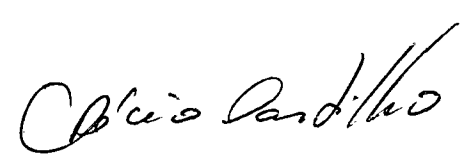
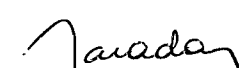


1. Publicação nº <i>INPE-2987-TDL/152</i>	2. Versão	3. Data <i>Dez., 1983</i>	5. Distribuição ☐ Interna ☒ Externa ☐ Restrita
4. Origem <i>DRH-DMC</i>	Programa <i>FRH/CEA</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>CONTROLE ADAPTATIVO MODELO DE REFERÊNCIA</i> <i>CONTROLE DE ATITUDE SATÉLITES COM APÊNDICES FLEXÍVEIS</i> <i>COMPENSAÇÃO DE ERRO</i>			
7. C.D.U.: <i>681.5.015</i>			
8. Título <i>CONTROLADOR COM TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO BASEADA EM UM ESQUEMA DE CONTROLE ATIVO SOBRE O EFEITO ACUMULADO DO DESVIO DA MODELAGEM</i>		10. Páginas: <i>92</i>	
		11. Última página: <i>75</i>	
		12. Revisada por  <i>Atair Rios Neto</i>	
9. Autoria <i>Décio Castilho Ceballos</i>  Assinatura responsável		13. Autorizada por  <i>Nelson de Jesus Parada</i> <i>Diretor Geral</i>	
14. Resumo/Notas <i>O desenvolvimento de técnicas que resistam a infidelidade de modelagem é um dos problemas mais importantes da teoria de controle de sistemas por realimentação. As restrições na fidelidade da modelagem estão sempre presentes por um ou mais dos seguintes motivos: desconhecimento da física do problema; excessiva complexidade para o desenvolvimento de um esquema de controle; restrições nos recursos computacionais; e esquemas que envolvem controle descentralizado. As técnicas desenvolvidas normalmente atuam sobre o fenômeno de divergência do filtro de estimação de estado. Existe uma lacuna de técnicas que atuam no filtro e no controlador no sentido de compensar globalmente infidelidade de modelagem. O procedimento proposto é uma contribuição para resolver esta lacuna. A idéia básica é anular o efeito acumulado de desvio de modelagem através do controle, de modo a induzir o sistema físico a se comportar como o modelo de trabalho utilizado na síntese e implementação do controle. O efeito acumulado de desvio de modelagem é avaliado utilizando o conceito de divergência de filtros de estimação de estado. Aplicou-se, com resultados satisfatórios, o procedimento para controle em um eixo da atitude de um satélite com apêndices flexíveis, em que o sistema físico foi modelado por um sistema linear dinâmico, invariante no tempo, de décima quarta ordem. Utilizou-se, para síntese dos estimadores e controladores, um modelo de ordem dois que correspondente apenas ao movimento de corpo rígido.</i>			
15. Observações <i>Tese de Doutorado em Ciência Espacial/Dinâmica Orbital aprovada em 30 de agosto de 1983.</i>			

Aprovada pela Banca Examinadora
em cumprimento a requisito exigido
para a obtenção do Título de Doutor
em Ciência Espacial

Dr. Nelson Delfino d'Ávila Mascarenhas

Nelson Delfino d'Ávila Mascarenhas
Presidente

Dr. Atair Rios Neto

Atair Rios Neto
Orientador

Dr. José Claudio Geromel

José Claudio Geromel
Membro da Banca
-convidado-

Dr. Walter Celso de Lima

Walter Celso de Lima
Membro da Banca
-convidado-

Dr. Octavio Maizza Neto

Octavio Maizza Neto
Membro da Banca
-convidado-

Dr. Luis Novaes Ferreira França

Luis Novaes Ferreira França
Membro da Banca

Dr. Antonio Felix Martins Neto

Antonio Felix Martins Neto
Membro da Banca

Candidato: Décio Castilho Ceballos

São José dos Campos, 30 de agosto de 1983

AGRADECIMENTOS

Ao Instituto de Pesquisas Espaciais.

Ao orientador do trabalho.

Às pessoas que colaboraram.

A todos que construíram referências.

ABSTRACT

One of the most important problem in the theory of modern feedback control is the development of techniques which withstand a restricted fidelity in modelling. The modelling fidelity restrictions are always present because of one or more of the following reasons: lack of knowledge of the physics of the problem; excessive complexity of mathematical modelling to develop control scheme; restrictions in the computations resources for the control implementation; and schemes which involve decentralized control. The techniques developed for compensation of lack of fidelity in modelling normally act on the phenomenon of filter divergence. There is a gap of techniques which act in the filter and controller in a way to globally compensate the restricted fidelity in modelling. The scheme and procedure presented in this work are a contribution to fill this gap. The basic idea of this scheme is to nullify the accumulated effect of the deviation in the modelling by using a correction in the control, such as to induce the physical system to have a behavior close to the model of work used in the synthesis and the implementation of the control. This effect is estimated using the concept of divergence in the filter of the state estimator. The procedure was applied to the attitude control of one of the axes of a satellite with flexible appendages whose physical model was approximated by a 14th order time invariant system. For the filter and controller synthesis a working model of order two was used corresponding to the rigid body motion. The results obtained were excellent both in a absolute sense and as compared with other procedures.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	<i>ix</i>
LISTA DE TABELAS	<i>xi</i>
LISTA DE SÍMBOLOS	<i>xiii</i>
<u>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</u>	1
1.1 - O perfil do problema	1
1.2 - Controladores adaptativos	3
1.3 - Técnicas de compensação de erro aplicadas aos reguladores lineares	4
1.4 - Apêndices flexíveis em satélites	6
<u>CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTOS</u>	7
2.1 - Introdução	7
2.2 - Colocação geral do problema de controle estocástico	7
2.3 - Modelos de avaliação e de trabalho	15
2.4 - Técnicas para obtenção de modelos de trabalho reduzidos ...	16
2.5 - Controladores e filtros de ganho contante	18
<u>CAPÍTULO 3 - TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO DE ERRO ATRAVÉS DE UM CONTRO LE ATIVO SOBRE O EFEITO ACUMULADO DO DESVIO DA MODE LAGEM</u>	23
3.1 - Introdução	23
3.2 - Esquema de compensação proposto	26
3.3 - Modelos de ordem reduzida e estabilização global	30
3.3.1 - Introdução	30
3.3.2 - Controle do efeito de desvio da modelagem	32
3.3.3 - Estabilidade global	37
3.4 - Sistemas descentralizados	40
<u>CAPÍTULO 4 - APLICAÇÃO NUMÉRICA</u>	45
4.1 - Introdução	45
4.2 - Modelos de avaliação e trabalho	46

	<u>Pág.</u>
4.3 - Avaliação numérica	50
4.3.1 - Introdução	50
4.3.2 - Cálculos de ganhos para filtros e controladores	51
4.3.3 - Resultados	54
4.4 - Conclusões	64
<u>CAPÍTULO 5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS</u>	67
5.1 - Considerações básicas	67
5.2 - Desenvolvimentos futuros	68
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	71

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
3.1 - Sistema adaptativo auto-sintonizado	24
3.2 - Sistema adaptativo que utiliza o modelo de referência	25
3.3 - Esquema de compensação que utiliza divergência e compensação do controle	27
3.4 - Esquema básico de controle	29
4.1 - Desenho esquemático do satélite	46
4.2 - Desvio angular verdadeiro para o sistema compensado	56
4.3 - Velocidade angular verdadeira para o sistema compensado ..	56
4.4 - Desvio angular estimado pelo filtro básico do sistema compensado	57
4.5 - Velocidade angular estimada pelo filtro básico do sistema compensado	57
4.6 - Desvio angular estimado pelo filtro de compensação	58
4.7 - Velocidade angular estimada pelo filtro de compensação ...	58
4.8 - Desvio angular verdadeiro para o sistema normal com baixo empuxo	59
4.9 - Velocidade angular verdadeira para o sistema normal com baixo empuxo	59
4.10 - Desvio angular estimado para o sistema normal com baixo empuxo	60
4.11 - Velocidade angular estimada para o sistema normal com baixo empuxo	60
4.12 - Desvio angular verdadeiro para o sistema normal com alto empuxo	61
4.13 - Velocidade angular verdadeira para o sistema normal com alto empuxo	61
4.14 - Desvio angular estimado para o sistema normal com alto empuxo	62
4.15 - Velocidade angular estimada para o sistema normal com alto empuxo	62

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
4.1 - Frequências e parâmetros de acoplamentos	49
4.2 - Valores de ganhos para os controles	52
4.3 - Valores de ganhos para os filtros	54

LISTA DE SÍMBOLOS

A	- Matriz de peso associada ao estado na função de custo.
B	- Matriz de peso associada ao estado na função de custo.
b	- Empuxo.
b_r	- Vetor associado ao empuxo.
C_a	- Coeficiente de amortecimento.
C_d	- Matriz de ganho de controlador.
C_e	- Matriz de ganho de controlador.
C_1, C_2	- Parâmetros de ganho de controlador.
D	- Matriz de transformação.
D	- Dinâmica do sistema para todo o tempo.
d_p	- Função com múltiplas variáveis.
E	- Função de expectância.
e	- Fator de acoplamento.
F	- Matriz de parâmetros.
FU	- Função com múltiplas variáveis.
f	- Matriz diagonal.
f	- Função com múltiplas variáveis.
G	- Matriz de parâmetros.
g	- Vetor de acoplamento.
H	- Programa de observações.
H	- Matriz de observações.
I	- Matriz identidade.
I_u	- Matriz de convolução do estado.
I_w	- Matriz de convolução do estado.

- J_p - Índice de desempenho.
- J - Índice de desempenho.
- J - Matriz de inércia.
- K - Matriz de ganho de filtro.
- K_x - Matriz de ganho de filtro.
- K_z - Matriz de ganho de filtro.
- K_1, K_2 - Parâmetros de ganho de filtro.
- k - Número inteiro que representa um instante de discretização.
- k_w - Número de variáveis no vetor de ruído.
- L - Matriz de parâmetros.
- M - Matriz de transição de estado.
- m - Dimensão do vetor de observações.
- m - Número associado à extensão futura da dinâmica e ao programa de observações.
- N - Número de amostras consideradas para o projeto de filtro.
- n - Dimensão do vetor de estado.
- P - Polinômio de autovalores.
- P - Matriz de covariância do estado estimado.
- P_0 - Matriz de covariância.
- p - Número de estágios.
- p - Vetor de autovalores.
- Q_k - Matriz de covariância.
- Q - Matriz de covariância.
- Q_c - Matriz de covariância.
- q - Variáveis de estado.
- R_k - Matriz de covariância.
- R - Matriz de covariância.

- r - Dimensão do vetor de controle.
- S - Função de densidade de probabilidade.
- S - Matriz de Riccati.
- S - Matriz de peso associada ao estado final na função de custo.
- s - Variáveis nodais.
- T_k - Período de amostragem.
- U - Conjunto de vetores de controle.
- u - Vetor de controle.
- v - Vetor de ruídos gaussianos.
- X - Conjunto de vetores de estado.
- x - Vetor de variáveis de estado.
- $\hat{x}$ - Vetor de estado estimado.
- W - Matriz auxiliar.
- W_c - Vetor de ruídos gaussianos.
- w - Vetor de ruídos gaussianos.
- Y - Conjunto de vetores de observações.
- y - Vetor de observações.
- Z - Matriz hamiltoniana.
- θ_x - Desvio angular.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - O PERFIL DO PROBLEMA

A teoria de sistemas de controle aplicada a sistemas dinâmicos envolve técnicas que necessitam abranger as situações de modelagem e análise; síntese e operação de controladores para manobras, guiagem e estabilização.

Com o advento dos computadores de grande capacidade de processamento, as técnicas com o objetivo de análise raramente enfrentam restrições quanto à complexidade de modelagem. Isto pode deixar de ser completamente verdadeiro, quando se considerarem custos de processamento ou a indisponibilidade de computadores de grande porte.

Manobras são processos de transferência em sistemas dinâmicos, especialmente veículos entre dois estados distantes. As técnicas caracterizam-se por ser do tipo malha aberta, a menos de eventuais processos associados de guiagem. Os processos de manobras, particularmente quando não possuem algum processo de guiagem associado, requerem operações para tomadas de decisões de forma intermitente. Normalmente é feita uma operação para colocação no estado desejado. O estado atingido é avaliado; se a precisão atingida for insuficiente, outra tentativa é reiniciada. Conforme as características da dinâmica em relação ao tempo, as técnicas associadas a manobras enfrentam restrições de caráter computacional.

Os processos de guiagem e estabilização normalmente são do tipo realimentados. Eventualmente alguns projetos indicam a utilização de técnicas de malha aberta, com características de intermitência elevada. A guiagem e a estabilização normalmente são feitas localmente de forma autônoma, devido a fortes requisitos de tempo de resposta a comandos. Os procedimentos e os modelos utilizados na síntese das leis

de controle (modelos de trabalho) são, via de regra, simplificados para possibilitar a adequação aos recursos computacionais.

As técnicas para controle realimentado, aplicadas à guisa de guia e estabilização, enfrentam restrições fortes de caráter computacional. Existe pouco espaço para técnicas que envolvam modelos de trabalho complexos, leis de controle complexas com parâmetros variantes no tempo. A teoria dos reguladores lineares é particularmente utilizada e geralmente com controladores com ordem pequena. Neste caso, os modelos não-lineares são linearizados e os modelos de trabalho de ordem elevada são truncados para ordens reduzidas.

Os sistemas de controle descentralizados possuem características de subotimalidade em relação a um sistema centralizado pelas restrições inerentes às estruturas dos observadores e controladores. Por isto, a síntese dos observadores e controladores através da otimização global do sistema pode resultar em desempenho não-satisfatórios. Uma alternativa é a síntese dos controladores e observadores considerando os subsistemas desacoplados; neste caso técnicas de compensação de erro podem ser utilizadas para acomodação de cada subsistema aos efeitos do acoplamento.

O desenvolvimento de técnicas que resistam às imperfeições de modelagem é um importante problema da teoria de controle moderno. No entanto, existe uma lacuna muito grande de técnicas que resolvam o problema globalmente, no sentido de considerar tanto o estimador de estado como o controlador. Uma classe é a das técnicas de compensação que buscam melhorar o desempenho do sistema de controle através de algum esquema de adaptação para o modelo de trabalho. Geralmente corrigem apenas divergências do filtro de estimação de estado e não se aplicam para efeitos de melhorias no desempenho do controle.

Este trabalho desenvolve uma técnica de compensação que visa melhorar o desempenho de sistemas de controle que envolvem reguladores e modelos de ordem reduzida, atuando de forma global sobre o fil

tro, controlador e divergência do filtro. A partir do objetivo de forçar o sistema real a se comportar como o modelo de trabalho, propõe-se um esquema de correção do controle de entrada, utilizando realimentação de estado. O esquema é implementado através de procedimentos usuais de controle ótimo estocástico de sistemas lineares.

1.2 - CONTROLADORES ADAPTATIVOS

Recentemente vem sendo intensificado o desenvolvimento de esquemas de controle adaptativo; veja-se por exemplo Landau (1979), Isermann (1982), Narendra e Peterson (1980), Parks et alii (1980), Astrom (1980), Maybeck (1982), Davison e Hughes (1982). A adaptação utilizando modelo de referência (Landau, 1979) e a de reguladores auto-sintonizados (Astrom, 1980) são os dois principais procedimentos com a utilização de controle adaptativo. A idéia básica da técnica que utiliza o modelo de referência é fazer a saída da planta do sistema aproximar-se assintoticamente da saída de um modelo de referência definido (Landau, 1979). A técnica dos reguladores auto-sintonizados utiliza identificação para recursivamente escolher, através de algum procedimento, os valores dos ganhos (Astrom, 1980).

A técnica de adaptação que envolve o modelo de referência, descrita em Landau (1979), não apresenta estrutura completamente realimentada; o modelo de referência é posto em um esquema não-realimentado por observações de estado. Este aspecto limita o bom desempenho da técnica a situações onde perturbações intermediárias possam ser consideradas desprezíveis, o que não é o caso dos problemas de regulação.

O ferramental matemático apresentado em Landau (1979) é baseado na hipótese de que a ordem do sistema é igual à ordem do modelo de referência. Esta hipótese limita a utilização deste ferramental para esquemas em que se propõe, como principal objetivo, compensação de erro de modelagem utilizando modelos de trabalho com ordem reduzida.

Os esquemas dos reguladores auto-sintonizados (Astrom, 1980; Maybeck, 1982; Davison e Hughes, 1982) envolvem a identificação dos parâmetros de um modelo adotado e, então, a correção dos ganhos do controle é feita de forma adaptativa. Segundo Astrom (1980), a teoria dos reguladores auto-sintonizados é pouco desenvolvida, e estudos de estabilidade foram realizados para problemas simples com hipóteses muito fortes para aplicações práticas. Uma destas hipóteses é a de fixação de um limite superior para a ordem do sistema que, para algumas aplicações como por exemplo satélites com grandes apêndices flexíveis, consideraria valores não-razoáveis (Davison and Hughes, 1982).

1.3 - TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DE ERRO APLICADAS AOS REGULADORES LINEARES

O projeto e a análise de sistemas de controle com modelos de trabalho que possuem desvios em relação ao modelo real têm sido abordados na literatura, principalmente segundo os aspectos e procedimentos a seguir:

- a) procedimentos de análise de sistemas com modelagem estabelecida incluindo estudos de estabilidade e robustez (Davison, 1976); características dos desvios (Milne, 1965; Moore, 1981; Aoki, 1968; Loose and Sandell, 1982; Sandell et alii, 1978);
- b) procedimentos para obtenção de modelos eficientes de ordem reduzida incluindo transformação de sistemas não-lineares em lineares (Takata, 1979); técnicas de truncamento (Likins et alii, 1976; Moore, 1981; Sezer and Siljak, 1982);
- c) procedimentos de compensação de erro incluindo as técnicas de ruídos adaptativos (Jazwinski, 1970; Rios Neto et alii, 1982; Rios Neto e Kuga, 1981 e 1982); determinação de parâmetros incertos (Jazwinski, 1970 e Skelton and Likins, 1978); vetores de compensação de erro (Skelton and Likins, 1978);

- d) procedimentos de limitação da validade da modelagem incluindo os filtros que consideram com maior peso as observações mais recentes (Jazwinski, 1970); filtros de memória limitada (Jazwinski, 1970); filtros e controladores robustos (Safonov and Athans, 1978).

As técnicas de determinação de parâmetros incertos e a de ruídos adaptativos são as que possuem aplicações mais amplas. No entanto, nenhuma delas possui influências sobre o ganho do controlador. As duas aumentam as necessidades de processamento, tanto diretamente como através da requisição de uma maior taxa de informações.

As técnicas usuais de compensação de erros (Skelton and Likins, 1978) impõem condições ao modelo de trabalho para que este evolua adaptativamente segundo o sistema real. Por exemplo, acrescenta parâmetros de erro ao modelo para ser determinados adaptativamente.

No caso do esquema proposto, a idéia básica é avaliar o efeito dos desvios de modelagem e atuar uma correção através do controle, de modo que o sistema real tenda a evoluir segundo o modelo de trabalho. A avaliação do efeito dos desvios de modelagem é feita através de dois filtros um com características de acompanhamento do modelo de trabalho, ou divergente em relação ao sistema real; outro que pode ser um filtro propriamente dito, ou algum outro esquema de observação, com características de grande capacidade de acompanhamento do sistema real. A partir da avaliação do desvio, utilizando o modelo de trabalho, calcula-se a correção do controle como a solução de um problema estocástico de otimização com dinâmica linear e índice quadrático (isto é, como solução de um regulador linear ótimo).

O anulamento do efeito do desvio mostrou ser capaz de garantir estabilidade para a classe dos sistemas lineares utilizando controladores que realimentam o vetor de estado reduzido. Isto é de fundamental importância, já que a aplicação proposta geralmente envolve redução de ordem.

1.4 - APÊNDICES FLEXÍVEIS EM SATÉLITES

Os efeitos da flexibilidade em sistemas no espaço, sob o ponto de vista de controle, são muito importantes. Isto porque o projeto de controle é que a princípio deverá impor restrições à flexibilidade, dado que praticamente não existem restrições estruturais aos painéis pelos pequenos torques ambientais existentes.

Os efeitos de flexibilidade podem interagir com o corpo do satélite (Wertz, 1978), onde normalmente estão situados os sensores; de forma que um controle baseado em um modelo de corpo rígido pode instabilizar o sistema. Os trabalhos de Larson e Likins (1977), Oz e Meirovitch (1980), Meirovitch e Oz (1979 e 1980) apresentam resultados numéricos que mostram como são críticos os efeitos de flexibilidade dos painéis.

Por outro lado, o aumento da demanda de energia elétrica, devido à sofisticação e potência crescentes dos equipamentos a bordo, impõe a utilização de painéis cada vez maiores.

A importância do problema justifica a escolha de um satélite com painéis flexíveis para testes do esquema e procedimento proposto. Além disso, a escolha foi influenciada pelo fato de estar em desenvolvimento no INPE um satélite de sensoriamento remoto, estabilizado em três eixos, com fortes requisitos de apontagem.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS

2.1 - INTRODUÇÃO

As possibilidades oferecidas por sistemas digitais têm contribuído com forte motivação para o desenvolvimento do ferramental matemático, para determinação do controle no domínio do tempo, utilizando variáveis de estado. O problema linear com ruídos do tipo branco, gaussiano e não-correlacionado na dinâmica e nas observações, e o índice de desempenho médio quadrático, tem solução estabelecida através do controlador de Riccati e do filtro de Kalman. Em um caso idealizado em que o sistema correspondesse ao esquema anterior e existisse um computador compatível com o projeto capaz de resolver em tempo real as operações envolvidas, sem introduzir restrições, o problema estaria resolvido. No entanto, o fato real é outro, pois os problemas de controle são essencialmente não-lineares, não existem ruídos com as especificações ideais propostas e o projetista gostaria em princípio de escolher com liberdade a forma do índice de desempenho; e o computador, muitas vezes, introduz restrições na implementação.

O objetivo deste capítulo é apresentar conceitos básicos em controle estocástico que são utilizados ao longo do trabalho. É apresentado o problema dentro de uma abordagem geral e são feitas considerações sobre sistemas lineares, modelos de avaliação e trabalho, filtros e controladores de ganho contante.

2.2 - COLOCAÇÃO GERAL DO PROBLEMA DE CONTROLE ESTOCÁSTICO

A incerteza é inerente à planta ou ao vetor de observações da maior parte dos problemas em sistemas dinâmicos (Bar-Shalom e Tse, 1976). Estas incertezas impedem a exata precisão do efeito do controlador e, portanto, o controle determinístico não deve ser utilizado.

Em muitos problemas estas incertezas podem ser modeladas estocasticamente e, então, estes problemas podem ser tratados utilizando a teoria de controle estocástico.

Formula-se a seguir, baseando em Bar-Shalom e Tse (1976), o problema geral de controle estocástico no caso discreto. O estado do sistema no tempo k , $x(k)$ evolui de acordo com a equação:

$$x(k+1) = f(k, x(k), u(k), w(k)), \quad k = 0, 1, \dots, p-1, \quad (2.1)$$

onde $u(k)$ é o controle aplicado ao sistema no tempo k ; $w(k)$ é o vetor de ruídos na planta; $x(0)$ é um vetor de variáveis aleatórias que representam o estado x inicial; p é o número de estágios com período de amostragem T_k .

O vetor de medida $y(k)$ é definido pela equação:

$$y(k) = h(k, x(k), v(k)), \quad k = 1, \dots, p, \quad (2.2)$$

onde $v(k)$ é o ruído de medida.

O índice de desempenho a ser minimizado é a expectativa:

$$J_p = E\{C[p, X(0,p), U(0,p-1)]\}, \quad (2.3)$$

onde C é uma função de avaliação no domínio dos reais e:

$$U(0, p-1) = (u(0), u(1), \dots, u(p-1)), \quad e \quad (2.4)$$

$$X(0,p) = (x(0), x(1), \dots, x(p)). \quad (2.5)$$

A série de observação do tempo i ao tempo j , quando a sequência $U(0, j-1)$ tiver sido aplicada ao sistema, é definida por:

$$Y(i,j) = (y(i), y(i+1), \dots, y(j)) , \quad 1 \leq i \leq j \leq p . \quad (2.6)$$

O conhecimento sobre a dinâmica do sistema é indicado por:

$$D = (f(k, x(k), u(k), w(k)) , \quad (2.7a)$$

onde

$$k = 0, 1, 2, \dots, p-1 .$$

O programa de observações é dado por:

$$H(1,p) = (h(k, x(k), v(k)) , \quad (2.7b)$$

onde

$$k = 1, 2, \dots, p .$$

A função da densidade de probabilidade conjunta das variáveis aleatórias $x(0), w(0), \dots, w(p-1), v(1), \dots, v(k)$ é representada por:

$$S(0,k) = dp(x(0), w(0), \dots, w(p-1), v(1), \dots, v(k)) , \quad (2.8)$$

para $k = 0, 1, \dots, p-1$.

O controlador tem que ser causal, isto é, $u(k)$ não pode ser uma função de qualquer subconjunto de $Y(k+1, p-1)$, ou seja, de observações futuras. O controle $u(k)$ pode ser uma função de $(Y(0,k), U(0,k))$, que são informações disponíveis.

Com essas notações introduzidas, podem-se definir classes de estratégias, associadas a um número de estágios p , como a seguir:

- classe dos controladores em malha aberta ("open-loop") e neste caso:

$$u(k) = u(k, D, S(0,0), C) , \quad k = 0, \dots, p-1 ; \quad (2.9)$$

- classe dos controladores com realimentação de m futuras previsões de medidas m-realimentados ou "m-Feedback", e neste caso:

$$u(k) = u(k, Y(1,k), U(0,k-1), D, H(1, k+m), S(0,k+m), C), \quad (2.10)$$

$$k = 0, \dots, p-1 ,$$

se $k > p-1-m$, $k+m$ é substituído por $p-1$.

Quando $m = 0$, o controlador é simplesmente chamado controlador realimentado, e quando $m > p-1$ ele é chamado controlador em malha fechada.

A propriedade da certeza equivalente é válida (Bar-Shalom and Tse, 1976) se o controle ótimo em malha fechada (OMF) tem a mesma forma do controle ótimo determinístico (OD), quando as variáveis aleatórias tenham sido substituídas por seus valores esperados. Portanto, se o controle determinístico é:

$$u(k) = FU(k, x(k)) , \quad (2.11)$$

então, a propriedade da certeza equivalente é aplicável, se para o controle em malha fechada valer a mesma expressão, utilizando como realimentação o estado estimado:

$$u(k) = FU(k, \hat{x}(k/k)) , \quad (2.12)$$

onde:

$$\hat{x}(k/k) = E(x(k)/Y(0,k) \text{ e } U(0,k-1)) . \quad (2.13)$$

A propriedade da certeza equivalente $\bar{e}$ aplicável para o problema linear com minimização do índice de desempenho (Equação 2.3) do tipo médio quadrático (Sorenson, 1976).

Considere o problema que envolve o sistema linear na forma:

$$\dot{\bar{x}} = Fx + Gu + Lw_c, \quad (2.14)$$

$$y = Hx + v, \quad (2.15)$$

com (F,G) e (F,L) controláveis, (F,H) observável e um índice quadrático a ser minimizado:

$$J = E(x_f^T S_f x_f + \int_0^{t_f} (x^T A x + u^T B u) dt), \quad (2.16)$$

onde x $\bar{e}$ o vetor de estado $n \times 1$; u $\bar{e}$ o vetor de controle $r \times 1$; y $\bar{e}$ o vetor de observações $m \times 1$; w_c $\bar{e}$ o vetor de ruído no estado 1×1 , onde o subscrito c refere-se ao caso contínuo; v $\bar{e}$ o vetor de ruído nas observações $m \times 1$; F, G, L, H, Q_c, R são matrizes de parâmetros de dimensões compatíveis; A e S_f são matrizes semidefinidas positivas; B $\bar{e}$ uma matriz definida positiva, com $(F, A^{1/2})$ observável.

$$E(w_c(\tau) * w_c^T(t)) = Q_c(t - \tau); \quad (2.17)$$

$$E(v(t) * v^T(\tau)) = R(t - \tau). \quad (2.18)$$

A aplicação da propriedade da certeza equivalente permite a resolução do problema em duas partes. Uma primeira, o cálculo do controle ótimo (u) para o problema determinístico, e uma segunda o cálculo de uma estimativa ótima para o estado (x).

A solução do problema de controle e estimação de estado pode ser obtida em uma forma contínua, no entanto, a implementação di

gital do controle implica a discretização. Duas técnicas podem ser consideradas: uma primeira consiste em discretizar a solução inicialmente obtida na forma contínua, e uma segunda, resolver o problema diretamente na forma discretizada. Oz et alii (1980) analisam e comparam as perturbações introduzidas no sistema contínuo pela aplicação de uma ou outra destas técnicas.

A solução contínua (veja-se por exemplo Bryson and Ho, 1975) é dada por:

$$u(t) = B^{-1}G^T Sx(t) , \quad (2.19)$$

onde:

S é obtido através da equação de Riccati:

$$\dot{S} = -SF - F^T S + SGB^{-1}G^T S - A , \quad (2.20)$$

$$S(t_f) = S_f , \quad (2.21)$$

x é obtido pelo filtro de Kalman:

$$\dot{\hat{x}} = F\hat{x} + PH^T R^{-1}(z - H\hat{x}) , \quad (2.22)$$

$$\dot{P} = FP + PF^T + LQL^T - PH^T R^{-1}HP , \quad (2.23)$$

$$x(t_0) = x_0 , P(t_0) = P_0 . \quad (2.24)$$

A solução discreta considera o problema na forma previamente discretizada:

$$x(k+1) = M(k+1,k)x_k + I_u(k+1,k)u_k + I_w(k+1,k)w_k , \quad (2.25)$$

$$y_k = H(k)x_k + v_k , \quad (2.26)$$

onde:

x_k é o estado no tempo t_k ; $M(k+1,k)$ é a matriz de transição de estado; u_k é o controle constante aplicado de t_k a t_{k+1} ; I_u e I_w são respectivamente:

$$I_u(k+1,k) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} M(t_{k+1},y)G(y)dy, \quad (2.27)$$

$$I_w(k+1,k) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} M(t_{k+1},y)L(y)dy, \quad (2.28)$$

(veja-se, por exemplo, Luenberg, 1979);

$$E(w_k * w_j^T) = Q_k \delta_{kj}; \quad (2.29)$$

e para pequenos T_k :

$$T_k = t_{k+1} - t_k, \quad (2.30)$$

$$Q(k,k) = Q_c/T_k, \quad (2.31)$$

(veja-se, por exemplo, Jazwinski, 1970);

$$E(v_k * v_j^T) = R_{kj} \delta_{kj}; \quad (2.32)$$

e um índice de desempenho discretizado:

$$J_p = E \left[\sum_{i=0}^{p-1} (x(i+1)A(i+1)x(i+1) + u_i B_i u_i) \right]. \quad (2.33)$$

O controle para o problema discretizado (veja-se por exemplo Sorenson, 1976), é dado por:

$$u_k = -C(k+1)M(k+1,k)x_k, \quad (2.34)$$

onde:

$$\begin{aligned} C(k+1) = & (I_u^T(k+1, k)S(k/k+1)I_u(k+1, k) + B_k)^{-1} * \\ & * I_u^T(k+1, k)S(k/k+1), \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$S(k/k+1) = M^T(k+1, k)S(k+1/k+1)M(k+1, k) + A_k, \quad (2.36)$$

$$S(k/k) = S(k/k+1) - S(k/k+1)I_u(k+1, k)C(k+1), \quad (2.37)$$

$$S(p-1/p) = A_p. \quad (2.38)$$

O filtro de Kalman discretizado, obtido de Jazwinski (1970), é descrito a seguir:

$$\hat{x}(k+1/k) = M(k+1, k)\hat{x}(k/k) + I_u(k+1, k)u_k, \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} P(k+1/k) = & M(k+1, k)P(k/k)M^T(k+1, k) + \\ & + I_w(k+1, k)Q(k+1)I_w^T(k+1, k), \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} K(k+1) = & P(k+1/k)H(k+1)[H(k+1)P(k+1/k)H^T(k+1) + \\ & + R(k+1)]^{-1}, \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1/k+1) = & \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)[y(k+1) - \\ & - H(k+1)\hat{x}(k+1/k)], \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$P(k+1/k+1) = (I - K(k+1)H(k+1)) P(k+1/k)(I - K(k+1)M(k+1))^T + \\ + K(k+1)R(k+1)K^T(k+1) . \quad (2.43)$$

2.3 - MODELOS DE AVALIAÇÃO E DE TRABALHO

A análise e o projeto de sistemas dinâmicos quase sempre envolvem a modelagem matemática e, não raro, em sistemas de controle, alguma modelagem da dinâmica participa de forma intrínseca do sistema, isto é, o modelo matemático é utilizado em tempo real, e não somente durante os cálculos de parâmetros.

O modelo matemático para representação do sistema físico com objetivo de avaliar, por estudos analíticos ou simulação, aspectos particulares ou globais referentes ao comportamento do sistema, será denominado neste trabalho *modelo de avaliação*.

O modelo matemático para representação do sistema físico com o objetivo de servir de base para aplicação de critérios de projeto a ser utilizados na fase de síntese do controlador, ou para ser utilizados intrinsecamente no sistema global durante a implementação do controlador, será denominado *modelo de trabalho*.

As definições dadas anteriormente para o modelo de avaliação e de trabalho não especificam como são estes modelos e como são obtidos. A obtenção de um modelo que represente o sistema físico suficientemente bem para um dado objetivo é um problema crítico, e situações como as exemplificadas a seguir são frequentes:

- a) sistemas físicos com modelagens ainda desconhecidas ou excessivamente complexas para ser manuseadas;
- b) perturbações externas para a dinâmica e para as variáveis de observação não-modeláveis por variável aleatória (Johnson, 1976);

- c) os recursos matemáticos para determinação do estado e controle são quase sempre restritos a classes de problemas; isto impõe adoção de modelos de trabalho compatíveis com estas classes;
- d) a implementação digital em computador com capacidade restrita sugere a utilização de modelos de trabalho simplificados.

Muitos trabalhos são encontrados na literatura que busca discutir um ou outro aspecto sobre modelos de trabalho e avaliação. Por exemplo: Takata (1979) propõe a transformação de um sistema não-linear, em um sistema linear de ordem aumentada; Likins e outros (1976), Moore (1981), Sezer e Siljak (1981) apresentam técnicas de truncamento que visam reduzir a ordem dos sistemas e, assim, a carga numérica para de terminação de controle; Skelton e Likins (1978) acoplam compensadores de erros a modelos básicos; Johnson (1976) analisa o problema de per turbações com formato de onda.

2.4 - TÉCNICAS PARA OBTENÇÃO DE MODELOS DE TRABALHO REDUZIDOS

Suponha que a partir de inferências sobre um sistema fí sico (&F) construiu-se um modelo de avaliação (&A) e que a partir de &A obteve-se um primeiro modelo de trabalho linearizado ST_1 . Se ST_1 pos suir ordem muito elevada segundo critérios de projeto, por exemplo cri térios associados à disponibilidade de recursos computacionais, é ne cessário a geração de algum modelo "agregado" (Aoki, 1968; Sandell et alii, 1978) de ordem reduzida ou, ao menos, "quase-agregado" de ordem reduzida.

Suponha que o sistema original ST_1 é representado por:

$$\dot{x} = Fx + Gu, \quad (2.44)$$

e que o sistema agregado ST_2 é representado por:

$$\dot{z} = \bar{F}z + \bar{G}u, \quad (2.45)$$

A condição para que $\tilde{T}_2$ seja um modelo agregado de $\tilde{T}_1$ é dada por:

$$z(t) = Dx(t) , \quad (2.46)$$

para todo t , onde D é uma matriz de transformação ($n_2 \times n_1$). É fácil ver que esta condição é estabelecida se e somente se valerem as equações matriciais:

$$\tilde{F}D = DF , \quad (2.47)$$

$$\tilde{G} = DG . \quad (2.48)$$

Modelos agregados que satisfazem exatamente a equação são possíveis somente para sistemas com variáveis de estado desacopladas. Na prática são bastante importantes os modelos aproximadamente agregados, isto é, para:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 & eF_{12} \\ eF_{21} & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1 \\ eG_2 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} L_1 \\ eL_2 \end{bmatrix} w , \quad (2.49)$$

o sistema reduzido correspondente a x_1 é um modelo aproximadamente agregado, se o fator de acoplamento (e) for aproximadamente nulo.

Uma técnica simples para a obtenção de modelos aproximadamente agregados reduzidos é a eliminação de determinadas variáveis de estado e filas correspondentes nas matrizes que representam o sistema. Este procedimento é denominado "truncamento" (Likins et alii, 1976).

Likins e outros (1976) apresentam alguns critérios de "truncamento" baseados em auto-valores, medidas de observabilidade e medidas de controlabilidade. O "truncamento" pode ser feito com o sistema na forma de estado normal ou na forma híbrida (Likins et alii, 1976).

O modelo de trabalho obtido após o truncamento T_2 pode ser inadequado para o projeto do sistema de controle, o que leva à necessidade de esquemas adaptativos de controles. Isto porque o controle gerado através de T_2 pode não dar bom desempenho quando evoluir com A e, portanto, com F .

2.5 - CONTROLADORES E FILTROS DE GANHO CONSTANTE

Os filtros e controladores ótimos (Seção 2.2), com ganhos variantes no tempo, requisitam grande parte do processamento em tempo real para o cálculo destes ganhos e são particularmente sensíveis a imperfeições no modelo de trabalho.

Os sistemas invariantes no tempo frequentemente possuem como solução para esses problemas a utilização de ganhos constantes, através de carga muito menor de processamento em tempo real e melhores características de resistência às imperfeições da modelagem.

O assunto é extenso e abordado em muitos trabalhos (veja-se por exemplo O'Reilly, 1980; Safonov and Athans, 1978; Horisbeger and Belanger, 1974; Levine and Athans, 1970). Será discutido a seguir somente o controlador e filtro de ganhos constantes utilizados no trabalho.

Considere-se o problema de determinar o ganho ótimo para o regulador:

$$u = Cx, \quad (2.50)$$

para a dinâmica:

$$\dot{x} = Fx + Gu, \quad (2.51)$$

com (F,G) controlável e o índice de desempenho:

$$J = \int_0^{\infty} x^T A x + u^T B u dt , \quad (2.52)$$

onde, A é semidefinida positiva e B é definida positiva, com $(F, A^{1/2})$ observável, e $C(n \times n)$ é um ganho constante.

O ganho ótimo pode ser obtido (Bryson and Ho, 1975) através da solução da equação de Riccati (Equação 2.20), na condição de regime permanente ($\dot{S} = 0$), quando o tempo vai para infinito:

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow S(t) \Rightarrow S^0 \text{ quando } t_f - t \Rightarrow \infty , \quad (2.53)$$

$$C^0 = B^{-1} G^T S^0 , \quad S^0 > 0 . \quad (2.54a)$$

O sistema resultante é assintoticamente estável e o índice de desempenho é dado por:

$$J = x_0^T S^0 x_0 . \quad (2.54b)$$

A solução $\dot{S} = 0$ pode ser obtida a partir da integração regressiva ($t_f \Rightarrow t_0$), partindo de $S = 0$ até que $\dot{S} \approx 0$ (Bryson and Ho, 1975).

Essa solução possui a vantagem de ser simples, mas consome muito tempo de computador e frequentemente falha. Um outro procedimento é tentar resolver diretamente a Equação 2.53 (veja-se, por exemplo, Kleinman, 1968), o que também consome bastante tempo de computador. Uma terceira forma, utilizando a matriz hamiltoniana segundo Barraud (1980), é simples e muito eficiente. A resolução do problema baseado em matriz hamiltoniana e no conceito de matriz sinal é descrita a seguir, e para maiores detalhes veja-se Barraud (1980).

Considere-se a matriz hamiltoniana:

$$Z = \begin{bmatrix} F & -GB^{-1}G^T \\ -A & -F^T \end{bmatrix}, \quad (2.55)$$

e a matriz:

$$W = \text{sinal}(Z) + \begin{bmatrix} -I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

onde $I(n \times n)$ é uma matriz identidade.

A matriz W é de dimensão $(2n \times 2n)$ e pode ser partida em quatro matrizes $(n \times n)$:

$$W = \begin{bmatrix} W_1 & W_{12} \\ W_{21} & W_2 \end{bmatrix}. \quad (2.57)$$

Pode ser mostrado (Barraud, 1980) que a solução S de regime permanente é:

$$S = W_{12} W_1^{-1}. \quad (2.58)$$

A matriz-sinal pode ser determinada pelo processo iterativo:

$$\text{Sinal}(Z, 0) = Z, \quad (2.59)$$

$$\text{Sinal}(Z, k+1) = .5(\text{Sinal}(Z, k) + \text{Sinal}^{-1}(Z, k)), \quad (2.60)$$

$$\text{Sinal}(Z) = \lim_{k \rightarrow \infty} \text{Sinal}(Z, k). \quad (2.61)$$

O filtro dual do regulador de Riccati anterior é um filtro estatisticamente estacionário, obtido através da imposição de:

$$\dot{P} = 0 , \quad (2.63)$$

na Equação 2.23 para o caso contínuo, e

$$P_{k+1} = P_k , \quad (2.64)$$

na Equação 2.43 para o caso discreto. Este filtro não é utilizado neste trabalho pela pouca flexibilidade que permite na escolha de ganho.

Uma maneira simples de obter um ganho para o filtro, sob o ponto de vista de controle, no projeto do valor deste ganho para limitação da divergência, é através da utilização, na Equação 2.41, (Jazwinski, 1970), de um valor:

$$P = \bar{P} , \quad (2.65)$$

onde $\bar{P}$ é calculado a priori; por exemplo através do processamento de N observações com o filtro de Kalman (Equações 2.40, 2.41 e 2.43). A escolha do valor de N apresenta melhores características de não-divergência para N pequeno, com melhores características de dispersão da estimativa para altos valores de N . A covariância verdadeira deste filtro pode ser calculada pelas Equações 2.40 e 2.43.

CAPÍTULO 3

TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO DE ERRO ATRAVÉS DE UM CONTROLE ATIVO SOBRE O EFEITO ACUMULADO DO DESVIO DA MODELAGEM

3.1 - INTRODUÇÃO

Um filtro construído com base em um modelo de trabalho errôneo diverge (Jazwinski, 1970). O problema é particularmente agudo quando os ruídos da planta e de observação são pequenos. O problema de determinação de órbita de satélites apresenta estas características, isto porque os equipamentos de medidas são muito precisos. Muitos dados são disponíveis e o filtro é requisitado para operar sobre muitas revoluções de órbita do satélite. A importância deste problema motivou inúmeros estudos para resolver o problema de divergência (vejam-se, por exemplo, em Jazwinski, 1970; Rios Neto et alii, 1982; Rios Neto e Kuga, 1981 e 1982), as técnicas de determinação de parâmetros incertos, ruídos adaptativos, filtros de memória limitada e maior ponderação das observações mais recentes. Skelton e Likins (1978) apresentam outras técnicas e formalizam matematicamente o problema. As deficiências comuns nestas técnicas são: a não-observabilidade das variáveis as quais se pretende avaliar; a eventual instabilidade de filtro; os parâmetros de terminados acumulam eventualmente efeitos de várias causas; e normalmente estas técnicas se aplicam para a melhoria do filtro e são inúteis para efeito de desempenho do controlador.

O problema de um controlador projetado sobre um modelo errôneo é semelhante ao caso do filtro. Uma solução ótima estável para o modelo de trabalho pode apresentar um desempenho inadequado quando durante a evolução com o modelo de avaliação, eventualmente até resultar em instabilidade do sistema.

Neste trabalho propõe-se um esquema de compensação de erros que pode atuar no sentido de resolver o problema da modelagem errô

nea tanto para o filtro como para o controlador em uma forma global. Ele possui a característica básica de acompanhar um modelo de referência, mas é completamente realimentado. O que o caracteriza é a utilização, como referência, de um filtro com especial fidelidade à modelagem de trabalho. A idéia básica é avaliar dinamicamente o desvio entre o modelo em evolução (real ou de avaliação) e o modelo de trabalho através da utilização do fenômeno de divergência e da aplicação de um controle de correção sobre este desvio.

O esquema proposto pode ser classificado junto à classe dos controladores adaptativos. As Figuras 3.1 e 3.2 apresentam os esquemas básicos dos controladores adaptativos auto-sintonizados e do tipo modelo de referência, respectivamente. A técnica do "modelo de referência" não apresenta uma estrutura do tipo realimentada (Parkins et alii, 1980), o que a indica particularmente para aplicações em processos de manobras. A técnicas dos "reguladores auto-sintonizados" é completamente realimentada, como por ser visto na Figura 3.1.

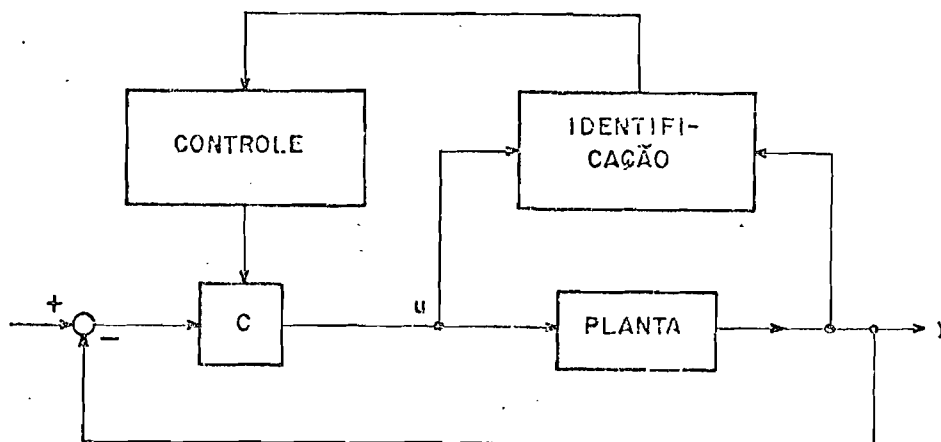


Fig. 3.1 - Sistema adaptativo auto-sintonizado.

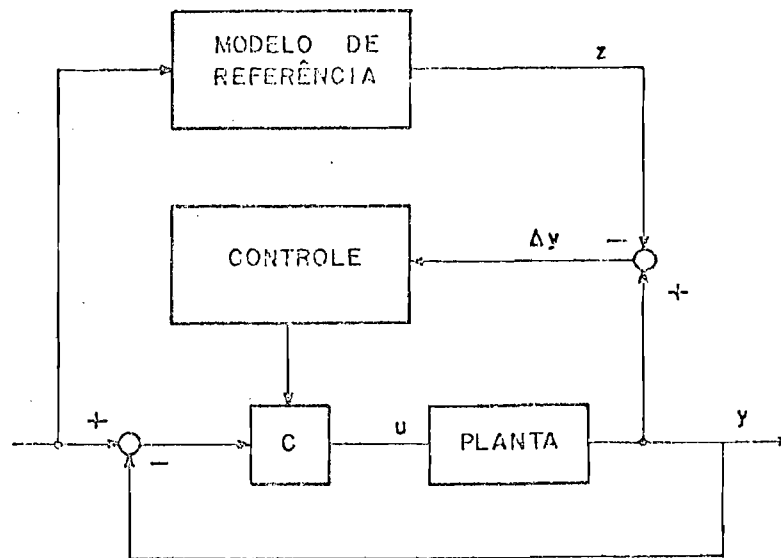


Fig. 3.2 - Sistema adaptativo que utiliza o modelo de referência.

A característica de não-realimentação do "modelo de referência" no esquema básico da Figura 3.2 é prejudicial nos processos de manobras que envolvam longos períodos de tempo e nos esquemas de estabilização de sistemas. O esquema básico desta técnica (Figura 3.2) utiliza a referência sem realimentação dos meios de observação; isto não permite ao sistema diferenciar características do modelo de perturbações introduzidas. Por ser uma técnica determinística, também não permite diferenciar erros no estado inicial de características particulares da modelagem. Bosch e Jongkind (1980) procuram resolver este problema reatualizando, a cada período, o estado do modelo de referência através de estimativas do valor real.

Uma questão importante na teoria dos controladores adaptativos é a dificuldade inerente aos esquemas para estudo de estabilidade global (Davison and Hughes, 1982; Narendra and Peterson, 1980). Um número relativamente grande de esquemas foram propostos para situações particulares, mas pouco existe desenvolvido em termos de abordagem com caráter geral. Outra questão importante, além do estudo de estabilidade, é a do desempenho global e, neste direção, a análise é ain

da mais difícil, e as avaliações através de simulações podem ser um recurso valioso. Os estudos de estabilidade realizados neste trabalho consideram a classe dos problemas de controle realimentado com modelos reduzidos.

Os efeitos associados à ordem reduzida são analisados dentro do esquema proposto. É discutido também o paralelismo existente entre os problemas de controle de ordem reduzida e o controle descentralizado os quais sugerem o alto potencial da técnica proposta em controle descentralizado.

3.2 - ESQUEMA DE COMPENSAÇÃO PROPOSTO

A seguir é apresentado um esquema (Figura 3.3) que utiliza uma abordagem estocástica, em que a referência utilizada é a saída de um filtro, com características especiais de fidelidade para a modelagem segundo a qual foi projetado. Este filtro, denominado na Figura 3.3 filtro básico, é associado a um controlador básico projetado para satisfazer os objetivos de engenharia do sistema de controle. A partir da referência do sistema básico, um esquema semelhante ao da Figura 3.2 é completado através de um filtro de compensação que avalie o estado da forma mais realista possível e de um controle de compensação que anule o desvio entre um filtro e outro (Figura 3.3).

A avaliação dinâmica dos desvios de modelagem é feita diretamente através da comparação de dois processos de filtragem de estado. A avaliação numérica deste efeito acumulado pode ser feita através de dois filtros, um com maior tendência para divergência e outro com menor tendência ou não-divergente. A memória do filtro deve ser projetada de modo que o efeito acumulado do desvio da modelagem seja correspondente a um período desejado. A partir da avaliação dos desvios no estado, o controle de compensação é calculado utilizando a modelagem de trabalho para a dinâmica do desvio. Ao atuar no sentido de anular os desvios, este controle atua também no sentido de eliminar a intera

ção entre a parte do sistema correspondente ao modelo de trabalho e a parte não incluída neste modelo.

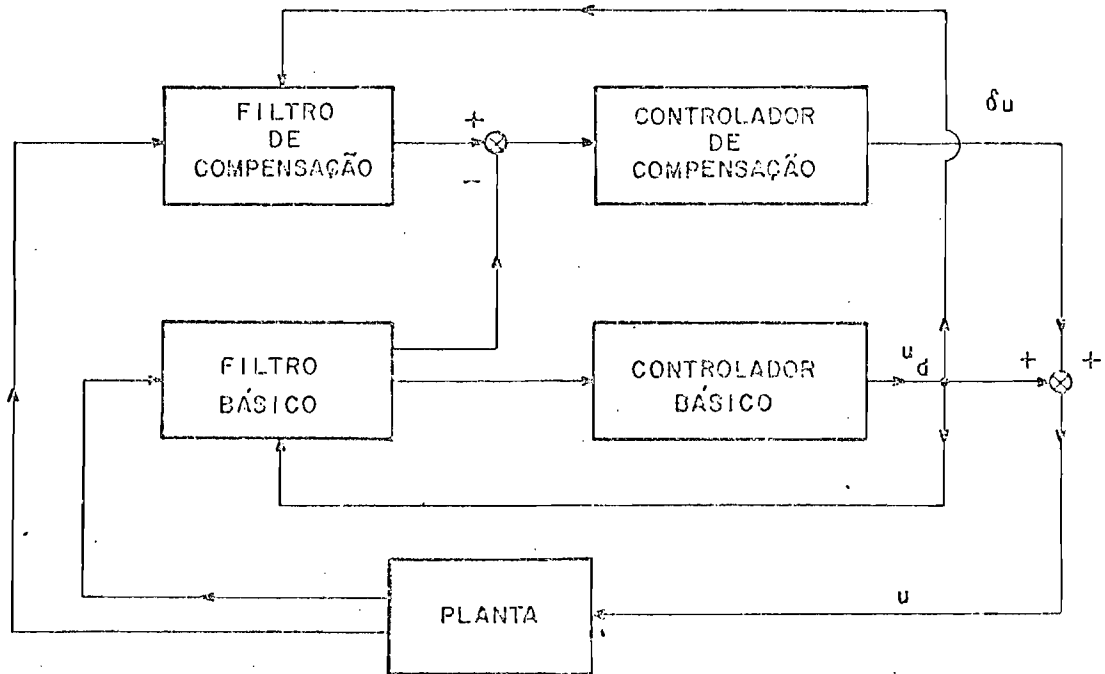


Fig. 3.3 - Esquema de compensação que utiliza divergência e compensação do controle.

Assim, para o sistema de equações dinâmicas que representam um modelo de avaliação:

$$\dot{\bar{x}} = \bar{f}(\bar{x}, \bar{u}, \bar{w}, t), \quad (3.1)$$

e o vetor de observações:

$$\bar{y} = \bar{h}(\bar{x}, \bar{u}, \bar{v}, t). \quad (3.2)$$

Suponha que por meio de alguma abordagem estocástica é possível, através do modelo de trabalho:

$$\dot{\bar{x}} = f(x, u, w, t) \quad (3.3)$$

e

$$y = h(x, u, v, t) , \quad (3.4)$$

determinar as variáveis estimadas $\hat{x}$ e $\hat{z}$. Onde $\hat{x}$ é a estimativa da correspondente partição do estado real e $\hat{z}$ é uma estimativa da mesma partição, mas através de um filtro com alta fidelidade ao modelo de trabalho correspondente às Equações 3.3 e 3.4.

O efeito do desvio da modelagem é representado por:

$$\delta\hat{x} = \hat{x} - \hat{z} , \quad (3.5)$$

e o controle é dado por:

$$u(\hat{x}, \delta\hat{x}) = u(\hat{z}) + u(\delta\hat{x}) , \quad (3.6a)$$

onde $u(\delta\hat{x})$ é calculado a partir de alguma abordagem estocástica utilizando o modelo:

$$\delta\dot{\hat{x}} = f(x, u(\hat{z}, \delta\hat{x}), w, t) - f(z, u(\hat{z}), w, t) . \quad (3.6b)$$

Uma questão fundamental, quando o controle é calculado segundo o esquema proposto, é a análise da estabilidade do sistema de avaliação representado pelas Equações 3.1 e 3.2. Uma abordagem teórica do problema poderia ser realizada em duas fases. Numa primeira seria feita a análise da viabilidade de anulação do erro de x através de um projeto sobre o modelo de trabalho, ou seja, se a princípio é possível fazer $\delta x \Rightarrow 0$, quando $t \Rightarrow \infty$. Em uma segunda fase analisar-se-ia o efeito da anulação de δx sobre a estabilidade global do sistema.

Uma outra questão fundamental é a avaliação e a maximização do desempenho do esquema adaptativo (Figura 3.3) em relação ao esquema normal (Figura 3.4). A validação teórica em termos de análise de desempenho é difícil, embora exista um certo paralelismo com análises de estabilidade. Uma vantagem a ser explorada é o projeto do controle em dois níveis. Num primeiro, o controle básico é projetado exclusivamente para satisfazer os requisitos de engenharia. Num segundo, um controle de compensação de erro é projetado exclusivamente para eliminar, da melhor forma, os efeitos de desvio da modelagem.

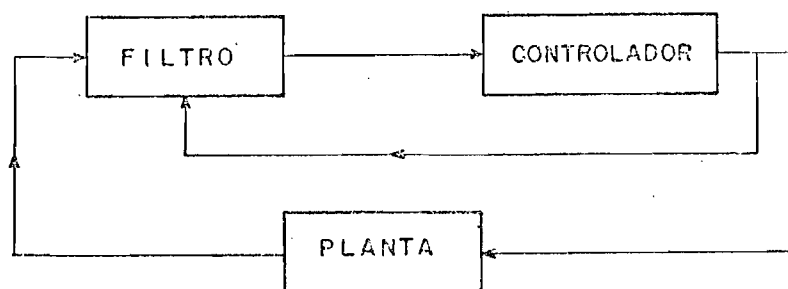


Fig. 3.4 - Esquema básico de controle.

O esquema apresentado pode ser estendido para outras condições de projeto e alguns desses aspectos são discutidos a seguir.

Um primeiro refere-se aos modelos de trabalho utilizados pelo filtro e pelo controlador de compensação os quais não devem ser necessariamente os mesmos daqueles do filtro e do controlador básico. Por exemplo, a compensação da divergência, por algum critério de projeto pode ser feita em apenas algumas variáveis de estado. Neste caso, o sistema de compensação (filtro e controlador de compensação) pode ser de ordem menor.

Um segundo refere-se ao vetor de observações y o qual não deve necessariamente ser utilizado de forma idêntica nos dois filtros; eventualmente somente parte de y é utilizado no filtro de compensação. Um exemplo importante pode ser adiantado. Os sistemas giroscópicos for

necem grande precisão nas medidas de velocidade angular, a ponto de ser utilizadas diretamente nos processos de controle a bordo (Lefferts et alii, 1982). Por outro lado, para efeito de determinação do restante do estado, estas medidas são frequentemente ignoradas nos processos de estabilização, devido a seus problemas com calibração e deriva (Wertz, 1978 e Poelaert, 1975). Desta forma, um esquema com giroscópios pode ser utilizado para a avaliação de velocidades angulares não-divergentes para o compensador, e um esquema que utiliza observações não-inerciais que alimentam um filtro projetado com tendência para a divergência em relação ao esquema básico.

3.3 - MODELOS DE ORDEM REDUZIDA E ESTABILIZAÇÃO GLOBAL

3.3.1 - INTRODUÇÃO

Considere-se o sistema representado pelas equações:

$$\dot{x} = Fx + Gu + Lw, \quad (3.7)$$

$$y = Hx + v. \quad (3.8)$$

Suponha que as matrizes F, G, L, H possam ser particionadas em:

$$F = \begin{bmatrix} F_d & F_{dc} \\ F_{cd} & F_c \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

$$H = [H_d \quad H_{dc}], \quad (3.10)$$

$$G^T = [G_d^T \quad G_{cd}^T], \quad (3.11)$$

$$L^T = [L_d^T \quad L_c^T], \quad (3.12)$$

onde, $F_d(n_d \times n_d)$, $F_c(n_c \times n_c)$, $H_d(m \times n_d)$, $H_{dc}(m \times n_c)$, $G_d(n_d \times r)$, $G_{cd}(n_c \times r)$, $L_d(n_d \times k_w)$, $L_c(n_c \times k_w)$, $F_{dc}(n_d \times n_c)$ e $F_{cd}(n_c \times n_d)$.

Os termos F_d , G_d , H_d e L_d correspondem à partição do sistema que de alguma forma é importante para os objetivos de engenharia, além de considerar os critérios matemáticos para a redução do modelo (Seção 2.4). Em um satélite com apêndices flexíveis estas matrizes devem incluir a partição correspondente ao corpo rígido. Utilizar-se-á a nomenclatura dominante para o subsistema "d" e complementar para o subsistema "c".

Observe-se que onde aparecem subscritos duplos, os termos são de acoplamentos, e o primeiro subscrito indica em qual sistema o acoplamento vai atuar. Por exemplo, o termo G_{cd} corresponde ao fator de acoplamento do controle do sistema dominante sobre o sistema complementar.

Observe-se, também, que o termo H_{dc} acopla dinamicamente os sistemas dominante e complementar através do filtro e do controlador, e isto pode ter efeitos de instabilização do sistema, análogos aos provocados pelo termo F_{dc} . O cálculo do controle envolve a estimativa de estado $\hat{x}_d$ que, por sua vez, envolve y que contém implicitamente o efeito do termo de acoplamento H_{dc} . Veja por exemplo a equação do filtro de Kalman para o caso contínuo:

$$\dot{\hat{x}}_d = (F_d + G_d - KH_d) \hat{x}_d + Ky, \quad (3.13)$$

onde, C e K são os ganhos do controle e do filtro, respectivamente.

A analogia entre os termos F_{dc} e H_{dc} é aproveitada em controle descentralizado para o projeto de filtros não-tendenciosos. A idéia básica da técnica é a escolha do ganho K dentro do conjunto, se existir, dos ganhos que relacionam estes termos de modo a anular tendenciosidades do filtro (Geromel and Bernussou, 1982).

A Seção 3.3.2 discute o problema do controle do efeito de desvio da modelagem. A Seção 3.3.3, supondo este controle perfeito, analisa as consequências da anulação do efeito de desvio da modelagem.

3.3.2 - CONTROLE DO EFEITO DE DESVIO DA MODELAGEM

A partir do modelo de avaliação (Equações 3.7 e 3.8), considere-se o modelo de trabalho:

$$\dot{x}_d = F_d x_d + G_d u_d + L_d w, \quad (3.14)$$

$$y = H_d x_d + v_d. \quad (3.15)$$

Considere-se o projeto do filtro básico da Figura 3.3 com características especiais de fidelidade ao modelo das Equações 3.14 e 3.15 para permitir uma referência para a evolução do modelo real, e permitir a estimativa do desvio da modelagem. O vetor de estado estimado com capacidade de divergência, no caso contínuo, pode ser dado por (Seção 2.2):

$$\dot{\hat{z}}_d = F_d \hat{z}_d + G_d u_d + K_z (y - H_d \hat{z}_d). \quad (3.16)$$

A estimativa de estado, através do filtro com características de não-divergência, é dada de forma análoga, representando as variáveis estimadas por x , ou seja:

$$\dot{\hat{x}}_d = F_d \hat{x}_d + G_d u_d + K_x (y - H_d \hat{x}_d). \quad (3.17)$$

O controle que realimenta ambos os filtros é u_d porque corresponde ao controle do modelo de trabalho (observar que o vetor u no esquema da Figura 3.3 é imposto, de modo que seus efeitos sejam anulados juntamente com os efeitos dos desvios da modelagem). Outra observação importante é que o compensador atua no sentido de melhorar o desempenho do filtro básico, e de forma idêntica, o filtro de compensa

ção. Isto é excelente, pois previne divergência, que deve ser evitada a todo custo no filtro de compensação.

Utilizando as Equações 3.16 e 3.17, pode-se calcular o vetor estimado do desvio de modelagem:

$$\delta \hat{x}_d = \hat{x}_d - \hat{z}_d . \quad (3.19)$$

Supondo que o controle u , u_d e δu são dados por:

$$u = u_d + \delta u , \quad (3.20)$$

$$u_d = C_d \hat{z}_d , \quad (3.21)$$

$$\delta u = C_e \delta \hat{x}_d , \quad (3.22)$$

as equações envolvidas para anulamento do efeito do desvio de modelagem e satisfação dos requisitos de engenharia são:

$$\dot{\hat{x}}_d = F_d \hat{x}_d + F_{dc} x_c + G_d u + L_d w , \quad (3.23)$$

$$\dot{\hat{x}}_c = F_{cd} \hat{x}_d + F_c x_c + G_{cd} u + L_c w , \quad (3.24)$$

$$\dot{\hat{z}}_d = F_d \hat{z}_d + G_d u_d + L_d w , \quad (3.25)$$

$$\dot{\hat{x}}_d = F_d \hat{x}_d + G_d u_d + K_x (y - H_d \hat{x}_d) , \quad (3.26)$$

$$\dot{\hat{z}}_d = F_d \hat{z}_d + G_d u_d + K_z (y - H_d \hat{z}_d) , \quad (3.27)$$

$$u_d = C_d \hat{z}_d , \quad (3.28)$$

$$u = u_d + C_e (\hat{x}_d - \hat{z}_d) , \quad (3.29)$$

$$y = H_d x_d + H_{dc} x_c + v . \quad (3.30)$$

Os ganhos C_d , C_e , K_x , K_z devem ser projetados para:

- a) associar z_d aos objetivos de engenharia;
- b) anular ou pelo menos minizar, segundo alguma norma, a diferença entre $\hat{z}_d$ e $\bar{x}_d$; isto equivale a anular ou pelo menos minimizar os efeitos dos acoplamentos F_{dc} e H_{dc} ;
- c) realizar estimativas não-tendenciosas de x_d através de $\bar{x}_d$; nesse caso, pressupõem-se observações em quantidade e precisão compatíveis a pouca confiabilidade da modelagem de trabalho;
- d) realizar estimativas de z_d através de $\hat{z}_d$ com um mínimo de tendenciosidades, em confronto com a capacidade de acomodação de $\hat{z}_d$ as perturbações $\bar{w}$;
- e) permitir a $\hat{z}_d$ suficiente capacidade de acomodação a erros de erros de estimativas iniciais e às perturbações aleatórias $\bar{w}$.

O cálculo de C_d , C_e , K_x , K_z , considerando globalmente as Equações de 3.23 até 3.30, é difícil e parece não ser necessário. A seguir é apresentado heurísticamente um procedimento para o cálculo destes ganhos, com bom resultado para o importante problema do Capítulo 4.

A característica principal do procedimento é definir objetivos específicos para cada um desses ganhos, de modo que possam ser calculados independentemente.

Os ganhos K_z e K_x , com características de divergência e não-divergência respectivamente, devem ser calculados por técnicas usuais de cálculo de ganho de modo a satisfazer os requisitos de construção do esquema proposto. Uma destas técnicas seria análise pura e simples destes ganhos através de estudos de estabilidade. Ganhos fortes corresponderiam a filtro com "memória curta" e especial valoriza

ção das observações recentes, ganhos fracos, filtros com relativo desprezo às observações recentes e especial aplicação à modelagem. Uma outra técnica denominada filtro de covariância constante é apresentada na Seção 2.5.

Os ganhos C_d e C_e são projetados em dois níveis. Um primeiro que, através de C_d , o sistema básico satisfaça os requisitos de engenharia, e um segundo que, através de C_e , o sistema de compensação anule o desvio de modelagem acumulado.

A anulação do desvio de modelagem corresponde a um problema de rastreo do estado $\hat{x}_d$ para o estado $\hat{z}_d$. Para as condições dinâmicas em que $\hat{z}_d$ varia lentamente em relação a $\hat{x}_d$, a suposição de $\hat{z}_d$ ser constante ou equivalente $\hat{z}_d$ ser identicamente nulo como condição de projeto, pode ser justificada. Por outro lado, para condições dinâmicas diferentes, o problema de rastreo necessita incluir as variações de $\hat{z}_d$ e o projeto necessitaria envolver simultaneamente as Equações de 3.23 até 3.30. A utilização da condição $\hat{z}_d$ ser identicamente nula transforma as Equações de 3.23 até 3.30, para efeito do projeto de C_e , em:

$$\dot{\hat{x}}_d = F_d \hat{x}_d + F_{dc} x_c + G_d \delta u + w_d , \quad (3.31)$$

$$\dot{\hat{x}}_c = F_{cd} \hat{x}_d + F_c x_c + G_{cd} \delta u + w_c , \quad (3.32)$$

$$\dot{\hat{x}}_d = F_d \hat{x}_d + K_x (y - H_d \hat{x}_d) , \quad (3.33)$$

$$\delta u = C_e \hat{x}_d , \quad (3.34)$$

$$y = H_d \hat{x}_d + H_{dc} x_c + v . \quad (3.35)$$

O controle para a anulação do efeito do desvio da modelagem, no sistema das Equações de 3.31 até 3.35, corresponde ao controle

para a anulação de x_d e x_c ; dado que a referência é identicamente nula. Como além disso o ganho K_x é projetado para que a estimativa seja não-divergente, é fácil ver que um projeto com base nestas equações corresponde a um projeto normal como o esquema da Figura 3.4.

Uma forma de encontrar o ganho C_e seria otimizar alguma norma que envolva x_d e x_c globalmente. Geromel e Bernussou (1982) resolvem problema semelhante para a aplicação em controle descentralizado e propõem técnicas de inicialização e de independência da condição inicial na otimização.

O ganho C_e para o problema do Capítulo 4 foi determinado utilizando o regulador linear quadrático com matrizes de custo A e B (Equação 3.36) escolhidas através de simulações:

$$J = \int_0^{\infty} x_d^T A x_d + \delta u^T B \delta u dt . \quad (3.36)$$

Uma solução com ganho constante pode ser obtida resolvendo:

$$\dot{S} = -S F_d - F_d^T S + S G_d B^{-1} G_d^T S - A = 0 , \quad (3.37)$$

e o ganho dado por:

$$C_e = B^{-1} G_d^T S . \quad (3.38)$$

O controle u_d do sistema básico deve ser projetado de modo que o controle satisfaça os requisitos de engenharia associados ao sistema de controle; como por exemplo um índice de desempenho associado, tempos de respostas, vínculos às variáveis de controle e vínculos nas variáveis de estado. Neste caso também é possível utilizar como ferramenta de síntese a equação de Riccati:

$$\dot{S} = -SF_d - F_d^T S + SG_d \bar{B}^{-1} G_d^T S - \bar{A} = 0, \quad (3.39)$$

e o ganho dado por:

$$C_d = \bar{B}^{-1} G_d^T S, \quad (3.40)$$

e o controle dado por:

$$u_d = C_d x_d. \quad (3.41)$$

A escolha de A e B deve ser orientada pelos requisitos impostos de engenharia. Alguns autores sugerem maneiras para a escolha desses ganhos, por exemplo Bryson e Ho (1975). No entanto, parece ser indispensável um processo iterativo de análise que envolva obtenção do ganho, estudos de auto-valores ou simulações.

No problema estocástico as equações correspondentes aos controles de compensação e básico são respectivamente dadas por:

$$\delta u = C_e \hat{\delta x}_d \quad (3.42)$$

e:

$$u_d = C_d \hat{x}_d. \quad (3.43)$$

3.3.3 - ESTABILIDADE GLOBAL

Na Seção 3.3.2 discutiu-se a possibilidade de anulação, ou pelo menos da minimização dos efeitos de acoplamento dos termos H_{dc} e F_{dc} . Foi visto, também na Seção 3.3.1, que o termo H_{dc} produz efeitos de acoplamento semelhantes ao de F_{dc} . É fácil ver que, se o efeito do acoplamento através de H_{dc} for anulado, a possibilidade de instabilização global do sistema devido a este termo é anulada; já que ele não faz parte diretamente da dinâmica do sistema.

A questão principal é então analisar as consequências da anulação do efeito do termo de acoplamento F_{dc} . Considere-se a parte determinística do sistema de avaliação:

$$\dot{x} = Fx + Gu, \quad (3.44)$$

onde:

$$F = \begin{bmatrix} F_d & F_{dc} \\ F_{cd} & F_c \end{bmatrix}, \quad (3.45)$$

$$G^T = [G_d^T \quad G_{cd}^T], \quad (3.46)$$

e:

$$u = C_d x_d, \quad (3.47)$$

substituindo as Equações de 3.45 até 3.47 na Equação 3.44, tem-se:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} (F_d + G_d C_d) & F_{dc} \\ (F_{cd} + G_{cd} C_d) & F_c \end{bmatrix}, \quad (3.48)$$

ou:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} \bar{F}_d & F_{dc} \\ \bar{F}_{cd} & F_c \end{bmatrix}. \quad (3.49)$$

Os auto-valores (p) de $\bar{F}$ podem ser determinados através do polinômios característicos:

$$P(p) = \det \begin{bmatrix} (\bar{F}_d - pI) & F_{dc} \\ \bar{F}_{cd} & (F_c - pI) \end{bmatrix}, \quad (3.50)$$

onde I é matriz de identidade com dimensão apropriada.

O polinômio característico pode ser reescrito nas formas alternativas:

$$P(p) = \det(F_c - pI) \det(\bar{F}_d - pI + F_{dc}(F_c - pI)^{-1}\bar{F}_{cd}) = 0, \quad (3.51)$$

ou:

$$P(p) = \det(\bar{F}_d - pI) \det(F_c - pI + \bar{F}_{cd}(\bar{F}_d - pI)^{-1}F_{dc}) = 0, \quad (3.52)$$

quando $F_{dc} = 0$, as Equações 3.41 e 3.42 tornam-se:

$$P_d(p) = \det(\bar{F}_d - pI) = 0 \quad (3.53)$$

e

$$P_c(p) = \det(F_c - pI) = 0. \quad (3.54)$$

A Equação 3.53 fornece os auto-valores $p(d)$ correspondentes ao subsistema "d" que pode ser projetado para ser estável através do controlador básico. A Equação 3.54 fornece os auto-valores originais de F_c os quais não são afetados pelo controle.

A estabilidade do sistema global para a situação em análise, ou seja, sistemas dominante e complementar estáveis e os termos F_{dc} e H_{dc} nulos, pode ser provada também como a seguir. Se o sistema dominante é estável, o sistema $(F_d, F_{dc}, G_d, H_{dc})$ é estável porque ambos são idênticos. Isto permite afirmar que as perturbações do sistema dominante sobre o sistema complementar tendem a zero quando o tempo ten

de a infinito, ou seja $(F_c F_{cd})$ tende a F_c quando o tempo tende a infinito.

A análise anterior garante a estabilidade do sistema global. Além disto, tem-se um desempenho do sistema que tende para ótimo, já que o projeto pode ser considerado como realizado através de um modelo de trabalho realista, pois o sistema real tende a se comportar como este modelo.

3.4 - SISTEMAS DESCENTRALIZADOS

As técnicas de controle descentralizado propostas na literatura são essencialmente baseadas no estudo de estabilidade, controlabilidade e observabilidade dos subsistemas e no estudo da natureza do acoplamento (Sandell et alii, 1978).

Geromel e Bernussou (1982) propõem técnicas para o cálculo dos ganhos de filtros e controladores em sistemas descentralizados, sem a realização de hipóteses associadas aos termos de acoplamento através de variáveis de estado. Davison (1976) demonstra que a hipótese de controlabilidade e de observabilidade dos subsistemas é suficientemente forte para garantir que o sistema global é estabilizável por controle descentralizado, a menos de situações atípicas.

Os sistemas descentralizados possuem características inerentes de subotimalidade em relação aos centralizados. Isto acontece devido a restrições impostas aos controladores e observadores, na medida que cada variável de controle é imposta como uma função de partição de estado e cada variável de observação é utilizada em correspondência para a determinação de uma destas partições. As características do acoplamento podem ser um indicador do grau de subotimalidade. Duas classes de acoplamento são estudadas como possuidoras de características favoráveis à descentralização. Uma primeira é aquela do acoplamento fraco (Loose and Sandell, 1982; Sandell et alii, 1978; Milne, 1965) no qual a influência relativamente pequena das variáveis de comunicações

entre os subsistemas admite as simplificações necessárias no projeto do sistema, e uma segunda classe, a denominada acoplamento forte através das variáveis de estado com equações correspondentes singularmente perturbadas (Sandell et alii, 1978; Haddad, 1976), possui solução simples na medida que estas variáveis podem ser representadas por uma função das demais.

Considere-se um sistema na forma:

$$\dot{x} = Fx + Gu + Lw , \quad (3.55)$$

$$y = Hx + v . \quad (3.56)$$

Uma forma de descentralização do sistema apresentado pelas Equações 3.55 e 3.56 é a decomposição em subsistemas com variáveis de estado, controle e observação disjuntas, ou seja, dada uma destas variáveis deve ser associada somente a um único subsistema. Considere-se, sem perda de generalidade para a análise pretendida, uma subdivisão em dois subsistemas "d" e "c". Neste caso as matrizes correspondentes às Equações 3.55 e 3.56 podem ser representadas como a seguir:

$$F = \begin{bmatrix} F_d & F_{dc} \\ F_{cd} & F_c \end{bmatrix} , \quad (3.57)$$

$$G = \begin{bmatrix} G_d & G_{dc} \\ G_{cd} & G_c \end{bmatrix} , \quad (3.58)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_c \end{bmatrix} , \quad (3.59)$$

$$H = \begin{bmatrix} H_d & H_{dc} \\ H_{cd} & H_c \end{bmatrix}. \quad (3.60)$$

O controle com base em modelos dinâmicos truncados e os sistemas descentralizados guardam estreito relacionamento; portanto, as técnicas desenvolvidas para um podem eventualmente ser aplicadas para outro. Um subsistema de um sistema descentralizado pode ser considerado análogo ao modelo de trabalho de um sistema truncado, a menos de eventuais consequências do fato que nos sistemas descentralizados as variáveis complementares do sistema em análise são previstas para ser controladas; o que não é o caso das variáveis truncadas, embora devam possuir características de auto-estabilização. A seguir é colocado o problema de controle descentralizado e feito um paralelo com sistemas de ordem reduzida. O objetivo é mostrar o potencial da técnica proposta para aplicação em controle descentralizado.

Algumas aplicações envolvem simultaneamente descentralização e redução de ordem. Um exemplo é o sistema de controle de atitude de um satélite com painéis flexíveis, em que o controle de rotação destes painéis é feito de forma independente. Este problema poderia ser analisado de forma global para uma potencial aplicação da técnica de compensação de erro proposta. No entanto, parece suficiente mostrar, para efeito de potencial aplicação da técnica proposta, a possibilidade de tornar um modelo descentralizado equivalente a um modelo de ordem reduzida.

Considere-se a dinâmica do sistema representada por:

$$F = \begin{bmatrix} F_d & F_{dc} \\ F_{cd} & F_c \end{bmatrix}, \quad (3.61)$$

$$G = \begin{bmatrix} G_d & G_{dc} \\ G_{cd} & G_c \end{bmatrix}, \quad (3.62)$$

$$H = \begin{bmatrix} H_d & H_{dc} \\ H_{cd} & H_c \end{bmatrix}, \quad (3.63)$$

e uma lei de controle que estabilize o sistema complementar (F_c, G_c) em um esquema adaptativo ou não, por exemplo conforme a Figura 3.4.

Suponha o controle na forma determinística:

$$u = C_c x_c, \quad (3.64)$$

introduzindo o controle u (Equação 3.64) na planta do sistema, as Equações de F e G tornam-se:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} F_d & (F_{dc} + G_{dc} C_c) \\ F_{cd} & (F_c + G_c C_c) \end{bmatrix}, \quad (3.65)$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} G_d \\ G_{cd} \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Os termos H_c e H_{cd} necessitam ser eliminados para que a equivalência entre as Equações de 3.57 até 3.60 e as Equações de 3.8 até 3.13 seja completa. O termo H_c participa exclusivamente na determinação da estimativa de x_c e pode ser eliminado utilizando o princípio da certeza equivalente.

O termo H_{cd} possui características importantes de acoplamento entre os dois subsistemas, semelhantes ao do termo F_{cd} , na medi

da que introduz efeitos do estado do subsistema "d" sobre o subsistema "c", embora implicitamente associada a observações de estado corrompidas por perturbações do subsistema "d". Desta forma, podem ser incorporadas a um termo do tipo F_{cd} , e tem-se uma relação de equivalência com as Equações de 3.8 até 3.13 como a seguir:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} F_d & \bar{F}_{dc} \\ F_{cd} & \bar{F}_c \end{bmatrix}, \quad (3.67)$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} G_d \\ G_{cd} \end{bmatrix}, \quad (3.68)$$

$$\bar{H} = [H_d \quad H_{dc}], \quad (3.69)$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_c \end{bmatrix}. \quad (3.70)$$

A técnica de adaptação proposta é em potencial uma ferramenta para controle de sistemas descentralizados. Os subsistemas seriam projetados independentemente utilizado adaptação naqueles em que os efeitos do acoplamento forem críticos.

Uma observação importante, quando utilizada a técnica de cálculo de ganho proposta na Seção 3.3.2, refere-se aos ganhos que podem ser determinados em dois níveis. Um primeiro, de forma descentralizada, para impor os objetivos de engenharia de cada subsistema, quando estes forem compensados através do cálculo dos ganhos dos controladores básicos. Um segundo, para o cálculo dos ganhos dos subsistemas sem compensadores de erro e para os controladores de compensação nos sistemas compensados, utilizando alguma técnica que otimize globalmente o sistema como a desenvolvida por Geromei e Bernussou (1982).

CAPÍTULO 4

APLICAÇÃO NUMÉRICA

4.1 - INTRODUÇÃO

O desenvolvimento da tecnologia dos microprocessadores, no que se refere a custo, desempenho e confiabilidade, indica-os para aplicação em sistemas de controle. Uma destas aplicações é o controle do movimento de atitude de satélites. No entanto, muitos satélites, para ser modelados com boa eficiência, exigem modelos de trabalho complexos, o que resultaria em leis de controle complexas e incompatíveis com os microprocessadores.

Skelton e Likins (1978) e Larson e Likins (1977) utilizaram em testes, para aplicação de controladores e compensadores de erro, uma espaçonave com propulsão solar elétrica. Esta espaçonave utiliza grandes painéis com alta flexibilidade, possui modos de vibração com baixas frequências e requer modelagem com ordem elevada para a representação com alguma fidelidade.

As características do modelo dinâmico dessa espaçonave são adequadas para os estudos propostos neste trabalho. Em Larson e Likins (1977) são apresentados resultados de simulações que envolvem o projeto de filtros e controladores contínuos. Estes resultados mostram que o projeto de um esquema de controle que utiliza modelo reduzido é um problema crítico.

Um outro aspecto que justifica o interesse de utilizar para testes um modelo de satélite com apêndices flexíveis é que a segunda missão espacial brasileira colocará em operação um satélite estabilizado em três eixos, e que utilizará painéis flexíveis. Além disto, por ser um satélite de sensoriamento remoto necessita de uma grande precisão de apontamento.

4.2 - MODELOS DE AVALIAÇÃO E TRABALHO

A espaçonave solar-elétrica é projetada para utilizar propulsão solar-elétrica em suas manobras no espaço. Por este motivo ela é projetada para utilizar enormes painéis flexíveis, o que torna a dinâmica do sistema particularmente complexa. A Figura 4.1 apresenta um desenho esquemático da espaçonave.

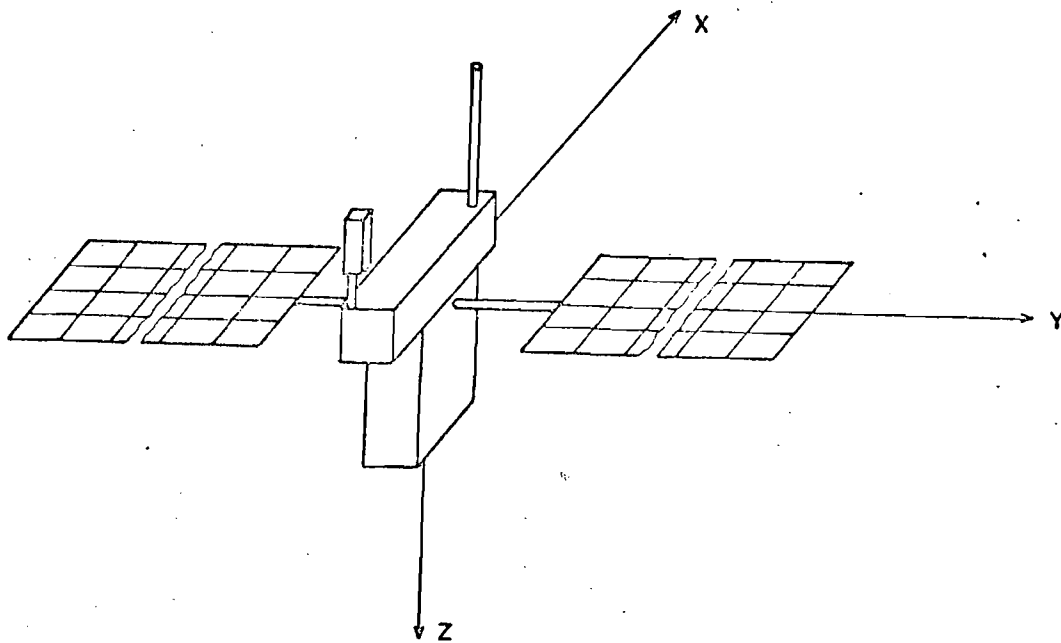


Fig. 4.1 - Desenho esquemático do satélite.

A seguir, é apresentada, com base em Skelton e Likins (1978) e Larson e Likins (1977), a modelagem correspondente ao movimento de rotação em um eixo. A modelagem e os valores numéricos apresentados correspondem ao eixo que possui maiores influências dos efeitos de flexibilidade dos painéis (Figura 4.1).

Os valores numéricos utilizam os seis modos de vibração com maiores influências sobre a modelagem de corpo rígido. O modelo de avaliação gerado é de ordem quatorze:

$$\dot{x} = Fx + Gu + Lw , \quad (4.1)$$

$$y = Hx + v , \quad (4.2)$$

onde x é o vetor de estado (dimensão $n \times 1$) decomposto em ângulo de apontamento (θ_x), variáveis nodais (s), e respectivas velocidades; y é o vetor de observações (dimensão $m \times 1$):

$$F = \begin{bmatrix} 0 & I \\ J^{-1}V_1 & J^{-1}V_2 \end{bmatrix} , \quad (4.3)$$

$$G = L = \begin{bmatrix} 0 \\ J^{-1}b_r \end{bmatrix} , \quad (4.4)$$

$$x = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} , \quad (4.5)$$

$$q = \begin{bmatrix} \theta_x \\ s \end{bmatrix} , \quad (4.6)$$

$$J = \begin{bmatrix} J_{xx} & -g^T \\ -g & I \end{bmatrix} , \quad (4.7)$$

$$V_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -2C_a f \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

$$V_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -f^2 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

$$f = \text{diag}(f_1, f_2, \dots, f_r), \quad (4.10)$$

$$H = (H_s \quad 0), \quad (4.11)$$

$$b_r = \begin{bmatrix} -b \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

$$s^T = (s_1, s_2, \dots, s_r), \quad (4.13)$$

$$g^T = (g_1, g_2, \dots, g_r), \quad (4.14)$$

$$Q = E(w \cdot w^T), \quad (4.15)$$

$$R = E(v \cdot v^T). \quad (4.16)$$

As frequências e parâmetros de acoplamento dos modos de vibração mais significativos (Larson and Likins, 1977) são apresentados na Tabela 4.1. Os demais parâmetros são o coeficiente de amortecimento, $C_a = .005$; o empuxo nominal, $b = 1,12$; a escala do sensor, $H_{sx} = 300.$; o momento de inércia, $J_{xx} = 33353.$; a covariância do ruído de observação, $R = 2.1025E-8$; a covariância do ruído do estado, $Q = 1.E-6$.

TABELA 4.1

FREQUÊNCIAS E PARÂMETROS DE ACOPLAMENTOS

MODO NÚMERO i	FREQUÊNCIA (HERTZ) f_i	ESCALAR DE ACOPLAMENTO (g)
1	0.07	172.16
7	0.106	+ 4.95
9	0.156	-41.33
15	0.228	2.48
17	0.236	- 1.63
19	0.239	12.22

Os valores numéricos são obtidos de Larson e Likins (1977) e Skelton e Likins (1978), Larson e Likins (1977) acrescentam uma variável, para efeito de modelagem da dinâmica do sensor, resultando em um modelo de avaliação de ordem quinze. Esta variável não é incluída no modelo utilizado neste trabalho pelo interesse especial na análise dos efeitos da flexibilidade dos painéis, e porque segundo Skelton e Likins (1978) a inclusão desta variável nada altera a resposta do modelo.

O modelo de trabalho adotado é o modelo de ordem dois, ou seja, o modelo de corpo rígido. O intuito disto é reduzir ao máximo a ordem do sistema de controle, o que salienta as diferenças em relação ao modelo de avaliação. Para este modelo as equações correspondentes e valores numéricos são obtidos através das Equações de 4.3 até 4.16 com $n = 2$, o que resulta em $F_{11} = 0.$; $F_{12} = 1.$; $F_{21} = 0.$; $F_{22} = 0.$; $L_{11} = G_{11} = 0.$; $L_{21} = G_{21} = - 3.35E-4$; $H_{11} = 300.$; $H_{21} = 0.$;

$R_{11} = 2.1025E-8$; $Q_{11} = 1.E-6$. É interessante observar que esta forma de obtenção do modelo de trabalho corresponde ao truncamento no sistema de variáveis híbridas (Larson and Likins, 1977; Likins et alii, 1976). O truncamento do modelo de avaliação na forma de variáveis de estado (Equações 4.1 e 4.2) resultaria em valores diferentes para G e L .

O torque atuador sobre a dinâmica do satélite é obtido através de empuxos constantes com direções opostas, e uma variação angular destas direções de modo a permitir uma variação contínua dos valores deste torque. Os valores numéricos deste ângulo de controle podem atingir a saturação: neste caso existe a possibilidade de reprojeter o sistema atuador utilizando motores de empuxo mais potentes (Larson and Likins, 1977). Desta forma, não será considerado nas simulações o problema de saturação dos ângulos de controle.

4.3 - AVALIAÇÃO NUMÉRICA

4.3.1 - INTRODUÇÃO

Os efeitos de desvio da modelagem de trabalho e avaliação são maiores conforme a intensidade dos torques de controle aplicados. Para torques de controle suficientemente pequenos os efeitos de interação painéis-corpo rígido podem ser insignificantes; no entanto, neste caso, as respostas do sistema a perturbações externas e o desempenho do sistema podem ser insuficientes. Larson e Likins (1977) realizaram simulações que envolveram dois níveis de torque: um primeiro chamado nominal ou baixo empuxo, e um segundo com torques da ordem de dez vezes maior, denominado alto empuxo.

As simulações realizadas reproduzem esses dois níveis de controle para as condições de modelagem da Seção 4.2 e o esquema de controle discretizado, com período de amostragem ($T_k = .1$ segundos), para o esquema normal da Figura 3.4. O objetivo desta simulação é servir pa

ra comparar os resultados da simulação realizada utilizando o sistema com compensação apresentados na Figura 3.3, e para ilustrar os efeitos de perturbação introduzidos pelos painéis.

A simulação realizada para o sistema com compensação (Figura 3.3) utiliza no sistema básico os ganhos elevados correspondentes aos ganhos para alto empuxo do esquema não-compensado. O objetivo, neste caso, é simular o caso crítico que corresponde à obtenção de baixos tempos de resposta.

4.3.2 - CÁLCULOS DE GANHOS PARA FILTROS E CONTROLADORES

A Seção 3.3.2 propõe um procedimento para o cálculo dos ganhos dos filtros e controladores (K_x , K_z , C_d , C_e) envolvidos no esquema da Figura 3.3. A idéia básica do procedimento é caracterizar os objetivos específicos para cada um destes ganhos. Os ganhos associados aos filtros e aos controladores podem ser projetados (Seção 3.3.2) utilizando o modelo de trabalho (F_d , G_d , L_d , H_d). Desta forma, os ganhos dos filtros e controladores podem ser calculados utilizando técnicas usuais para esquemas não-compensados, tais como filtro de Kalman e regulador de Riccati.

As técnicas utilizadas para a determinação dos ganhos foram apresentadas na Seção 2.5. O modelo de trabalho de ordem dois utiliza os parâmetros: $F_{11} = 0.$; $F_{12} = 1.$; $F_{21} = 0.$; $F_{22} = 0.$; $L_{11} = G_{11} = 0.$; $L_{21} = G_{21} = -3.35E-4$; $H_{11} = 300.$; $H_{21} = 0.$; $R_{11} = 2.1025E-8$ e $Q_{11} = 1.E-06$.

O ganho do controlador é determinado através da solução da equação de Riccati. As matrizes de ganho A e B (Seção 2.5) são escolhidas por critérios de engenharia. Um primeiro é que o desvio angular e a velocidade do desvio angular devem ser mantidos o mais próximo possível de zero. Um segundo é que o controle deve ser limitado superiormente, ou seja:

$$u < u(\max) . \quad (4.16)$$

Esse segundo critério será ignorado a partir da suposição de que os controles que exigem maiores ângulos podem ser substituídos por menores ângulos e maior empuxo. O empuxo é representado pela variável (b) na Equação 4.11.

Para as matrizes A e B, adotando-se, sem perda de generalidade, o valor de $B_{11} = 1.$, os valores de A_{11} e A_{22} podem ser ponderados de modo que o controle satisfaça os critérios de engenharia. Para valores de A_{11} maiores do que $1.E+04$, os resultados mostraram-se insensíveis a variação de A_{22} . A Tabela 4.2 apresenta os resultados utilizados nas simulações.

TABELA 4.2

VALORES DE GANHOS PARA OS CONTROLES

VALORES	A_{11}	A_{22}	C_1	C_2
1	.100E+5	.100E+5	.100E+3	.245E+4
2	.100E+7	.100E+7	.100E+4	.779E+4

Os valores (1) da Tabela 4.2 foram utilizados para o controle de compensação (Figura 3.3) e para o controlador normal (Figura 3.4) no projeto que utiliza baixo empuxo. Os valores (2) foram utilizados para o controlador básico do sistema compensado (Figura 3.3) e para o controlador normal não-compensado (Figura 3.4), no projeto de alto empuxo.

O controle do sistema básico da Figura 3.3 é projetado com os ganhos (2) da Tabela 4.2 de modo a produzir respostas rápidas, quando há desvios de apontamento angular do satélite.

O controle de compensação é projetado com os ganhos (1) da Tabela 4.2 porque esses ganhos apresentam bom desempenho para a es

tabilização dos efeitos acumulados do desvio da modelagem. A característica oscilatória dos efeitos dos desvios de modelagem com períodos de oscilações curtos em relação a respostas normais em um projeto de sistemas de controle, parece indicar o compensador de baixo ganho. Eventualmente, para o caso de efeitos no desvio de modelagem de médio, longo período, ou seculares, a melhor solução para o ganho pode ser os valores elevados.

Os filtros, como foi visto na Seção 2.2, necessitam de um ganho para acrescentar as inovações e das matrizes M e I_u para propagação do estado. Estes valores são funções da taxa de amostragem que foi adotada ($T_k = .1$). O valor adotado é compatível com a frequência de amostragem do sensor e com a capacidade de processamento dos microprocessadores atuais.

As matrizes M e I_u foram obtidas através de uma expansão de primeira ordem no tempo e resultaram em: $M_{11} = 1.$; $M_{12} = .1$; $M_{21} = 0.$; $M_{22} = 1.$; $I_{u11} = -1.67E-07$ e $I_{u21} = -3.35E-06$.

Os ganhos para os filtros apresentados na Tabela 4.3 foram calculados com base nos filtros de ganho constante (Seção 2.5). Esta técnica é flexível e se constitui em uma boa orientação para os resultados, embora requeira uma análise paralela segundo os requisitos pretendidos.

Os valores (1) da Tabela 4.3 foram obtidos para possuir pouca memória e nenhuma divergência e foram calculados dentro de uma janela de 10 observações e com a matriz de covariância do ruído da dinâmica "artificialmente" aumentada de 100 vezes. Em contrapartida, os valores (2) foram calculados dentro de uma janela de 100 observações para possuírem características especiais de divergência (Seção 3.4).

TABELA 4.3

VALORES DE GANHOS PARA OS FILTROS

VALORES	K_1	K_2
1	.117E-2	.183E-2
2	.189E-3	.546E-4

Os valores (1) da Tabela 4.3 foram utilizados para o filtro não-divergente do sistema compensado e para os testes correspondentes ao sistema normal não-compensado. Os valores (2) da Tabela 4.3 foram utilizados exclusivamente para o filtro divergente do sistema compensado, já que os testes para ilustrações com este filtro para o sistema normal com ganho no controle de alto empuxo resultaram em um controlador instável.

4.3.3 - RESULTADOS

Como foi visto na Seção 4.2 o modelo de avaliação utilizado é de ordem quatorze e o de trabalho, de ordem dois. Pretende-se, nessa seção, apresentar, para o modelo de trabalho utilizado, resultados do sistema normal sem compensação (Figura 3.4) e do sistema compensado (Figura 3.3) visando uma análise absoluta e comparativa de cada esquema. Os valores de ganhos utilizados foram aqueles apresentados na Seção 4.3.

Os testes realizados através da simulação digital procuram varrer todas as possibilidades de resultados, segundo os ganhos de filtros e controladores apresentados na Seção 4.3. A simulação foi realizada através da utilização de processamento concorrente (Ceballos, 1983) o que simplificou sobremaneira o "software" desenvolvido. O tempo físico para o término da simulação foi de 200 segundos. O desvio an

gular inicial suposto foi de 5 milirradianos. Os erros máximos absoluto e relativo admissíveis foram, na integração numérica de $1.E-06$; os valores iniciais estimados para todos testes foram respectivamente. 45 milirradianos para desvios angulares e valores nulos para velocidades. As configurações de testes são descritos a seguir:

- a) Foi utilizado o sistema com compensação, onde o filtro básico e o filtro compensado foram projetados respectivamente com os ganhos (2) e (1) da Tabela 4.3, e o controlador básico e o controlador de compensação, respectivamente com os ganhos (2) e (1) da Tabela 4.2. Observe-se que o controlador resultante é um controlador de alto empuxo, o que permite respostas rápidas ao sistema. Os resultados principais desta simulação são apresentados nas Figuras de 4.2 até 4.7.
- b) Foi utilizado o sistema não-compensado com o filtro projetado com o ganho (1) da Tabela 4.3, e o controlador de baixo empuxo, isto é, com o ganho (1) da Tabela 4.2. Os resultados principais dessa simulação são apresentados nas Figuras de 4.8 até 4.11.
- c) Foi utilizado o sistema não-compensado com o filtro projetado com o ganho (1) da Tabela 4.3, e o controlador de alto empuxo, isto é, com o ganho (2) da Tabela 4.2. Os resultados principais são apresentados nas Figuras de 4.12 até 4.15.
- d) Foi utilizado o sistema não-compensado com o filtro projetado com o ganho (2) da Tabela 4.3, e o controlador de alto empuxo. Não foram apresentados resultados para este esquema de controle, porque o esquema resultou instável.

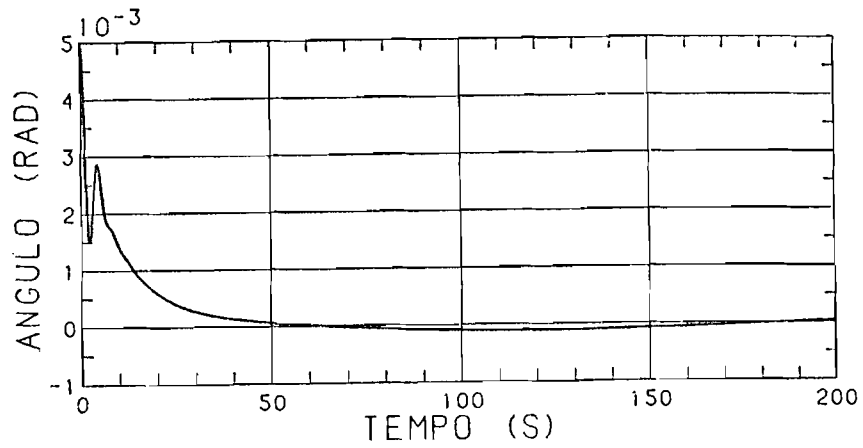


Fig. 4.2 - Desvio angular verdadeiro para o sistema compensado.

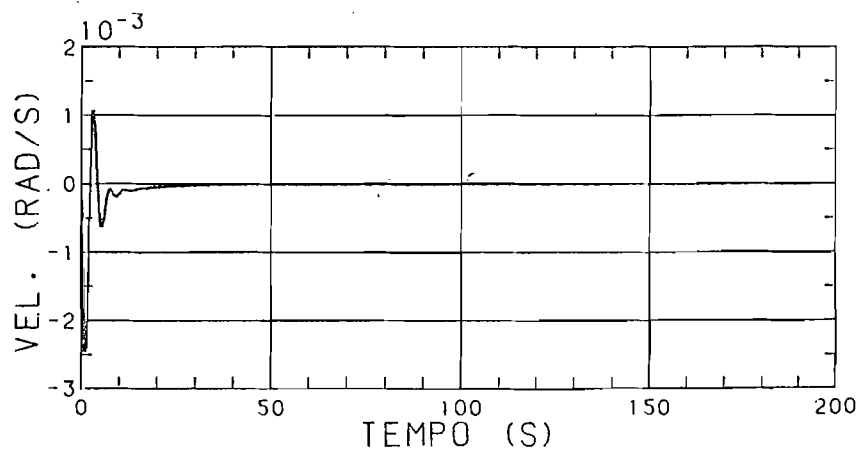


Fig. 4.3 - Velocidade angular verdadeira para o sistema compensado.

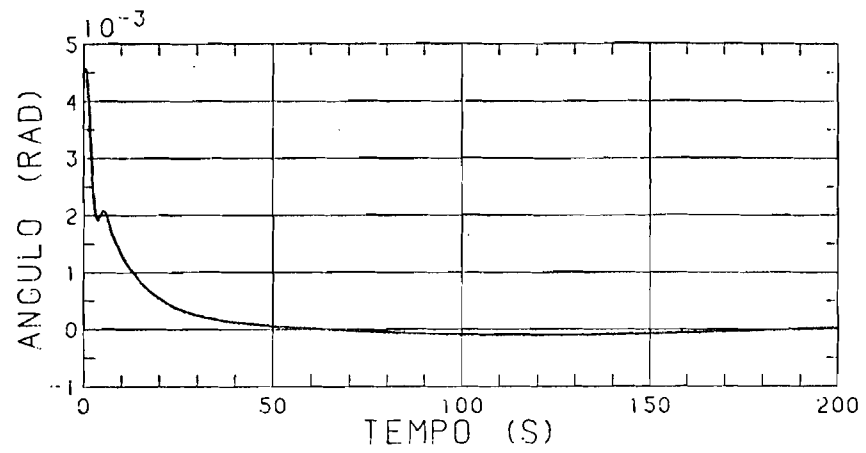


Fig. 4.4 - Desvio angular estimado pelo filtro básico do sistema compensado.

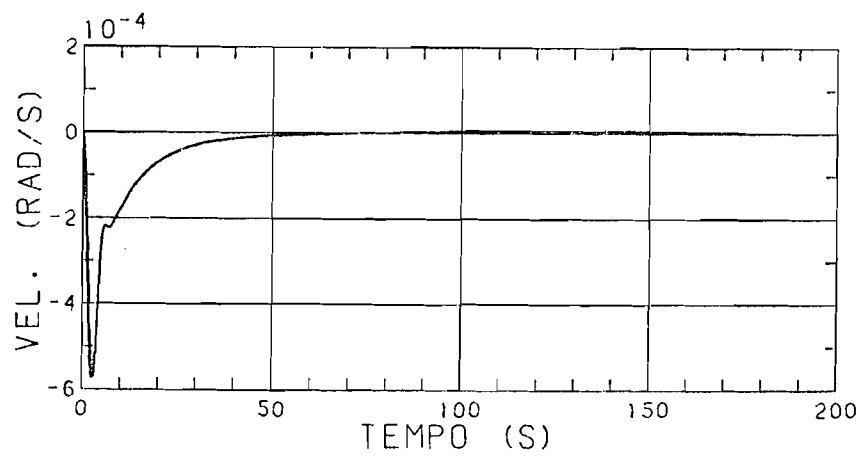


Fig. 4.5 - Velocidade angular estimada pelo filtro básico do sistema compensado.

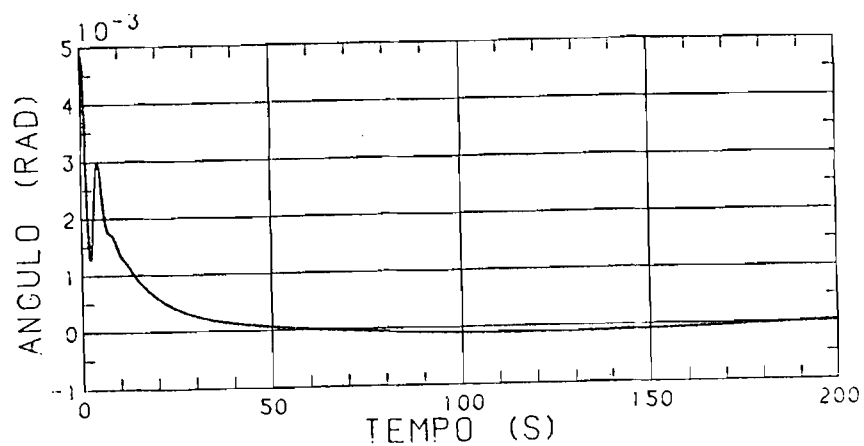


Fig. 4.6 - Desvio angular estimado pelo filtro de compensação.

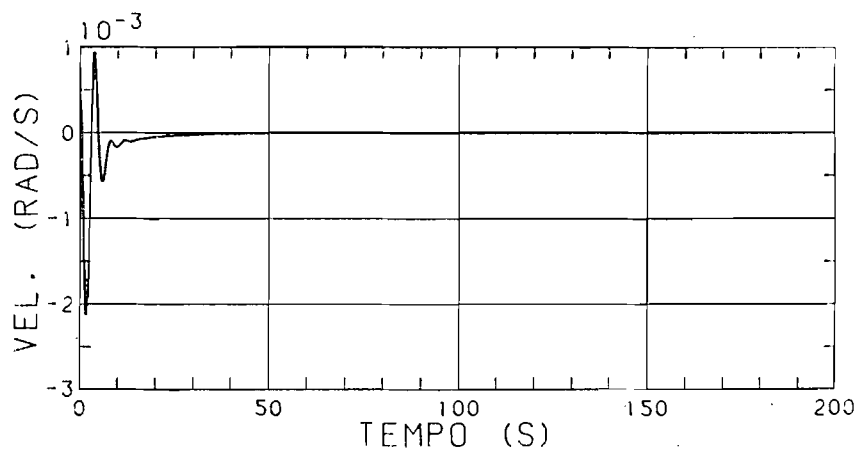


Fig. 4.7 - Velocidade angular estimada pelo filtro de compensação.

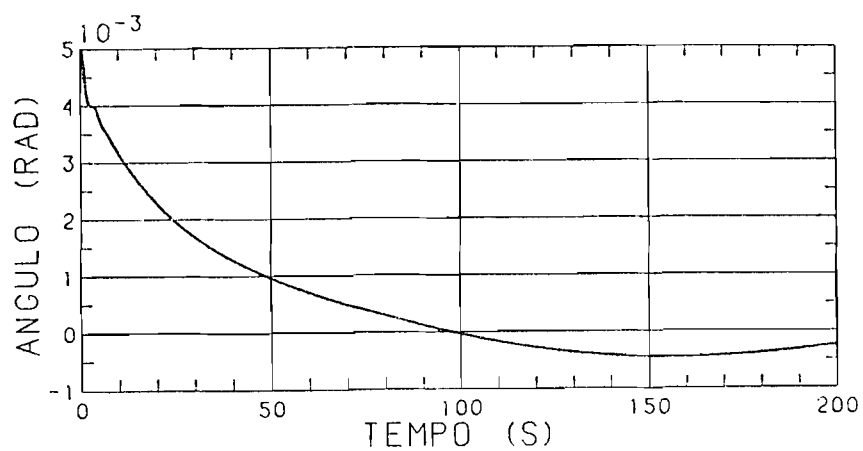


Fig. 4.8 - Desvio angular verdadeiro para o sistema normal com baixo empuxo.

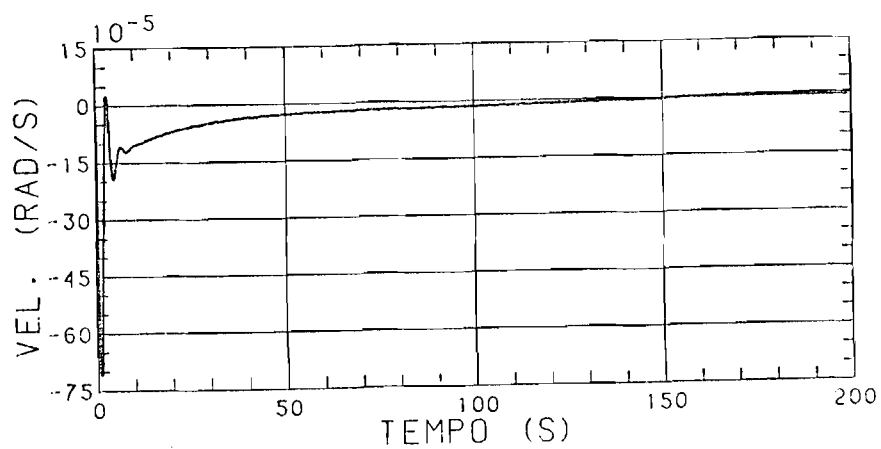


Fig. 4.9 - Velocidade angular verdadeira para o sistema normal com baixo empuxo.

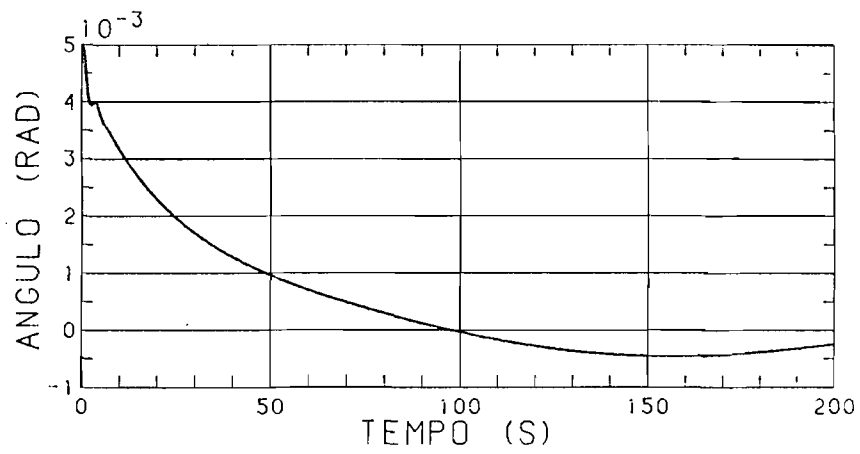


Fig. 4.10 - Desvio angular estimado para o sistema normal com baixo empuxo.

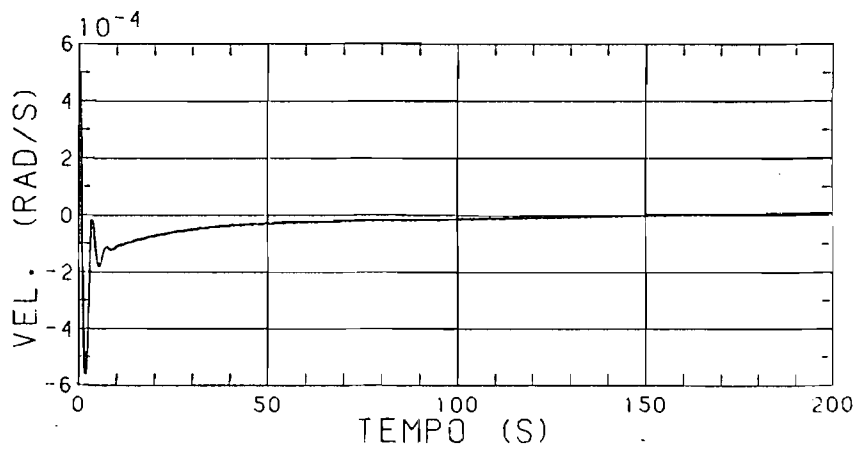


Fig. 4.11 - Velocidade angular estimada para o sistema normal com baixo empuxo.

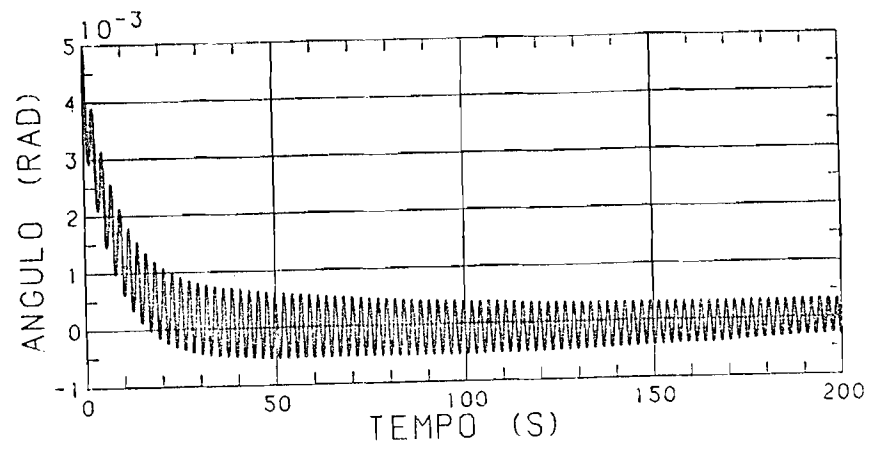


Fig. 4.12 - Desvio angular verdadeiro para o sistema normal com alto empuxo.

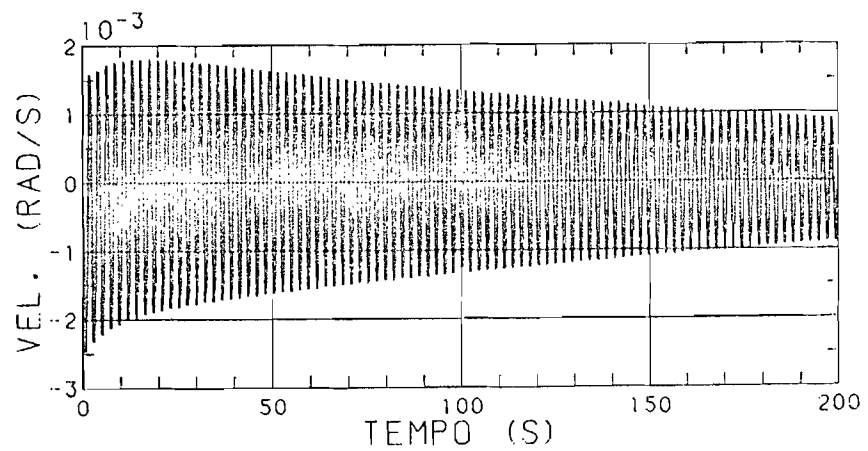


Fig. 4.13 - Velocidade angular verdadeira para o sistema normal com alto empuxo.

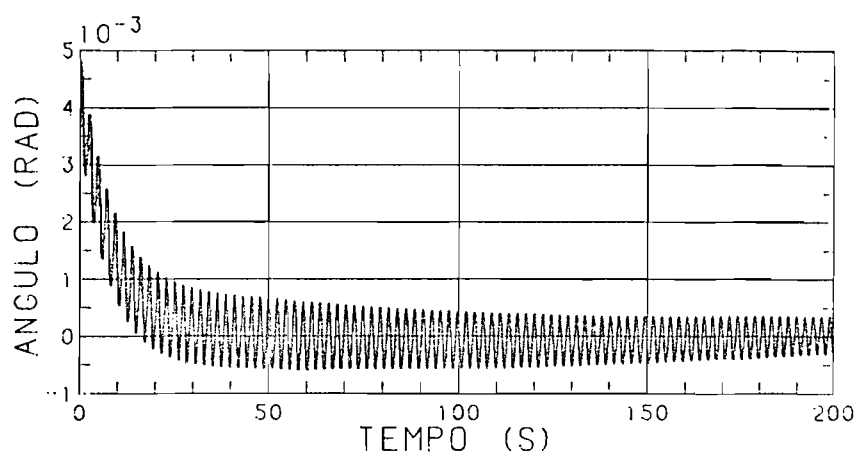


Fig. 4.14 - Desvio angular estimado para o sistema normal com alto empuxo.

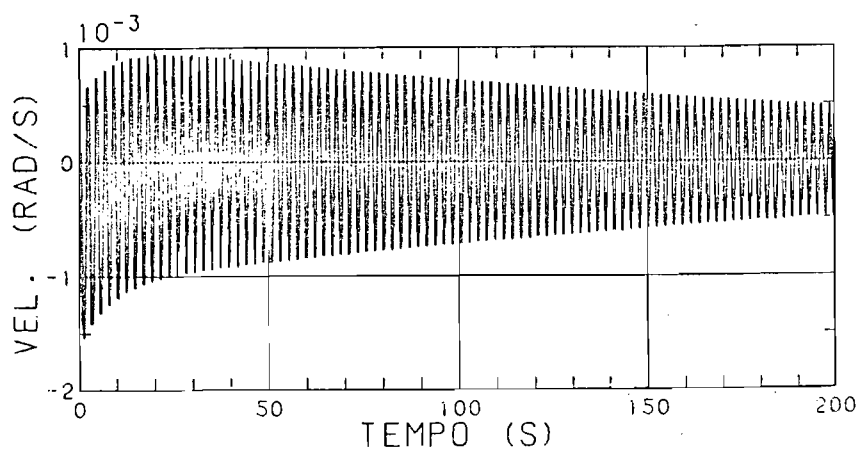


Fig. 4.15 - Velocidade angular estimada para o sistema normal com alto empuxo.

As Figuras de 4.2 até 4.15 apresentam uma série de aspectos relevantes que ilustram perfeitamente as expectativas. Alguns destes aspectos são descritos a seguir.

As Figuras 4.8 e 4.9 apresentam valores verdadeiros do desvio e velocidade angulares para o sistema normal não-compensado com baixo empuxo. Estes resultados, embora apresentem características de pouca interação com os painéis, apresentam tempo de resposta excessivamente elevada e baixa precisão de apontamento.

O caminho natural para resolver o problema anterior é utilizar ganhos que correspondam a polos mais distantes da origem. Mas, neste caso, a interação dinâmica entre os painéis e o corpo rígido do satélite é crítica. O desempenho é degradado como ilustram as Figuras 4.12 e 4.13.

As estimativas do desvio angular nos sistemas não-compensados de alto e baixo empuxo são excelentes, como mostram as Figuras 4.10 e 4.14. Essas figuras ilustram as características favoráveis de observabilidade do desvio angular. As correspondentes estimativas nos picos de velocidade angular não são perfeitas no que se refere à amplitude (Figuras 4.11 e 4.15). A localização destes picos no tempo são semelhantes ao caso real (Figuras 4.9 e 4.13).

As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam os resultados verdadeiros do desvio e velocidade angulares do sistema compensado. Os resultados são excelentes e não dão margem para comparação com os outros resultados. Além disto, dois outros aspectos previstos podem ser salientados. As estimativas do filtro básico não acompanham as oscilações reais e as estimativas do filtro de compensação não apresentam os problemas de divergência nos picos apresentadas nos filtros dos sistemas não-compensados. Esta última observação ilustra o modelo de trabalho e isso provoca efeitos positivos até mesmo no filtro de compensação.

4.4 - CONCLUSÕES

Os trabalhos de Larson e Likins (1976, 1977) apresentam como fenômenos intrigantes os seguintes fatos constatados das simula
ções:

- a) o controle projetado com um modelo de trabalho de ordem dois apresentou melhor desempenho, quando avaliado com modelo de ordem quinze do que quando avaliado com o modelo de ordem cinco;
- b) os controles que utilizam modelos de ordem dois e quatro não apresentam diferenças de desempenho, por ocasião da avaliação com modelo de ordem quinze.

O que parece explicar esse fenômeno é que o primeiro modo de vibração introduz perturbações na ordem dos demais modos de vibração acumulados e, além disso, os modos de vibração se acoplam de forma a reduzir os efeitos do modo principal. Desta forma, um modelo de avaliação que in
clui somente o termo principal pode possuir condições de projeto mais difíceis do que um modelo mais elaborado. Ou ainda, um modelo de ordem quatro pode possuir desvios em relação à modelagem de ordem quinze, na mesma ordem do que um modelo de ordem dois.

Larson e Likins (1976, 1977) concluíram, para requisitos de engenharia menos exigentes, com um projeto de baixo empuxo, que o modelo de trabalho de ordem dois é suficiente. Por outro lado, para pro
jetos com empuxos elevados, modelos de trabalho a partir de sexta or
dem são necessários.

Os modelos de trabalho de ordem elevada podem apresentar problemas de observabilidade no estimador e é de importância a preci
são destes modelos (Larson e Likins, 1976). Um desvio na frequência na ordem de 20% tornaria o estimador divergente e todo o sistema se insta
bilizaria. Este problema é especialmente crítico se consideradas as di
ficuldades de modelagem e a obtenção de valores numéricos para um saté
lite com enormes painéis.

Os resultados apresentados em Skelton e Likins (1978), para ilustrar algumas técnicas de compensação desenvolvidas, mostram alguma melhora de desempenho no controle do satélite solar elétrico. Mas, a melhoria de desempenho não é significativa a ponto de justificar um satélite com ordem fortemente reduzida.

As considerações anteriores mostram a importância dos resultados obtidos. Utilizando um modelo de trabalho de ordem dois, os resultados foram satisfatórios para requisitos correspondentes a alto empuxo. Outro aspecto é que a modelagem para ordens elevadas torna-se menos importante, já que não é utilizada no sistema de controle, mas somente para análises de avaliação. Nessa fase de análise, os parâmetros do modelo de avaliação podem ser alterados dentro de uma faixa de incerteza com relativa facilidade.

CAPÍTULO 5

CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 - CONSIDERAÇÕES BÁSICAS

A técnica de compensação desenvolvida é uma contribuição no sentido de eliminar uma lacuna de procedimento específicos para aplicação em controladores realimentados; os quais resistam a imperfeições da modelagem, isto é, resolver o problema da divergência e aproximar o desempenho dos filtros e controladores das expectativas de projeto.

A utilização da técnica proposta envolve os recursos técnicos normais extensamente desenvolvidos nas teorias de controle clássico e moderno, tais como, cálculos de ganhos ótimos, análise de estabilidade, etc. Isto é uma característica vantajosa sob o ponto de vista de aplicação em engenharia.

A aplicação básica é em sistemas ou subsistemas que possuam desvios da modelagem de trabalho em relação ao modelo real ou de avaliação. Foi visto que esta condição é muito importante no projeto de sistemas de controle com restrições de recursos computacionais e em sistemas descentralizados.

A característica de resistência a modelagens imperfeitas é importante mesmo quando a modelagem do sistema não for possível de ser realizada, ou for muito pobre; os parâmetros do sistema forem variantes no tempo; e em modelagens com deteriorações imprevisíveis.

A implementação do sistema resultante proposto pode ser feita de forma digital ou analógica, dependendo das características do projeto. A ênfase é dada para a implementação digital, pela tendência atual de evolução na aplicação de microprocessadores em controle.

O esquema do compensador é funcionalmente distribuído, o que é uma característica vantajosa muito importante, quando em sistemas complexos for indicada a utilização de processamento distribuído em "software" e "hardware".

Os trabalhos de Larson e Likins (1977), Oz e Meirovitch (1980), Meirovitch e Oz (1979 e 1980) apresentam resultados numéricos que mostram como são críticos os efeitos de flexibilidade de apêndices nos satélites. Estes resultados mostram que os controladores interagem com os efeitos de flexibilidade, mesmo um tempo relativamente longo após uma perturbação ser introduzida. Isto dificulta a obtenção dos requisitos desejados de engenharia para a estabilização. O sistema de compensação desenvolvido não apresentou este problema e permitiu um desempenho excelente para um projeto com modelo de trabalho com segunda ordem, avaliado através de um modelo de décima quarta ordem.

5.2 - DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

A expectativa de melhoria do desempenho do sistema de controle, provocada pela utilização do compensador proposto, está especialmente fundamentada no desacoplamento previsto entre os subsistemas dominante "d" e complementar "c", somente através da acomodação da parte dominante "d" do sistema à saída de um filtro com especiais características de fidelidade a um modelo básico de projeto. Foi mostrado, utilizando hipóteses de forma a garantir acomodação perfeita, que este desacoplamento é verdadeiro no caso de sistema lineares. Uma destas hipóteses diz respeito ao esquema de filtros propostos que avalia perfeitamente o desvio de modelagem, e a outra que este desvio pode ser anulado completamente através do controle de compensação. A aplicação desenvolvida no Capítulo 4 mostrou que estas hipóteses foram suficientemente satisfeitas no exemplo numérico analisado, e com o auxílio de análises através de simulações a técnica proposto pôde ser utilizada e qualificada em cada caso.

O desenvolvimento de um ferramental matemático para a análise global de estabilidade e de desempenho sem a utilização dessas hipóteses é difícil, dado o caráter estocástico e inerentemente não-linear do esquema proposto. Entende-se que o desenvolvimento deste ferramental deve acompanhar um processo associado a aplicações reais, conforme vem ocorrendo com outras técnicas adaptativas existentes (Narendra et alii, 1980; Davison and Hughes, 1982).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AOKI, M. Control of large-scale dynamic systems by aggregation. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 13(3):246-253, 1968.
- ÅSTRÖM, K.J. Design principles for self-tuning regulators. In: UNBEHAUEN, H., ed. *Methods and Applications in Adaptive Control*; Proceedings of a Symposium in Bochum, 1980. Springer Verlag, Berlin, 1980, p. 1-20 (Lectures notes in Control and Informations Sciences, 24).
- BAR-SHALOM, Y.; TSE, E. Concepts and methods in stochastic control. In: LEONDES, C.T., ed. *Control and Dynamic Systems*. New York, Acadmic, 1976, vol. 12, p. 99-172.
- BARRAUD, A.Y. An accelerated process to solve Riccati equation via matrix sign functions. In: IFAC SYMPOSIUM, Zürich, Switzerland, 1979. *Computer Aided Design of Control Systems*; Proceedings, Oxford, Pergamon, p. 9-14, 1980.
- BOCH, P.P.J.; JONGKIND, W. Model reference adaptive satellite attitude control. In: UNBEHAUEN, H., ed. *Methods and Applications in Adaptive Controle*; Proceedings of a Symposium im Bochum, 1980. Springer Verlag, Berlin, 1980, p. 209-218 (Lectures notes in Computer and Informations Sciences, 24).
- BRYSON Jr., A.E.; HO, Y.C. *Applied optimal control*. New York, John Wiley, 1975.
- CEBALLOS, D.C. Simulação digital descentralizada de sistemas de controle em subsistemas autônomos para processamento concorrente. *Encontro Nacional de Automática*, 4., Belém, 1983. Publicado como Relatório (INPE-2778-PRE/346).
- DAVISON, E.J. The robust decentralized control of a general servomechanism problem. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 21(1):14-24, 1976.

- DAVISON, E.J.; HUGHES, P.C. *A study to determine control techniques applicable to third-generation spacecraft*. Toronto, Canada, Electrical Engineering Consociates Limited, 1982. (Rep. n° EEC-C339).
- GEROMEL, J.C.; BERNUSSOU, J. Optimal decentralized control of dynamic systems. *Automatica*, 18(5):545-557, 1982.
- HADDAD, A.H. Linear filtering of singularly perturbed systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 21(4):515-519, 1976.
- HORISBERGER, H.P.; BELANGER, P.R. Solution of the optimal constant output feedback problem by conjugate gradients. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 19(4):434-435, 1974.
- ISERMANN, R. Parameter adaptive control algorithms - a tutorial. *Automatica*, 18(5):513-528, 1982.
- JAZWINSKI, A.H. *Stochastic process and filtering theory*. New York, Academic, 1970.
- JOHNSON, C.D. Theory of disturbance accommodating controllers. In: LEONDES, C.T., ed. *Control and Dynamic Systems*. New York, Academic, 1976, vol. 12, p. 387-489.
- KLEINMAN, D.L. On and interactive technique for Riccati equation computations. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 13(1):114-115, 1968.
- LARSON, V.; LIKINS, P. An application of modern control theory to an elastic spacecraft. In: EUROPEAN SPACE AGENCY. *Dynamics and Control of Non-Rigid spacecraft*, Proceedings of a Symposium held in Frascati, Italy, 24-26 may 1976. Nereilly, ESA, 1976, 221-226. (ESA SP117).
- LARSON, V.; LIKINS, P.W. Optimal estimation and control of elastic spacecraft. In: LEONDES, C.T., ed. *Control and Dynamic Systems*. New York, Academic, 1977, vol. 13, p. 285-322.
- LANDAU, I.D. *Adaptive control - the model reference approach*. New York, Marcel Dekker, 1974.

- LEVINE, W.S.; ATHANS, M. On the determination of the optimal constant output feedback gains for linear multivariable systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 15(1):44-48, 1970.
- LIKINS, P.; OHKAMI, Y.; WONG, C. Appendage modal coordinate truncation criteria in hybrid coordinate dynamic analysis. *Journal of Spacecraft*, 13(10):611-617, 1976.
- LOOSE, D.P.; SANDELL Jr, N.R. Hierarchical control of weakly-coupled systems. *Automatica*, 18(4):467-471, 1982.
- LUENBERGER, D.C. *Introduction to dynamic systems: theory models and applications*. New York, John Wiley, 1979.
- MAYBECK, P.S. *Stochastic models, estimation, and control*. New York, Academic, vol. 3, 1982.
- MEIROVITCH, L.; ÖZ, H. Modal-space control of distributed gyroscopic systems. *Journal of Guidance and Control*, 3(2):140-150, 1980.
- Observer modal control of dual-spin flexible spacecraft. *Journal of Guidance and Control*, 2(2):101-110, 1979.
- MILNE, R.D. The analysis of weakly coupled dynamical systems. *International Journal of Control*, 2:171-199, 1965.
- MOORE, B.C. Principal component analysis in linear systems: controllability, and model reduction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 26(1):17-32, 1981.
- NARENDRA, K.S.; PETERSON, B.B. Recent developments in adaptive control. In: UNBEHAUEN, H., ed. *Methods and Applications in Adaptive Control*, Proceedings of a Symposium in Bochum, 1980. Springer Verlag, Berlin, 1980, p. 85-101 (Lectures notes in Control and Informations Sciences, 24).
- O'REILLY, J. Optimal low-order feedback controllers for linear discrete-time systems. In: LEONDES, C.T., ed. *Control and Dynamic Systems*, New York, Academic, 1980, vol. 16, p. 335-367.

- ÖZ, H.; MEIROVITCH, L. Optimal modal-space control of flexible gyroscopic systems. *Journal of Guidance and Control*, 3(2):218-226, 1980.
- ÖZ, H.; MEIROVITCH, L.; JOHNSON Jr, C.R. Some problems associated with digital control of dynamical systems. *Journal of Guidance and Control*, 3(6):523-528, 1980.
- PARKS, P.C.; SCHAUFELBERGER; SCHIMID, C.; UNBEHAUEN, H. Applications of adaptive control systems. In: UNBEHAUEN, H., ed. *Methods and Applications in Adaptive Control*, Proceedings of a Symposium in Bochum, 1980. Springer Verlag, Berlin, 1980, p. 161-198. (Lectures notes in Computer and Informations Sciences, 24).
- POELAERT, D.H.L. A guideline for the analysis and synthesis of a non-rigid spacecraft control system. *ESA Scientific and Technical Review*, 1(3):203-218, 1975.
- RIOS NETO, A.; LOPES, R.V.F.; PAIVA, R.N. Estimativa adaptativa da atitude de satélites artificiais via filtro de Kalman com compensação do modelo dinâmico. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMATICA, 4., Campinas, 14-17 setembro, 1982. *Anais*. Campinas, Sociedade Brasileira de Automática, 1982, vol. 1, p. 164-168.
- RIOS NETO, A.; KUGA, H.K. Estimativa adaptativa e em tempo real de órbitas de satélites artificiais de baixa altitude. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA MECÂNICA, 6., Rio de Janeiro, 15-18 dezembro, 1981. *Anais*. Rio de Janeiro, Associação Brasileira de Ciências Mecânicas, 1981, vol. B, p. 405-414.
- Estimativa adaptativa do ruído no estado para o filtro de Kalman. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMATICA, 4., Campinas, 14-17 Setembro, 1982. *Anais*. Campinas, Sociedade Brasileira de Automática, 1982, vol. 1, p. 101-105.
- SAFONOV, M.G.; ATHANS, M. Robustness and computational aspects of nonlinear stochastic estimator and regulators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 23(4):717-725, 1978.

- SANDELL Jr., N.R.; VARAIYA, P.; ATHANS, M.; SAFONOV, M.G. Survey of decentralized control methods for large scale systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 23(2):108-142, 1978.
- SEZER, M.E.; SILJAK, D.D. Validation of reduced-order models for control systems design. *Journal of Guidance and Control*, 5(5):430-437, 1982.
- SKELTON, R.E.; LIKINS, P.W. Techniques of modeling and model error compensation in linear regulators problems. In: LEONDES, C.T., ed. *Control and Dynamic Systems*. New York, Academic, 1978, vol. 14, p. 1-101.
- SORENSEN, H.W. Stochastic control in dynamic systems. In: LEONDES, C.T., ed. *Control and Dynamic Systems*. New York, Academic, 1976, vol. 12, p. 1-61.
- TAKATA, H. Transformation of a nonlinear system into an augmented linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 24(5):736-741, 1979.
- WERTZ, J.R. *Spacecraft attitude determination and control*. London, D. Reidel, 1978.