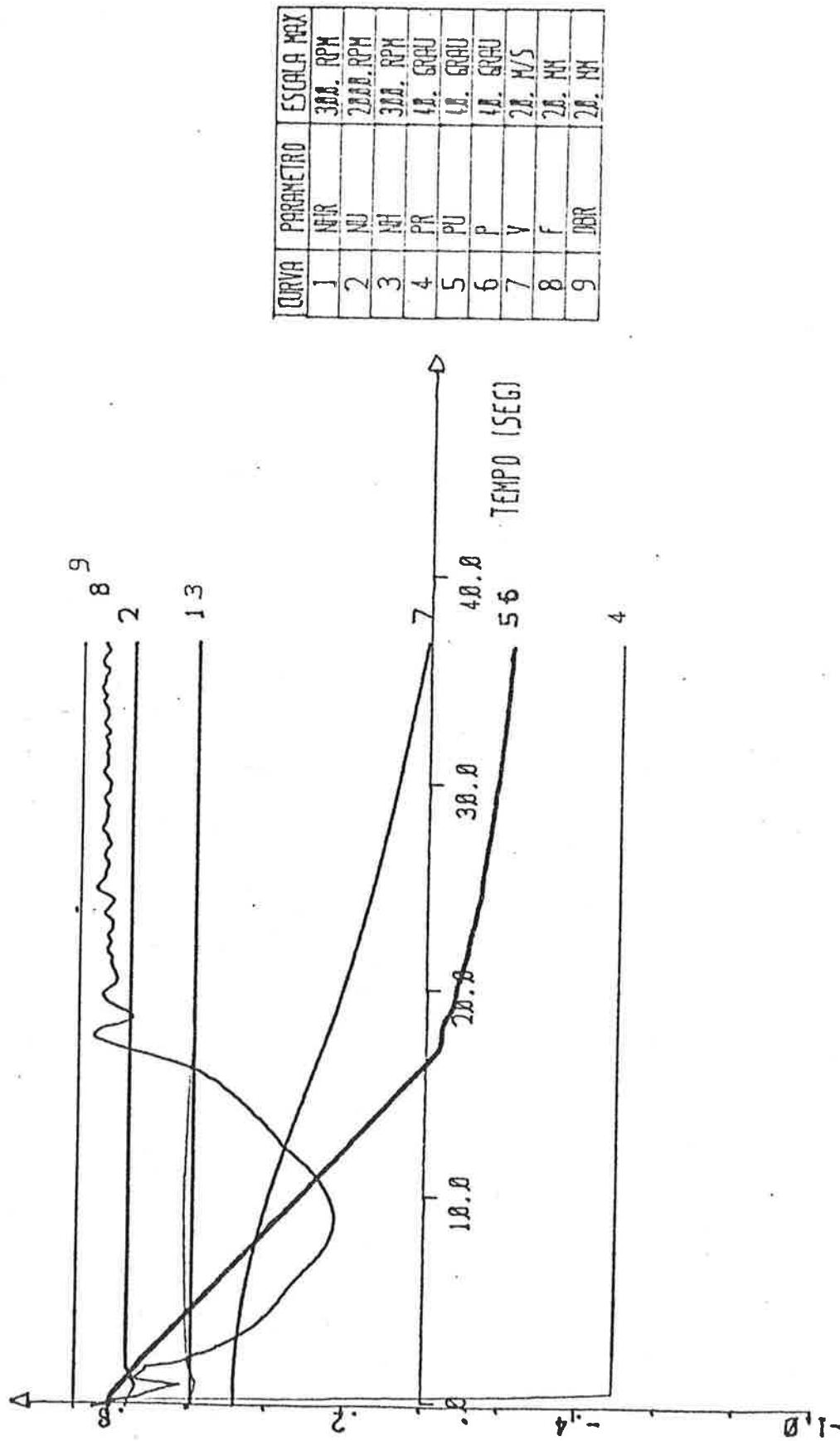


Fig. 4.22 Resultados do teste D2

Variáveis ou Parâmetros do teste	D1 auto-ajustável	D2 YARD
Rotação demandada final (rpm)	1547,0	1515,0
Passo demandado final (grau)	- 14,93	- 8,98
Rotação do hélice final (rpm)	120,8	176,3
Passo final (grau)	- 14,93	- 9,98
Tempo de parada (s)	35,9	36,8
Distância percorrida (m)	165,0	182,0
Empuxo máximo (N)	-364255,0	-381835,0
Torque máximo (Nm)	141333,0	129044,0
Sy (1) ($\times 10^3$)	126,0	17,1
Sy (2) ($\times 10^3$)	117,4	843,0
SY ($\times 10^3$)	1,188	1340,0
Su (1) ($\times 10^3$)	0,021	4,21
Su (2) ($\times 10^3$)	1,210	1360,0
SU ($\times 10^3$)	1,218	1361,0

TAB. 4.13 Comparação dos resultados dos testes D1 e D2

ajustável, a rotação demandada é convenientemente alterada para manter a rotação do hélice constante. Uma outra diferença significativa entre a ação dos dois controladores está no final da manobra. No caso do controlador da Yaw, com o aumento do passo, em módulo, começa a atuar o controlador da carga do motor, que altera a taxa de variação do passo, mantendo a posição da cremalheira em valores inferiores ao do DBR. No caso do controlador auto-ajustável, o passo é alterado procurando minimizar o índice de desempenho estabelecido. Com isso o passo aumenta, de tal modo que o torque do hélice suplanta o torque do motor, provocando a queda da rotação. Como o valor de DBR diminui com a rotação do motor, a posição máxima da cremalheira torna-se menor, contribuindo ainda mais para a queda da rotação do hélice. Mas mesmo assim o objetivo final é alcançado.

A Fig. 4.21 mostra ainda que o fator de esquecimento permanece praticamente igual a 1,0 ao longo de toda a manobra. Isto vem corroborar a observação de que a variação dos coeficientes do modelo linear do sistema, em manobra de traqueamento, é lenta para o controlador.

Nas Figs. 4.21.b, 4.21.c e 4.21.d são mostradas, respectivamente, a evolução das matrizes F , G , e H juntamente com \hat{D}' . Elas revelam que na manobra de parada rápida também há convergência dos parâmetros estimados

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste trabalho foi pesquisada a aplicação de um controlador adaptativo auto-ajustável de mínima variância generalizada para uma instalação propulsora marítima. A teoria do controlador auto-ajustável apresentada é baseada no procedimento proposto por Koivo(1980) para sistemas multivariáveis lineares estocásticos com parâmetros desconhecidos. Ele é do tipo implícito para a identificação dos parâmetros, que é efetuada através do método dos mínimos quadrados recursivo. Prevendo a aplicação desta teoria no controle de um sistema não linear, foi proposto neste trabalho a inserção no algorítimo de estimação de parâmetros um fator de esquecimento variável, voltado para sistemas multivariáveis, para que o controlador acompanhe convenientemente a mudança dos parâmetros do modelo linear utilizado pelo controlador. Esta alteração dos parâmetros pode ocorrer com a alteração de referência ou provocada pelas perturbações. Foi proposta uma formalização distinta para o cálculo do previsor ótimo para sistemas multivariáveis, embora o resultado final seja o mesmo das referências consultadas. Ainda em relação a teoria, a referência original [Koivo (1980)], interpreta o vetor de constantes D da equação canônica do modelo do sistema como sendo um desvio das variáveis de saída, em regime permanente, quando a entrada é nula. Neste trabalho ele foi considerado como sendo um vetor resultante da linearização, quando são empregados os valores absolutos da variáveis de entrada e de saída.

Na parte da modelagem foi efetuada inicialmente a descrição do sistema propulsor e apresentados os seus modelos não linear e linear. Posteriormente foi provada a sua controlabilidade, através do teste do posto de PBK, que não é muito difundida, e mostrada a adaptação do controlador auto-ajustável para a sua aplicação ao sistema propulsor.

O desempenho do controlador auto-ajustável foi verificado através de uma série de testes, envolvendo manobras de resulação e de traqueamento. O controlador auto-ajustável exige, para a sua implementação, o ajuste de uma série de parâmetros, os quais não são de obtenção imediata. Neste trabalho eleger-se um conjunto de valores iniciais para os parâmetros e posteriormente foram examinados os efeitos da alteração destes valores no desempenho do controlador. Neste sentido, com as manobras acima referidas foram analisados os efeitos da ordem da matriz do ruído C , do atraso provocado pelo tempo de processamento do controlador, dos

valores iniciais da matriz $\hat{\theta}$, da soma do quadrado do erro da matriz de ponderação do vetor de controle Q e do intervalo de amostragem. Além destes parâmetros, foi verificado o efeito da variação da condição de operação do navio, representada pela alteração na resistência ao avanço do navio e do torque do motor Diesel. A avaliação do controlador auto-ajustável foi efetuada comparando-se os seus resultados com os obtidos com um controlador convencional projetado pela Yard.

5.2 CONCLUSÕES

Os resultados mostraram que, de uma maneira geral, o controlador auto-ajustável atende aos requisitos operacionais do navio, desde que, à semelhança dos demais controladores, os seus parâmetros sejam convenientemente escolhidos. A comparação dos seus resultados com os obtidos com o controlador proposto pela Yard revelou que o controlador auto-ajustável apresenta um desempenho semelhante na condição nominal de operação do navio. Entretanto, quando a condição de operação do navio altera, o desempenho do controlador auto-ajustável tende a ser superior porque ele procura manter a referência constante, alterando convenientemente os valores das variáveis de controle. Mas a sua ação pode ser limitada pela limitação do sistema.

A principal vantagem do controlador auto-ajustável é que sua aplicação requer pouco conhecimento do modelo matemático do sistema. Para a determinação da estrutura do controlador existe-se tão somente a ordem do modelo e o atraso do sistema, além do número das variáveis de entrada e de saída que neste caso devem ser iguais. Quanto a ordem do modelo, ela não precisa ser igual à do sistema; para o controlador é suficiente uma ordem que caracterize adequadamente a dinâmica das variáveis controladas. No caso deste trabalho o modelo não linear do sistema é caracterizado, em princípio, por 4 equações diferenciais. Entretanto, uma delas, a relativa à dinâmica do turbo-compressor, só é considerada em determinadas reuniões de operação do motor diesel. Sendo assim, para efetuar a linearização, ignorou-se a equação relativa ao turbo-compressor e obteve-se um modelo linear do sistema com ordem 5. Posteriormente verificou-se que, esta ordem exigia a estimativa de um número elevado de coeficientes e para diminuí-la decidiu-se reduzir a ordem do modelo. Isto foi efetuado baseado em considerações físicas e para o controlador, o modelo linear do sistema propulsor passou a ser 3. Foi verificado que esta redução não acarreta nenhuma desvantagem no desempenho do controlador.

Neste trabalho verificou-se também que a ordem da matriz C , relativa ao ruído, que normalmente coincide com a ordem do sistema, pode ser reduzida para aplicação em controles adaptativos. A vantagem desta redução é a diminuição do número de coeficientes a serem estimados. Entretanto, convém ressaltar que esta redução deve ser criteriosa uma vez que o produto da matriz C pela matriz de ponderação do vetor de referência constitui uma espécie de pré-compensador para o controlador.

Neste estudo não houve preocupação em determinar com precisão o tempo de processamento do controlador porque o escopo principal era a de verificar a potencialidade do controlador auto-ajustável. Mas mesmo assim, foi realizado um estudo preliminar do efeito do tempo de processamento do controlador, incorporando artificialmente um atraso puro de T_0 segundos no sistema propulsor, que corresponde ao atraso de um intervalo de amostragem. Este procedimento, extremamente simples, é útil durante a fase inicial do projeto do controlador, quando não são conhecidos com precisão os tempos de processamento. Mas este método é apropriado somente quando há indícios de que o tempo de processamento será da mesma ordem de grandeza do intervalo de amostragem. Em caso contrário, o tempo de processamento ainda poderá ser incluído no atraso do sistema mas não com o valor T_0 e sim com o seu tempo real.

O algoritmo de estimação de parâmetros pode, em princípio, ser inicializado adotando-se valores arbitrários para os elementos da matriz de parâmetros $\hat{\theta}$. Entretanto, neste trabalho constatou-se que, se os elementos da matriz $\hat{\theta}$ correspondentes a matriz G , forem inicializados com valores da matriz de ponderação Q do vetor de controle, o processo de convergência dos parâmetros é bem mais rápido. Obviamente, este resultado não pode ser imediatamente generalizado porque adotou-se formas particulares para os elementos de ponderação dos vetores de saída e de referência, bem como envolveu uma relação numérica particular entre os elementos da matriz Q e das matrizes C e B que compõem a matriz G . Entretanto, o resultado deste trabalho recomenda, em qualquer projeto, um estudo para verificar se as matrizes F , \tilde{G} ou H contém termos do polinômio de ponderação do vetor de saída ou da matriz de ponderação dos vetores de controle e de referência e inicializar a matriz $\hat{\theta}$ com estes termos.

Os valores de ponderação do vetor de controle foram determinados neste trabalho, com o auxílio do conhecimento da dinâmica do sistema propulsor e da lei de controle proposta pela Yard para o mesmo navio. Entretanto, para o caso geral não há, dentro da teoria utilizada, um procedimento sistematizado para a definição das matrizes de ponderação que constam no índice de desempenho. A alternativa normalmente empregada é a realização de uma busca através de testes de simulação, para obter os valores mais adequado para os elementos das matrizes de ponderação.

Uma limitação observada na teoria utilizada é a ponderação do vetor de saída com um polinômio. Desta maneira sugere-se para pesquisas futuras aplicar a técnica desenvolvida por Favier e Hassani (1982) que contempla a ponderação da matriz de controle com uma matriz. Esta extensão é particularmente interessante para sistemas multivariáveis com variáveis de entrada e de saída desacopladas pois, desta forma, poder-se-ia exercer o controle de uma determinada variável de saída em função da dinâmica das demais variáveis de saída. Por exemplo, no sistema estudado o passo é uma variável desacoplada, uma vez que ela não é afetada pela rotação do hélice e rotação demandada. Se a ponderação do vetor de saída fosse matricial, poder-se-ia alterar o passo em função da dinâmica da rotação do hélice, que seria uma alternativa de con-

trolo interessante para o sistema propulsor.

Os diversos testes de resime permanente, de aceleração e desaceleração do navio mostraram que o uso de um fator de esquecimento variável, para as manobras consideradas, seria até dispensável. Entretanto, em uma aplicação prática é recomendável a adoção deste fator uma vez que ele garante uma adaptação rápida dos parâmetros do controlador quando ocorrerem perturbações bruscas e imprevistas.

O fator de esquecimento variável para sistemas multivariáveis adotado neste trabalho é calculado aplicando um procedimento que é uma extensão do caso escalar. Sugere-se, para trabalhos futuros, efetuar uma análise que assegure a convergência dos parâmetros estimados com a utilização deste fator.

Finalmente, a sugestão principal para pesquisas futuras, é a implementação do controlador auto-ajustável através de microprocessadores. Certamente ela envolverá pesquisas para a especificação dos componentes digitais, bem como para a elaboração de uma arquitetura apropriada do controlador. Além disso, há que se elaborar programas que otimizem o tempo de processamento dos diversos cálculos requeridos pelo algoritmo de controle.

APÊNDICE A

LINEARIZAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO DA INSTALAÇÃO

PROPUSSORA DA CORVETA

Neste Apêndice é apresentada a linearização do modelo matemático da instalação propulsora estudada neste trabalho. O modelo linear do sistema é obtido expandindo-se as funções envolvidas das equações 3.3.1.a, 3.3.1.b, 3.3.1.c, 3.3.1.e e 3.3.1.f em série de Taylor, em torno de um ponto de equilíbrio. Efetuando esta operação e considerando-se somente o primeiro termo, obtém-se:

$$\frac{d\Delta V}{dt} = \frac{\Delta Th(\Delta Nh, \Delta V, \Delta P)(1-th) - \Delta R/2}{M/2}$$

$$\frac{dNm}{dt} = \frac{\Delta Qmt(\Delta F1, \Delta Nm) - \Delta Qa(\Delta Nm, \Delta Nh)}{2\pi J_m}$$

$$\frac{dNh}{dt} = \frac{\Delta Qa(\Delta Nm, \Delta Nh)RRD - Qer(\Delta Nm, \Delta Nh) - \Delta Qep(\Delta Nh) - \Delta Qh(\Delta Nh, \Delta V, \Delta P/D) / \eta rr}{2\pi J_h} \quad A.1$$

$$\frac{dP}{dt} = \Delta P(\Delta P, \Delta P_u)$$

$$\frac{dF1}{dt} = \frac{\Delta F1(\Delta Nm, \Delta Nu - \Delta F1)}{T_m}$$

onde $\Delta x = x - x_0$

x_0 é o ponto em torno do qual se efetuou a linearização.

Observando as equações A.1 verifica-se que, no 2º termo, comparecem basicamente o modelo linearizado dos componentes da instalação propulsora que são, o motor diesel e seu regulador de velocidade, o acoplamento fluídico, a engrenagem redutora, o eixo propulsor, o atuador da hélice, a hélice e o casco do navio. Sendo assim, a seguir é mostrado a linearização do modelo destes componentes.

A-1 MOTOR DIESEL E REGULADOR DE VELOCIDADE

O modelo do motor diesel consiste na determinação do torque em função da rotação do motor e posição da cremalheira, isto é,

$$Q_{mt} = Q_{mt}(F_l, Nm) \quad A.2$$

O modelo linear do motor diesel, obtido a partir da equação A.1 é dado por:

$$\Delta Q_{mt} = \frac{\partial Q_{mt}}{\partial F_l} \cdot \Delta F_l + \frac{\partial Q_{mt}}{\partial Nm} \cdot \Delta Nm \quad A.3$$

A posição de resime permanente da posição da cremalheira é determinada em função da rotação demandada e rotação do motor, através da seguinte expressão:

$$F = \frac{(2\pi)^2 (N_u^2 - N_m^2)}{C_2 - C_3 (2\pi) N_m^2} \quad A.4$$

onde C_2 e C_3 são constantes.

Linearizando a equação A.4 obtém-se

$$\Delta F = cf_1 \Delta N_u + cf_2 \Delta N_m \quad A.5$$

onde $cf_1 = \frac{\partial F}{\partial N_u} = \frac{2(2\pi)^2 N_u}{C_2 - C_3 (2\pi) N_m^2}$

$$cf_2 = \frac{\partial F}{\partial N_m} = \frac{-8\pi^2 N_m [C_2 - (2\pi N_u)^2 C_3]}{[C_2 - C_3 (2\pi N_m)^2]^2}$$

A-2 ACOPLAGEMTO FLUÍDICO

O torque transmitido no acoplamento fluídico é dado por:

$$Q_a = ca_1 N_m^2 - ca_2 N_h N_m$$

onde ca_1 e ca_2 são constantes.

O modelo linear correspondente é:

$$\Delta Q_a = (2ca_1 N_m - ca_2 N_h) \Delta N_m - ca_2 N_m \cdot \Delta N_h \quad A.6$$

A-3 ENGRANAGEM REDUTORA

O modelo da engrenagem redutora é basicamente a perda de potência que ocorre no seu interior devido ao atrito. Esta perda é calculado através da seguinte expressão:

$$Pot_e = 2\pi ce_1 Qa Nh + ce_2$$

onde ce_1 e ce_2 são constantes.

Portanto o torque perdido na engrenagem redutora, referido à rotação do eixo propulsor, é dado por:

$$Qe = \frac{Pot_e}{2\pi Nh} = ce_1 Qa + \frac{ce_2}{2\pi Nh} \quad A.7$$

Linearizando a expressão A.7 tem-se:

$$\Delta Qe = ce_1 \Delta Qa - \frac{ce_2}{2\pi Nh^2} \cdot \Delta Nh \quad A.8$$

Substituindo a equação (A.6) em (A.8) obtém-se

$$\Delta Qe = ce_1 (2ca_1 Nm - ca_2 Nh) \Delta Nh - (ce_1 ca_2 Nm + \frac{ce_2}{2\pi Nh^2}) \Delta Nh \quad A.9$$

A-4 EIXO PROPULSOR

O modelo do eixo propulsor é o torque perdido por atrito, que é dado por:

$$Qep = cep \cdot Nh \quad A.10$$

onde cep é uma constante.

Linearizando a expressão A.10 obtém-se:

$$\Delta Qep = cep \cdot \Delta Nh$$

A-5 ATUADOR DO HÉLICE

O modelo do atuador do hélice é mostrado esquematicamente na Fig. A.1. Matematicamente ele é dado por:

$$\frac{dP}{dt} = \frac{V_p}{E_p} \cdot (P_u - P) \quad \text{para } -E_p < P_u - P < E_p$$

$$\frac{dP}{dt} = V_p \quad \text{para } E_p < P_u - P \quad \text{A.12}$$

$$\frac{dP}{dt} = -V_p \quad \text{para } -E_p > P_u - P$$

onde V_p e E_p são definidos na Fig. A.1.

A equação diferencial definida por A.12 pode ser aproximada, na forma linear, por:

$$\frac{d\Delta P}{dt} = \frac{\Delta P_u - \Delta P}{T_a} \quad \text{A.13}$$

onde T_a é uma constante de tempo obtido função de V_p e E_p

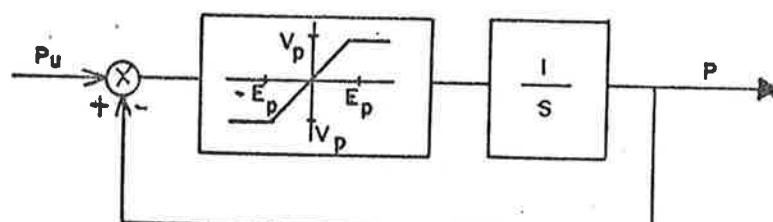


Fig. A.1 Esquema do atuador do hélice

A.6 HÉLICE

O modelo do hélice consiste na determinação do seu empuxo e torque, que é dado por:

$$Th = K_T' \left(\frac{P}{D_r J'} \right) (1+J^2) \rho N h D^4 \quad \text{A.14}$$

$$Q_h = K_Q' (P/D, J') (1+J^2) \rho N_h^2 D^5 \quad A.15$$

onde K_T' é o coeficiente de empuxo modificado;

J é o coeficiente de avanço;

J' é o coeficiente de avanço modificado;

w é o coeficiente de esteira;

D é o diâmetro do hélice;

ρ é a densidade da água do mar;

P/D é a razão passo diâmetro;

K_Q' é o coeficiente de torque modificado;

Linearizando a expressão A.14 do empuxo obtem-se:

$$\Delta Th = \frac{\partial Th}{\partial K_T'} K_T' + \frac{\partial Th}{\partial N_h} \cdot \Delta N_h + \frac{\partial Th}{\partial J} \cdot \Delta J \quad A.16$$

O coeficiente de empuxo é obtido por:

$$K_T' = K_T'(P/D, J') \quad A.17$$

Linearizando a expressão A.17 tem-se:

$$\Delta K_T' = \frac{\partial K_T'}{\partial P/D} \cdot \Delta P/D + \frac{\partial K_T'}{\partial J'} \cdot \Delta J' \quad A.18$$

Os coeficientes de avanço J' e J são relacionados por:

$$J' = \frac{J}{\sqrt{1+J^2}}$$

Portanto tem-se que:

$$J' = \frac{1}{(\sqrt{1+J^2})^3} \cdot \Delta J \quad A.19$$

O coeficiente de avanço J é definido por:

$$J = \frac{V(1-w)}{Nh \cdot D}$$

A.20

Linearizando expressão A.20 obtém-se

$$\Delta J = \frac{(1-w)}{NhD} \Delta V - \frac{V(1-w)}{Nh^2 D} \cdot \Delta Nh$$

A.21

Da equação A.14 obtém-se:

$$\frac{\partial Th}{\partial K_T} = \rho Nh^2 D^4 (1+J^2)$$

A.22

$$\frac{\partial Th}{\partial Nh} = 2K_T \rho Nh D^4 (1+J^2)$$

A.23

$$\frac{\partial Th}{\partial J} = 2K_T \rho Nh^2 D^4 J$$

A.24

O passo é relacionado com a razão P/D por:

$$P/D = 0,7 \pi \operatorname{tg} P$$

A.25

Linearizando a expressão A.25 tem-se

$$\Delta P/D = 0,7 \pi \sec^2 P \cdot P$$

A.26

Substituindo as equações A.18, A.19, A.21, A.22, A.23, A.24 e A.26 em A.16 obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta Th &= \rho Nh D^3 (1-w) \left[\frac{\partial K_T}{\partial J'} - \frac{1}{\sqrt{1+J'^2}} + 2K_T \cdot J \right] \Delta V + \\ &\quad \rho Nh D^4 \left[-\frac{\partial K_T}{\partial J'} \cdot J' + 2K_T \right] \Delta Nh + \\ &\quad \rho Nh^2 D^4 (1+J'^2) \frac{\partial K_T}{\partial P/D} \cdot 0,7 \pi \sec^2 P \cdot \Delta P \end{aligned}$$

A.27

A expressão linearizada do torque do hélice pode ser obtida de maneira análoga e ela é dada por:

$$\Delta Qh = \rho Nh D^4 (1-w) \left[\frac{K_Q'}{\partial J'} + \frac{1}{\sqrt{1+J^2}} + 2 K_Q' \right] \Delta V$$

$$\rho Nh D^5 \left[- \frac{K_Q'}{\partial J'} \cdot J' + 2 K_Q' \right] \Delta Nh +$$

$$\rho Nh^2 D^5 (1 + J^2) \frac{K_Q'}{\partial P/D} - 0,7 \pi \sec^2 P \cdot \Delta P$$

A.28

A-7 CASCO DO NAVIO

A resistência ao avanço do navio é dada por:

$$R_n = R_n(V)$$

Linearizando a equação A.29 obtém-se:

$$\Delta R_n = \frac{\partial R_n}{\partial V} \cdot \Delta V$$

Substituindo as equações A.2, A.3, A.5, A.9, A.11, A.13, A.27, A.28 e A.30 nas equações A.1 obtém-se

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V} \\ \Delta \dot{N}_m \\ \Delta \dot{N}_h \\ \Delta \dot{P} \\ \Delta \dot{F}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & l_{13} & l_{14} & 0 \\ 0 & l_{22} & l_{23} & 0 & l_{25} \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & l_{34} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{44} & 0 \\ 0 & l_{52} & 0 & 0 & l_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta N_m \\ \Delta N_h \\ \Delta P \\ \Delta P_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & m_{42} \\ m_{51} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta N_u \\ \Delta P_u \end{bmatrix}$$

$$\kappa_{11} = \frac{\rho NhD^3(1-w)(1-th) \left[-\frac{\partial K_T'}{\partial J'} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+J'^2}} + 2K_T' J \right] - \frac{\partial Rn}{\partial V} \cdot \frac{1}{2}}{Mn/2}$$

$$\kappa_{13} = \frac{\rho NhD^4(1-th)}{Mn/2} \left[-\frac{\partial K_T'}{\partial J'} \cdot J' + 2K_T' \right]$$

$$\kappa_{14} = \frac{Nh^2 D^4 (1+J^2) (1-th)}{Mn/2} \frac{\partial K_T'}{\partial P/D} 0,7\pi \sec^2 P$$

$$\kappa_{22} = \frac{\frac{\partial Qmt}{\partial Nm} - (2 ca_1 Nm - ca_2 Nh)}{2 \pi Jm}$$

$$\kappa_{23} = \frac{ca_2 Nm}{2 \pi Jm}$$

$$\kappa_{25} = \frac{\frac{\partial Qmt}{\partial Fl}}{2 \pi Jm} \cdot \frac{1}{2 \pi Jm}$$

$$\kappa_{31} = \frac{-\rho NhD^4(1-w)}{n_{rr}^2 \pi Jh} \left[\frac{\partial K_Q'}{\partial J'} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+J'^2}} + 2K_Q' J \right]$$

$$\kappa_{32} = \frac{(2ca_1 Nm - ca_2 Nh) \cdot RRD}{2 \pi Jh} \left[1 - ce_1 \right]$$

$$\kappa_{33} = \frac{-ca_2 Nm_1 RRD - \frac{\rho NhD^5}{n_{rr}} \left[-\frac{\partial K_Q'}{\partial J'} \cdot J' + 2K_Q' \right] + ce_1 ca_2 Nm + \frac{ce_2}{2\pi Nh^2} - Cep}{2 \pi Jh}$$

$$\kappa_{34} = \frac{-\rho Nh^2 D^5 (1+J^2)}{2 \pi Jh} \frac{\partial K_T'}{\partial P/D} \cdot 0,7\pi \sec^2 P$$

$$\kappa_{44} = -1/T_a$$

$$\kappa_{52} = cf_2/T_m$$

$$k_{55} = -1/T_m$$

$$m_{42} = 1/T_a$$

$$m_{51} = c_{f1}/T_m$$

APÊNDICE B

CONTROLADOR PROPOSTO PELA YARD PARA A CORVETA

Neste apêndice é apresentado o controlador proposto pela YARD Control para a instalação propulsora da Corveta. O esquema do controlador é apresentado na Fig. B.1 e ele atua da seguinte forma: para cada posição da manete (PCL - Power Control Level) são definidos os valores de referência para o regulador do motor Diesel e o atuador do passo, através do Programa de Referência de Rotação Demandada e Programa de Referência do Passo Demandado. Uma vez definidos os sinais de referência, eles são enviados para os respectivos controladores de taxa de variação, onde são definidos os sinais de controle a serem enviados ao sistema propulsor. A função destes controladores é simplesmente de variar os sinais de controle com uma determinada taxa, para atender os requisitos operacionais do navio. No caso do sinal de controle para o regulador de velocidade, esta taxa de variação é sempre mantida constante. O mesmo não acontece com a taxa de variação do sinal de controle para o atuador do passo, que é definida em função da posição da cremalheira.

A filosofia do controlador da Yard é a de protetor o motor contra sobrecargas, que ocorre quando a posição da cremalheira atinge a linha de DBR (posição limite da cremalheira para uma dada rotação do motor), retirando ou alterando a taxa de variação do passo. Isto é obtido definindo-se inicialmente, para cada rotação do motor, uma posição de referência (F_{ref}), através do bloco Linha de Controle de Carga. A taxa de variação do passo é definido no bloco Controle de Carga do Motor em função do erro $EF = F_1 - F_{ref}$. Paralelamente a esta função é proposto também o "zerador de passo" que torna o sinal de referência do passo nulo se o erro EF for superior a um determinado valor, que é denominado de "bias". Com isso, se a posição da cremalheira ultrapassar o seu valor de referência, o passo é diminuído para aliviar a carga sobre o motor.

A taxa de variação do passo, definido pelo controlador de carga, poderá nem sempre ser utilizada. Se a bomba elétrica do atuador do passo estiver desligada e a rotação do hélice for baixa, poderá ocorrer que o atuador varie de maneira lenta o passo. Neste caso o bloco Função Limite também separará um valor para a taxa de variação do passo, que será comparada com o valor definido pelo Controle de Carga do Motor e o menor sinal dos dois é que prevalecerá.

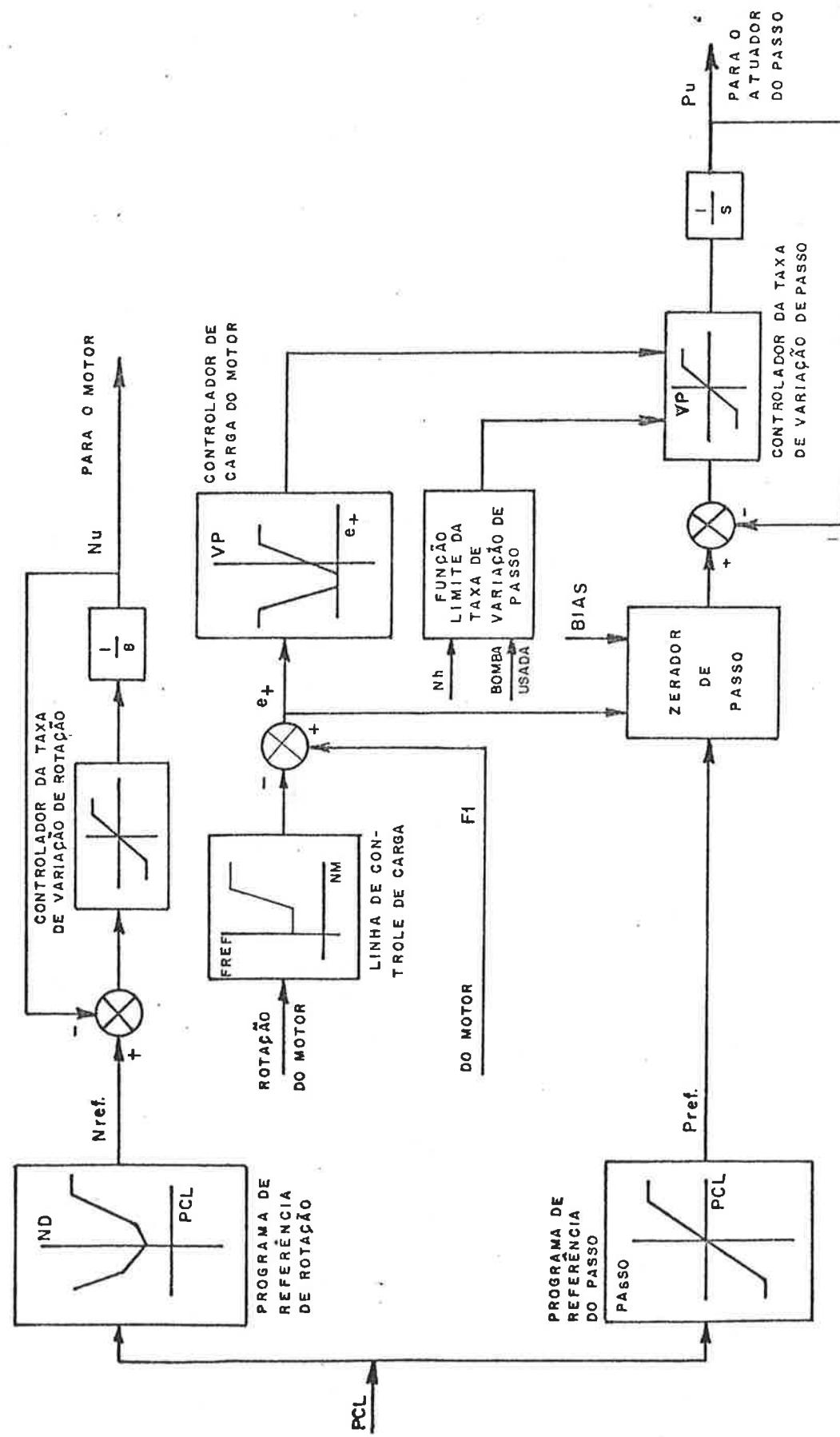


Fig.B1 Esquema do Controlador da Yard

REFERÉNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALBERT, A. & STILER, R.W. (1966) - A method for computing least squares estimators that keep up with the data - J. Siam Control, Sec. A, 2(3):384-417.
- AMARAL, W.C. (1981) - Identificação recursiva de sistemas multivariáveis - Tese de Doutorado, Unicamp.
- ASTROM, K.J. (1970) - Introduction to stochastic control - New York, Academic Press.
- ASTROM, K.J., (1980) - Why use adaptive techniques for steering large tankers? - Int. J. Control., 32(4):689-708
- ASTROM, K.J. (1983) - Theory and application of adaptive control - A survey - Automatica, 12(5):471-486
- ASTROM, K.J.; BORISSON, U.; LJUNG, L.; WITTENMARK, B. (1977) - Theory and Applications of Self-Tuning Regulators - Grã Bretanha, Automatica, 13:457-476.
- ASTROM, K.J.; HAGANDER, P. & STERNBY, J. (1984) - Zeros of sampled systems - Automatica, 20(1):31-38.
- ASTROM, K.J. & WITTENMARK, B. (1973) - "On self tuning regulator." Automatica, 2:185-199.
- BAYOUMI, M.M.; WONG, K.J. & EL-BAGOURY M.A. (1981) - A self-tuning regulator for multivariable systems - Grã Bretanha, Automatica, 12(4):575-592.
- BEZANSON, L.W. & HARRIS, S.L. (1984) - State-space design of multivariable self-tuning regulators. Int. J. Control., 32(2):395-411.
- BORISONM, ULF. (1979) - Self-tuning regulators for a class of multivariable systems. Grã Bretanha, Automatica, 15:209-215.
- BRINATI; H.L. & MORISHITA, H.M. (1984) - Projeto de simulação dinâmica da instalação propulsora da corveta - Estudo técnico n° 641/84, DEN-EPUSP
- BOWEN, T.L. (1978) - Gas turbine simulation technique for ship propulsion technique for ship propulsion dynamics and control studies - Fifth Ship Control Systems Symposium
- BUCHHOLT, F. & KUMMEL, M. (1981) - A multivariable selftuning regulator to control a double effect evaporator - Grã-Bretanha, Automatica, 12(5):737-743.

- CHAPPLE, P.J. (1972) - Simulation of marine gas turbine power plant - Grã-Bretanha, Third Ship Control System Symposium
- CLARKE, D.W. & GAWTHROP, P. J. (1975) - Self tuning controller - Proceedings IEE (9):929-934.
- CLARKE, D.W. & GAWTHROP, P.J. (1981) - Implementation and application of microprocessor-based self-tuners - GRÃ-Bretanha, Automática, 12(1):233-244.
- EGARDT, B. (1980) - Unification of some discrete-time adaptive control - IEE Transactions on automatic control, AC-25(4):693-699.
- ELLIOT, H. & WOLOVICH, W. A. (1982) - A parameter adaptive control structure for linear multivariable systems - IEE Transactions on automatic control, AC-27(2):340-352.
- EYKHOFF, P. (1974) - Systems identification - London, John Wiley & Sons
- FAVIER, G. e HASSANI, M. (1982) - Multivariable self-tuning controllers based on generalized minimum variance strategy
- FORTESQUE, T.R., KEPHENBAUM, L.S., & YDSTIE, B.E. (1981) - Implementation of self-tuning regulators with variable forgetting factors - Grã-Bretanha, Automática, 12(6):631-635.
- GAWTHROP, P.J. (1977) - Some interpretations of the self-tunning controller- Proceedings of the institution of electrical engineers. Control & Science, 124 (10):889-894.
- GOODWIN, G. C.; RAMADGE, P. J.; & CAINES, P. E. (1980) - Discrete-time multivariable adaptive control - IEE Transactions on automatic control, short papers, 25,(3):449-468.
- GRAUPE, D., JAIN, V.K. & SALAHI, J. - (1980) A comparative analysis of various least-squares identification algorithms - Grã-Bretanha, Automática, 14:663-681.
- ISERMANN, R. (1980) - Practical aspects of process identification - Grã-Bretanha, Automática, 6:575-587.
- ISERMANN, R. (1981) - Digital control systems - Berlim, Springer Verlag.
- ISERMANN, R. (1982) - Parameter adaptive control algorithms a tutorial - Grã-Bretanha, Automática, 13(5):13-528.
- JAZWINSKI, A. H., (1970) - Stochastic Processes and Filtering Theory - New York, Academic Press
- KAILATH, T. (1968) - An innovations approach to least-squares estimation PART I: Linear filtering in additive white noise - IEE Transactions on automatic control, AC-13(6):646-660

- KAILATH, T. (1980) - Linear system - Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, Inc
- KAILATH, T & FROST, R (1968) - An innovations Approach to least-squares estimation Part II: Linear Smoothing in Adaptive White Noise - IEEE Transactions on automatic control AC-13
- KALLSTRÖM, C.J., ASTRÖM, K.J., THORELL, M.E., ERIKSSON, J. & STAR, L. - Adaptative autopilots for tankers - Grã-Bretanha, Automatica, 15:241
- KOIVO, H.N., (1980) - A multivariable self-tunins controller - Automatica, 16:351-366
- KURZ, H.; ISERMANN, R.; SCHUMANN, R. - Experimental comparison and application of various parameter-adaptive control algorithms - Grã-Bretanha, Automatica, 16:117-133.
- LANDAU, I.D. (1974) - A survey fo model reference adaptive techniques - theory and applications - Grã-Bretanha, Automatica, 10:353-372.
- LANDAU, I. (1979) - Adaptive Control - the model reference approach - New York, Dekker.
- LANDAU, I.D. (1982) - Combinins model reference adaptive controllers and stochastic self-tunins regulators - Grã-Bretanha, Automatica, 18(1):77-84.
- LJUNG L. (1977a) - on positive real transfer functions and the convergence of some recursive schemes - IEE Transactions on Automatic control, AC-22(2):539-55.
- LJUNG, L. (1977b) - Analysis of recursive stochastic algorithms - IEE transactions on automatic control, AC-23(4).
- MAYBECK, P. S. (1979) - Stochastic models, estimation and control New York, Academic Press
- MONOPOLI, R.V. & HSING C.C. (1975) - Parameter adaptive control of multivariable systems - Int. J. CONTROL. 22(3),313-327.
- MORISHITA, H. M. (1985) - Análise do intervalo de amostragem para o controlador da Corveta com o modo Diesel - Estudo Técnico nº 813/85, DEN EPUSP.
- MORSE, A.S. (1980) - Global stability of parameter-adaptive control systems - IEE Transactions on automatic control. AC-25 (3): 433-439.
- NARENDRAN, K.S. & VALAVANI L. S. (1978) - Stable adaptive controller design direct control - IEE Transactions on automatic control. AC-23(4).

- OSÓRIO CORDERO, A. & MAYNE, D.Q. (1981) - Deterministic convergence of a self-tuning regulator with variable forgetting factor - IEE Proceedings, 128(1):19-23.
- PENTTINEN J. & KOIVO H.N. (1980) - Multivariable tuning regulators for unknown systems - Automática, 14:393-398.
- PRADO JÚNIOR, A. (1985) - Sobre controle adaptativo de sistemas de fase não mínima - Tese de doutoramento, EPUSP
- PRAGER, D.L. & WELLSTEAD, P.E. (1980) - Multivariable pole-assignment self-tuning regulators - IEE Proceedings, 128(1):9-17.
- RADKE, F. (1982) - Implementation of multivariable parameter-adaptive control algorithms using modern microprocessor techniques - 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation.
- RUBIS, C.J. (1972) - Acceleration and steady state propulsion of a gas turbine ship with controllable pitch propeller - SNAME TRANSACTIONS, 80
- RUBIS, C.J. & HARPER, T.R. (1978) - Reversing dynamics of a gas turbine ship with controllable pitch propeller - Fifth Ship Control Symposium
- SALES, R.M. (1984) - Contribuição à teoria de sistemas adaptativos - Tese de Doutorado, EPUSP.
- SCHUMANN, R. (1979) - Identification and adaptive control of multivariable stochastic linear systems - Technische Hochschule Darmstadt.
- SHIEH, L.S., WANG, C.T. & TSAY, Y.T. (1982) - Multivariable state-feedback self-tuning controllers - 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation.
- SODERSTROM, T., LJUNG, L. & GUSTAVSSON I. - (1978) - A theoretical analysis of recursive identification methods - Automática, 14: 231-144.
- STREJC, V. (1980) - Least squares parameter estimation - Automática, 14:535-550.
- STREJC, V. (1981) - Trends in identification - Automática, 12: 7-21.
- van AMERONGEN, J. & van NAUTA LEME, H. R. (1979) - Experience with a Digital Model Reference Adaptive Autopilot - Third International Symposium of Ship Operation Automation, Tóquio
- WELLSTEAD, P.E., PRAGER, D. & ZANKER, P. (1979) - Pole assignment self-tuning regulator - PROCEEDINGS IEE, 126(8):781-786.
- WITTEENMARK, B. & ASTROM, K.J. (1984) - Practical issues in the

- implementation of self-tuning control. *Automatica*, 20(5): 595-605.
- WINTERBORNE, B. E., WHALLEY, R., THIRAROORAN, C. & MUNRO, N. (1979) - Adaptative Multivariable Control of Ship Propulsion Plant - Third Internation Symposium of Ship Operation Automation, Tóquio
- WOLOWICH, W. (1974) - Linear multivariable systems. New York, Springer-Verlag.
- YARD CONTROL (1983) - Brazilian Corvette Simulation Study - Diretoria de Ensenharia da Marinha do Brasil.