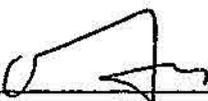


1. Publicação nº <i>INPE-3840-TDL/213</i>	2. Versão	3. Data <i>Março, 1986</i>	5. Distribuição <input type="checkbox"/> Interna <input checked="" type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>DRH/DMC</i>	Programa <i>FRH/CEA</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>CONTROLE DE SATÉLITE CONTROLE ADAPTATIVO CONTROLE AUTO-SINTONIZADO</i>			
7. C.D.U.: <i>629.7.062.2:551.507.362.2</i>			
8. Título <i>INPE-3840-TDL/213</i>		10. Páginas: <i>96</i>	
<i>O USO DE CONTROLE AUTO-SINTONIZADO NUM SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE ATIVO EM TRÊS EIXOS DE UM SA TÉLITE ARTIFICIAL DE SENSORIAMENTO REMOTO</i>		11. Última página: <i>A.3</i>	
		12. Revisada por	
9. Autoria <i>José Francisco Ribeiro</i>		<i>Antonio Felix Martins Neto</i> Antonio F. Martins Neto	
Assinatura responsável 		13. Autorizada por	
		 Marco Antonio Raupp Diretor Geral	
14. Resumo/Notas <i>A presença de microcomputadores nos satélites artificiais modernos é uma tendência incontestável nos dias atuais; diante desta perspectiva o presente trabalho apresenta um controlador auto-sintonizável, com mo destas exigências computacionais, como parte integrante de um sistema de con trole de atitude de um satélite artificial de sensoriamento remoto com órbi ta quase-polar. Este tipo de satélite deve apontar sua câmara de observação para o centro da Terra, conservando as velocidades de rolamento, arfagem e guinado dentro de um intervalo preestabelecido. Com este propósito implemen ta-se o controlador auto-sintonizado com três entradas e três saídas; sendo seus parâmetros estimados pelo método de mínimos quadrados que usa um fator de esquecimento variável. As entradas para o controlador são obtidas atra vés de um pré-processamento das medidas dos sensores do satélite (girômē tros, sensor solar e sensor de horizonte). O algoritmo proposto minimiza os torques de saída e corrige a atitude mantendo os torques compatíveis com atuadores espaciais. Para avaliar o procedimento proposto o controlador é testado em condições nominais e não-nominais através de simulação digital. Ao final são apresentadas algumas conclusões e sugeridos alguns tópicos de interesse para desenvolvimento futuro.</i>			
15. Observações <i>Dissertação de mestrado em Ciência Espacial aprovada em Setembro de 1985.</i>			

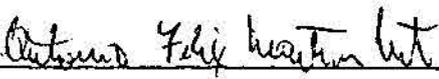
Aprovada pela Banca Examinadora
em cumprimento a requisito exigido
para a obtenção do Título de Mestre
em Ciência Espacial

Dr. Atair Rios Neto



Presidente

Dr. Antonio Felix Martins Neto



Orientador

Dr. João Moro



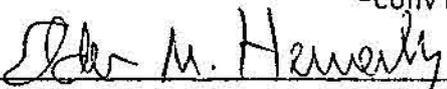
Co-Orientador

Dr. Wagner Caradori do Amaral



Membro da Banca
-convidado-

Engº Elder Moreira Hemerly, Mestre



Membro da Banca
-convidado-

Candidato: José Francisco Ribeiro

São José dos Campos, 09 de setembro de 1985

• •
•

A' Nãdia, minha esposa, e ao
Lucas, meu filho.

• •
•

AGRADECIMENTOS

Registro meus agradecimentos ao Dr. Antonio Felix Martins Neto pela orientação e incentivo; ao Dr. João Moro pelas valiosas discussões e acompanhamento do dia a dia; ao Dr. Atair Rios Neto pelo apreço e interesse e a Sra. Vera Lúcia C. Corrã pela solicitude e eficiência nos trabalhos datilográficos.

• •
•

ABSTRACT

The use of microcomputers on artificial modern Satellites is a incontestable tendency nowday, so this work presents a self-tuning controller whith modest computation requerements to be used on a three-axis stabilized remote sensing satellite in a sun-sinchronous orbit. This type of satellite should point its observing camera to the Earth center keeping its roll axis, pich axis and yaw axis velocities in a prescript range. With this purpose, a self-tuning regulator with three inputs and three outputs in implemented, the regulator parameters being estimated by a least square method that uses a variable forgetting factor. The inputs to the controller are obtained by preprocessing the measurements of the satellite sensors (rate gyros, sun sensors and horizon sensors). The employed algorithm minimizes the output torques and corrects the attitude by using gas jets and/or reaction wheels. The algorithm modest computation requirements are the main reason for this study, since an on board microprocessor could advantageously be used in the attitude control system to be designed for the Brazilian Remote Sensing Satellite.

• •
•

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	ix
<u>CAPÍTULO 1 - FOMULAÇÃO DO PROBLEMA</u>	1
<u>CAPÍTULO 2 - OS FUNDAMENTOS DO CONTROLE AUTO-SINTONIZADO</u>	7
2.1 - Introdução	7
2.2 - A teoria de Controle Adaptativo	7
2.2.1 - Principais Controladores Adaptativos	8
2.2.1.1 - Controle por Modelo de Referência	8
2.2.1.2 - Controle Auto-Sintonizado	9
2.3 - O Controlador Auto-Sintonizado	10
2.3.1 - Modelagem da Dinâmica	11
2.3.2 - Estratégia de Controle	12
2.3.3 - Reparametrizando o Problema	15
2.3.4 - Estimativa de Parâmetros	17
2.3.5 - Algoritmo	20
<u>CAPÍTULO 3 - O CONTROLE AUTO-SINTONIZADO E O SCA</u>	23
3.1 - Introdução	23
3.2 - A Modelagem do Processo	23
3.2.1 - O Modelo do Satélite	23
3.2.2 - Modelagem das Observações	27
3.2.3 - As Perturbações Ambientais	29
3.3 - A Missão de Sensoriamento Remoto	31
3.4 - Os dados dos Sensores e as Saídas $y(t)$	33
3.5 - O Satélite e o SCA	39
<u>CAPÍTULO 4 - SIMULAÇÃO E TESTES</u>	43
4.1 - Introdução	43
4.2 - Os Parâmetros de Inicialização	43

	<u>Pág.</u>
4.2.1 - Da Simulação do Satélite	43
4.2.2 - Do Algoritmo Auto-Sintonizado	46
4.3 - Testes	48
4.3.1 - Teste de Aquisição e Operação	48
4.3.2 - Teste de Sobrevivência	59
4.3.3 - Outros testes possíveis	71
<u>CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS DE CONTINUIDADE</u>	73
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	77
APÊNDICE A - PREDITOR DA SAÍDA K-PASSOS À FRENTE	

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1.1 - Retransmissão do espectro solar refletido em Cuiabá	2
2.1 - Controle por modelo de referência	9
2.2 - Controle auto-sintonizado	10
3.1 - Sistema inercial e sistema orbital	24
3.2 - Sistema inercial e sistema móvel	25
3.3 - Torques ambientais em função da altitude	30
3.4 - Câmara multiespectral	31
3.5 - Deslocamento DELX, DELY e DELZ	32
3.6 - Diagrama de blocos do controle implementado	41
4.1 - Satélite TD-1A simulado	44
4.2 - Elementos keplerianos da órbita	45
4.3 - Ângulo DELX	49
4.4 - Ângulo DELY	50
4.5 - Ângulo DELZ	51
4.6 - Componente, no eixo x do satélite, da velocidade angular re lativa entre o S. Mxyz e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$	52
4.7 - Componente, no eixo y do satélite, da velocidade angular re lativa entre o S. Mxyz e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$	53
4.8 - Componente, no eixo z do satélite, da velocidade angular re lativa entre o S. Mxyz e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$	54
4.9 - Ângulo de rotação entre o S. Mxyz e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$	55
4.10 - Fator de esquecimento variável	55
4.11 - Elementos da diagonal de F0	56
4.12 - Elementos da diagonal de G1	56
4.13 - Torques calculados	57
4.14 - Medidas y(t)	58
4.15 - Ângulo DELX	61
4.16 - Ângulo DELY	62
4.17 - Ângulo DELZ	63
4.18 - Componente, no eixo x do satélite, da velocidade angular do S. Mxyz relativa ao S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$ e ao S. IXYZ	64

	<u>Pág.</u>
4.19 - Componente, no eixo y do satélite, da velocidade angular do S. Mxyz relativa ao S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$ e ao S. IXYZ	65
4.20 - Componente, no eixo z do satélite, da velocidade angular do S. Mxyz relativa ao S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$ e ao S. IXYZ	66
4.21 - Ângulo de rotação	67
4.22 - Fator de esquecimento	67
4.23 - Elementos da diagonal de F0	68
4.24 - Elementos da diagonal de G1	68
4.25 - Torques calculados	69
4.26 - Medidas y(t)	70

CAPÍTULO 1

FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

A sofisticação das aplicações de satélites artificiais tem apresentado, nos últimos anos, desafios cada vez maiores para aqueles que planejam e viabilizam missões espaciais. Dentre estes desafios destaca-se o problema do controle de atitude do satélite.

A necessidade e a importância de um Sistema de Controle de Atitude (SCA) de satélites decorrem fundamentalmente das finalidades e requisitos da missão; desta forma encontra-se satélites passivamente controlados (por gradiente de gravidade, por exemplo) e satélites com SCA ativo. Os sistemas ativos são complexos, representando uma parcela considerável do peso, do consumo e, portanto, do preço do satélite. Este é o caso do satélite considerado neste trabalho, Figura 1.1, que é o proposto pela Segunda Missão Satélite dentro da Missão Espacial Completa Brasileira (INPE, 1979). É um satélite de sensoriamento remoto, de baixa altitude (700 km), o qual exige controle ativo nos três eixos.

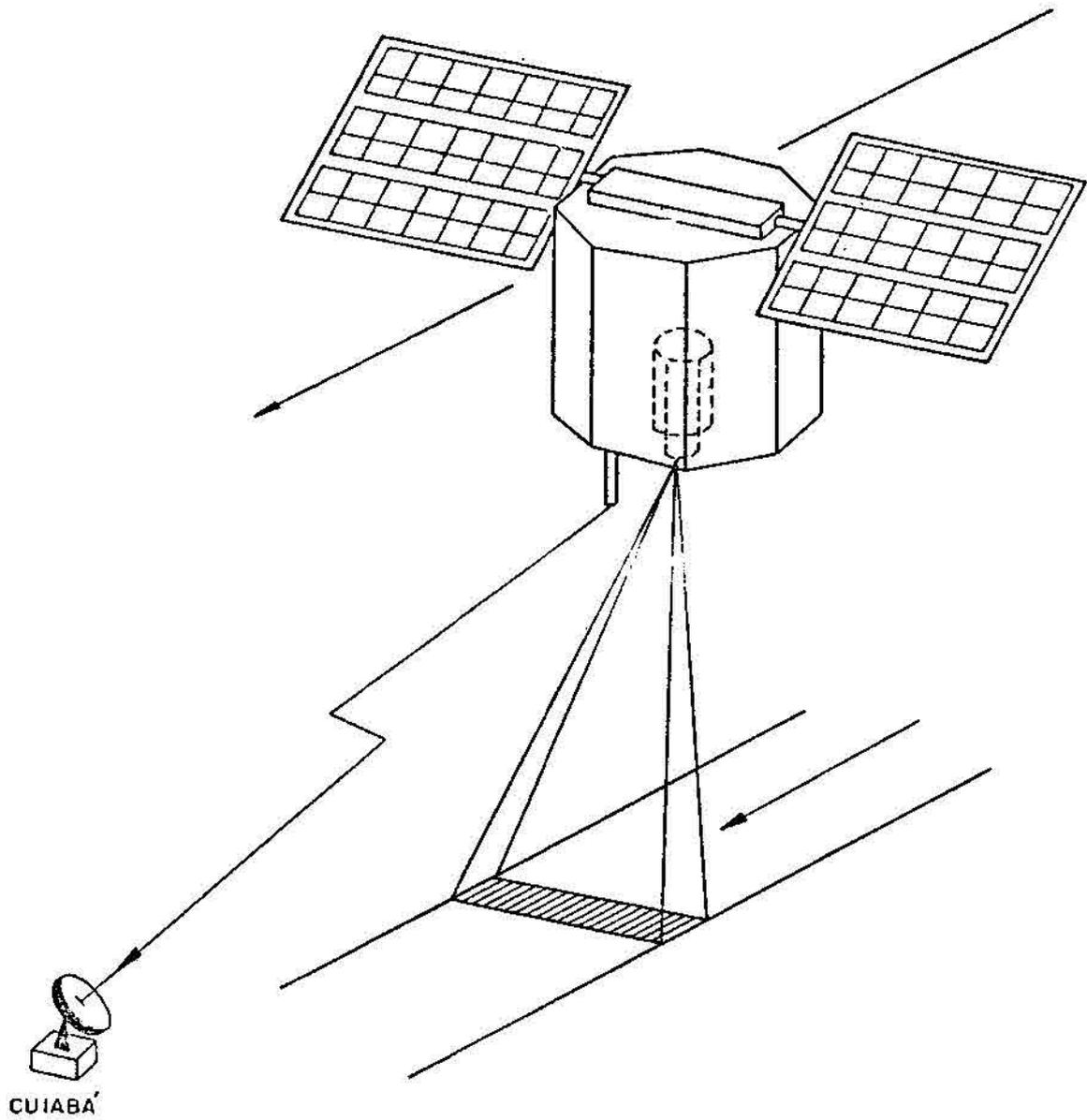


Fig. 1.1 - Retransmissão do espectro solar refletido em Cuiabá.

Dentre as características do SCA, a exigência de o controle ser completamente autônomo é quase sempre uma condição necessária. A evolução vertiginosa da indústria de microprocessadores nos últimos anos tem permitido a sofisticação desta característica sem um compromisso excessivo de peso, consumo e preço.

O controle autônomo baseado em microcomputadores oferece ao SCA grande versatilidade. Ele possibilita que uma mesma configuração de equipamentos (sensores e atuadores) faça parte de diferentes missões, exigindo tão somente uma reprogramação do microcomputador. Alta confiabilidade, alta precisão e maior isolamento a falhas são outras vantagens que a eletrônica programável proporciona. (Staken, 1981).

Motivado por estas vantagens e perspectivas, o presente trabalho tem como finalidade analisar e testar um procedimento de controle ativo de satélites artificiais que cumpra os requisitos da missão e seja promissor computacionalmente a fim de, no futuro, ser implementado em um microcomputador de bordo.

O problema de controle de veÍCulos e estruturas espaciais tem sido encarado de diversas maneiras. Soluções baseadas na teoria de controle clássico foram apresentadas por Otterloo (1973), Ohta et alii (1982), Hartmann e Krebbs (1980), por exemplo. Vinkler et alii (1981), Sturgeon (1981), Breakwell (1981), e Weber (1974) abordam o problema usando a teoria de controle moderno e considerando o sistema dinâmico determinístico.

Moro (1983) formulou uma solução em termos estocásticos, utilizando apenas estimação linear para a obtenção de lei de controle.

Ceballos (1983) propõe um esquema adaptativo para o cálculo do controle, onde os efeitos acumulados dos modos truncados são considerados, e a lei de controle atua de forma a fazer com que o sistema físico acompanhe um modelo de trabalho.

Ferramentas desenvolvidas pela teoria de controle adaptativo têm-se revelado eficientes à solução de problemas nesta natureza. Vale lembrar, no entanto, que inúmeras propostas apresentadas no passado não puderam ser implementadas nos últimos anos devido à evolução da indústria de microprocessadores.

Na atualidade, duas propostas de solução predominam na teoria de controle adaptativo: Controladores Auto-Sintonizados ("self-tuning") e Controladores por Modelo de Referência. Controladores adaptativos baseados na localização dos polos aparecem na literatura numa tentativa de fazer a conexão entre o controle auto-sintonizado e o controle por modelo de referência (Astrom et alii, 1978; Peager & Wellstead 1980).

Técnicas adaptativas de controle já começam a ser usadas em produtos comerciais (Kraus & Myron, 1984). Sob o ponto de vista das aplicações industriais predomina, nas publicações, o Controlador Auto-Sintonizado (CAS). Ele aparece sendo utilizado em indústrias de fabricação de papel; o controle de reatores químicos; como piloto automático de navios; controle de PH; controle de sistemas de potência; digestores; trocadores de calor; etc.

Neste trabalho, motivado pela busca de uma solução simples, trata-se o problema de controle de satélite como um problema de controle de sistemas com parâmetros desconhecidos, sujeitos a perturbações aleatórias, adotando-se a técnica dos controladores auto-sintonizados como ferramenta para a sua solução. As razões para esta escolha são:

- a natureza estocástica e não-linear do problema de controle de atitude de satélites;
- o fato de um problema estocástico não-linear poder ser tratado como um problema com parâmetros desconhecidos e sujeitos a perturbações aleatórias;

- os resultados que a teoria de controle adaptativo propoe para este tipo de problema;
- a disponibilidade atual de microcomputadores poderosos de pequeno peso, alta confiabilidade e pequeno consumo;
- as diversas aplicações com sucesso encontradas na literatura.

A solução ótima para tal problema pode também ser formulada e resolvida usando a teoria estocástica de controle não-linear. A sua viabilização prática, no entanto, exige que se experimente passo a passo o sistema, estime os parâmetros e implemente a estratégia de controle. Este procedimento consome uma parcela muito grande de tempo no projeto do controlador, sendo necessário ainda repetir todas as experiências caso as características dinâmicas do sistema e/ou das perturbações alterarem (Astrom e Wittenmark, 1978).

O presente trabalho está assim organizado: os fundamentos da teoria de controle adaptativo e o procedimento de controle auto-sintonizado são apresentados no Capítulo 2; o terceiro capítulo trata da aplicação deste procedimento ao controle de atitude do satélite de sensoriamento; o Capítulo 4 mostra e discute os resultados dos testes efetuados; e no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho e alguns comentários.

• •
•

CAPÍTULO 2

OS FUNDAMENTOS DO CONTROLE AUTO-SINTONIZADO

2.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo trata dos fundamentos teóricos sobre os quais se baseiam os controladores auto-sintonizáveis. Inicialmente é descrito de forma sucinta a evolução da teoria de controle adaptativo e como o controle auto-sintonizado se situa dentro desta teoria. Posteriormente é apresentada a formulação teórica propriamente dita do problema de controle auto-sintonizado em termos de um processo a ser controlado e um índice de desempenho a ser satisfeito. O capítulo termina com um resumo do algoritmo de controle proposto.

2.2 - A TEORIA DE CONTROLE ADAPTATIVO

A palavra controle adaptativo é usada desde o começo dos anos 50, há, por exemplo, uma patente de um controlador adaptativo requerida por Caldwell (1947).

No início a pesquisa foi motivada por projetos de construção de pilotos automáticos para aviões de elevado desempenho. Devido ao fato de estes operarem numa faixa bastante ampla de velocidade e altitude, os reguladores lineares não se mostravam eficientes (Astrom, 1983).

Nos anos 60, em paralelo com os resultados obtidos pela teoria de controle moderno, o controle adaptativo experimenta grandes avanços. São incorporados fundamentos de controle estocástico e identificação de parâmetros, etc. Resultados teóricos são obtidos, mas limitações computacionais impossibilitam as aplicações práticas.

Com o revolucionário desenvolvimento da indústria dos microcomputadores nos anos 70 e 80, reguladores auto-sintonizados simples são testados e implementados, sendo até comercializados (Kraus & Myron, 1984).

Não há ainda consenso do que seja controle adaptativo. De uma maneira intuitiva, e assim tratado neste trabalho, um controlador adaptativo é aquele que pode alterar o seu comportamento em resposta a perturbações ou variações da dinâmica do processo a ser controlado. Segundo Astrom (1983) é um caso especial de realimentação não-linear.

2.2.1 - PRINCIPAIS CONTROLADORES ADAPTATIVOS

Na associação de um processo, um controlador e uma malha de realimentação, o problema chave para o controle adaptativo é encontrar uma forma conveniente de variar os parâmetros do controlador quando ocorrem variações e/ou perturbações na dinâmica do processo a ser controlado.

O controle deve ser capaz de levar a saída para o valor desejado e ao mesmo tempo introduzir perturbações no sistema para reduzir incertezas em futuras estimações. Esta característica foi estudada por Feldbaum (1961) e denominada propriedade dual de controle.

As soluções predominantes são duas: Controle por Modelo de Referência (CMR) e Controle Auto-Sintonizado (CAS). As diferenças entre as duas abordagens são apresentados a seguir.

2.2.1.1 - CONTROLE POR MODELO DE REFERÊNCIA

Esta abordagem foi primeiramente proposta por Whitaker et alii (1958) para o problema do servomecanismo. As especificações são formuladas em termos de um modelo de referência cuja saída deve ser acompanhada pela saída do processo a ser controlado (Landau, 1979).

O controle por modelo de referência, Figura 2.1, é constituído por três elementos principais: o modelo de trabalho ou de referência, que deve ser uma aproximação do processo físico; o controlador propriamente dito; e, finalmente, uma unidade de adaptação que ajusta os parâmetros do controlador em função dos objetivos do controle. Deve-se observar que o modelo de referência faz parte do sistema de controle.

O problema é determinar o mecanismo de ajuste dos parâmetros do controlador de tal sorte que estes acarretem um erro nulo entre a saída do processo e a saída do modelo.

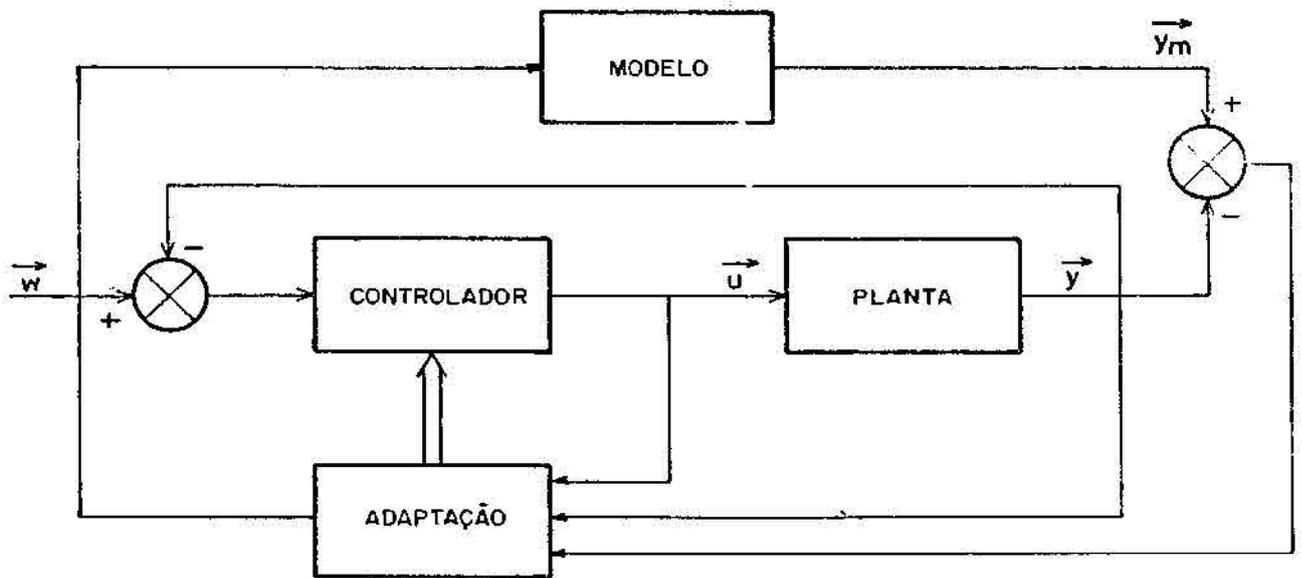


Fig. 2.1 - Controle por modelo de referência.

2.2.1.2 - CONTROLE AUTO-SINTONIZADO

Um controlador auto-sintonizado, Figura 2.2, é composto por dois ramos principais. Um é formado pela planta e o controlador, e o outro é composto por um estimador recursivo dos parâmetros do processo.

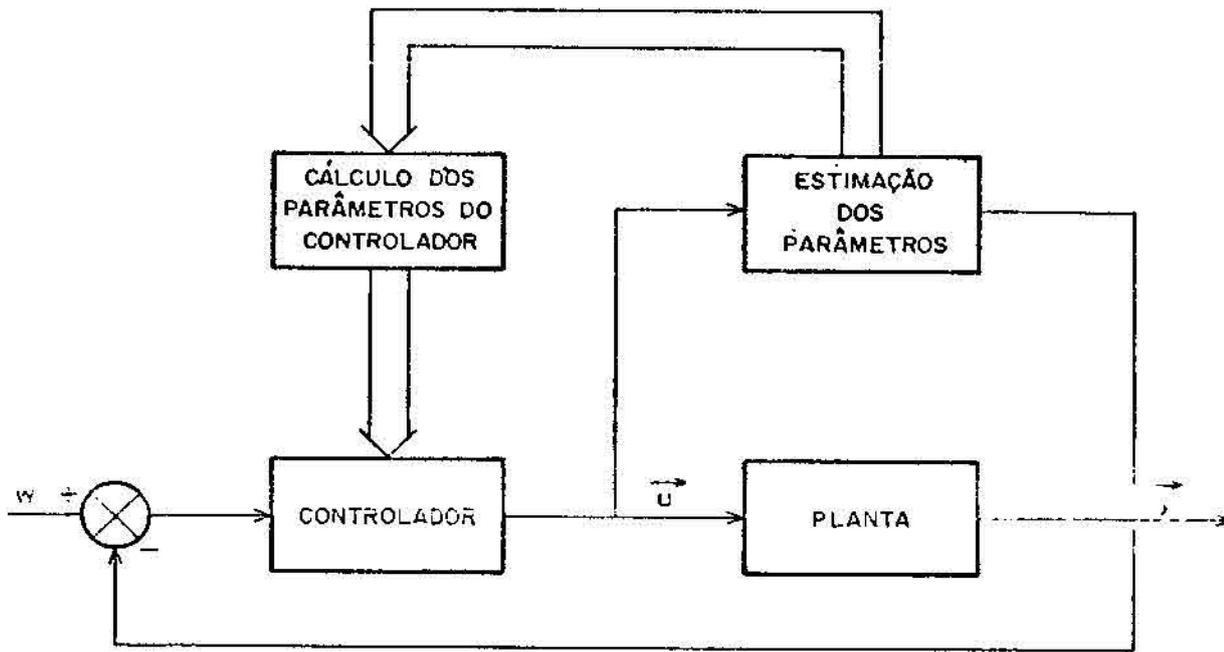


Fig. 2.2 - Controle auto-sintonizado.

Nesta abordagem dois problemas se destacam: a estimativa "on-line" dos parâmetros do processo e a solução do problema de controle a partir dos parâmetros estimados. O controlador com esta característica é chamado controlador tipo explícito.

Algumas vezes é possível reparametrizar o processo em termos dos parâmetros do controlador, o que simplifica o algoritmo de controle; neste caso os parâmetros da lei de controle são estimados diretamente. Este controlador é do tipo implícito.

O controlador auto-sintonizado foi primeiramente proposto por Kalman (1958) que construiu um computador especial para a sua implementação.

2.3 - O CONTROLADOR AUTO-SINTONIZADO

Pelos motivos já expostos no Capítulo 1 o controlador auto-sintonizado foi o procedimento escolhido para ser testado no SCA. Tendo em vista a implementação num microcomputador, um controlador do tipo

implícito é o mais indicado (Astrom, 1983); assim sendo o desenvolvimento teórico deste controlador é discutido em detalhes nas próximas seções deste capítulo.

2.3.1 - MODELAGEM DA DINÂMICA

Considere-se a dinâmica descrita por uma equação diferencial vetorial e estocástica:

$$y(t) + A_1 y(t-1) + \dots + A_n y(t-n) = B_0 u(t-k) + \dots + B_n u(t-k-n) + s + r(t) + C_1 r(t-1) + \dots + C_n r(t-n), \quad (2.1)$$

onde,

$y(t)$ - vetor de saída ($m \times 1$),

$u(t)$ - vetor de entrada ($m \times 1$),

s - vetor constante ($m \times 1$),
quando a entrada é nula.

$r(t)$ - vetor ruído ($m \times 1$), onde $r(t)$ é uma seqüência de vetores aleatórios, independentes, igualmente distribuídos, com média nula e covariância R ;

A_i, B_i e C_i - matrizes $m \times m$,

k - atraso de transporte.

Definindo:

$$zy(t) := y(t-1), \quad (2.2)$$

$$A(z) := I + A_1 z + A_2 z^2 + \dots + A_n z^n, \quad (2.3)$$

$$B(z) := B_0 + B_1 z + B_2 z^2 + \dots + B_n z^n, \quad (2.4)$$

$$C(z) := I + C_1 z + C_2 z^2 + \dots + C_n z^n, \quad (2.5)$$

e com as hipóteses:

- B_0 é não-singular e
- as raízes de $\det C(z)$ estão estritamente fora de círculo unitário,

pode-se reescrever o Processo 2.1 como:

$$A(z)y(t) = B(z)u(t-k) + C(z)r(t) + s. \quad (2.6)$$

A dimensão da entrada é igual à dimensão da saída no processo descrito por 2.1. Esta é uma exigência do algoritmo proposto neste trabalho; vale destacar, no entanto, que existem outros procedimentos de controle auto-sintonizado onde a entrada e a saída podem apresentar dimensões diferentes (Bayoumi et alii, 1981).

Estabelecido o modelo do processo resta encontrar a lei que deverá controlá-lo.

2.3.2 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Considera-se como objetivo do controle fazer com que a saída do Processo 2.6 evolua no tempo de forma a minimizar a função de custo dada por:

$$IP = E \left\{ \left\| \sum_{i=u}^{k-1} p_i y(t+k-i) - \sum_{i=0}^M R_i w(t-i) \right\|^2 + \left\| \sum_{i=0}^M Q_i u(t-i) \right\|^2 \right\} \quad (2.7)$$

onde

$w(t)$ - é o sinal de referência conhecido ($m \times 1$),

p_i - são números reais com $p_0 = 1.0$,

R_i e Q - são matrizes ($m \times m$),

$E(\cdot)$ - é o operador esperança matemática,

$$\|x\|^2 = x^T x.$$

A Equação 2.7 também pode ser escrita como:

$$IP = E \left\{ \left\| P(z)y(t+k) - R(z)w(t) \right\|^2 + \left\| Q'(z)u(t) \right\|^2 \right\} \quad (2.8)$$

onde P , Q e R são tirados diretamente da Equação 2.7.

A lei de controle é obtida usando um preditor ótimo de $y(t+k)$ que, no tempo t , prediz a saída k passos à frente usando como informações $y(t)$, $y(t-1)$, ..., $u(t-1)$, $u(t-2)$, ...

A predição ótima da saída k passos à frente é deduzida no Apêndice A, sendo dada pela expressão:

$$\hat{y}(t+k/t) = \mathcal{C}^{-1}(z) \left\{ \tilde{F}'(z)y(t) + \tilde{E}'(z)B(z)u(t) + g \right\}, \quad (2.9)$$

o erro de predição é:

$$e(t+k) = y(t+k) - \hat{y}(t+k/t), \text{ ou seja:} \quad (2.10)$$

$$e(t+k) = r(t+k) + \dots + E'_{k-1} r(t+1). \quad (2.11)$$

As matrizes $F'(z)$, $E'(z)$, $\tilde{C}(z)$ e o vetor g são dados no Apêndice A.

O erro de predição, Equação 2.11, é portanto não-correlacionado com $y(t)$, $y(t-1)$, $y(t-2)$,... e $u(t-2)$,..., o mesmo ocorrendo em relação a $\hat{y}(t+k/t)$.

Substituindo $y(t+k)$, dado pela Equação 2.10 no IP 2.8 tem-se:

$$IP = E \left\{ \begin{aligned} & || P(z)(\hat{y}(t+k/t) + e(t+k)) - R(z)w(t) ||^2 + \\ & || Q'(z)u(t) ||^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Como $P(z)e(t+k)$ é não-correlacionado com $u(t)$, $u(t-1)$,..., $y(t)$, $y(t-1)$,..., $P(z)\hat{y}(t+k/t)$ e $w(t)$, $w(t-1)$,..., a Expressão 2.12 pode ser escrita como:

$$IP = || P(z)\hat{y}(t+k/t) - R(z)w(t) ||^2 + || Q'(z)u(t) ||^2 + E \left\{ || P(z)e(t+k) ||^2 \right\} \quad (2.13)$$

Derivando IP em relação a $u(t)$ e igualando o resultado a zero obtêm-se a lei de controle ótimo, ou seja:

$$B_0^T \left[P(z)\hat{y}(t+k/t) - R(z)w(t) \right] + (Q'(0))^T Q'(z)u(t) = 0 \quad (2.14)$$

Definindo:

$$Q(z) := (B_0^T)^{-1} Q'(0)^T Q'(z) \quad (2.15)$$

a Lei de Controle 2.14 pode ser escrita como:

$$P(z) \hat{y}(t+k/t) - R(z) w(t) + Q(z) u(t) = 0 \quad (2.16)$$

2.3.3 - REPARAMETRIZANDO O PROBLEMA

Clarke e Gawthrop (1975) mostram que a lei de controle que minimiza IP é a mesma lei que se obtém considerando a "saída" $FI(t+k)$ e a função de custo IJ assim definidas:

$$FI(t+k) := P(z) y(t+k) - R(z) w(t) + Q(z) u(t), \quad (2.17)$$

$$IJ := E \left\{ \left[\|FI(t+k)\| \right]^2 \right\}, \quad (2.18)$$

Isolando $y(t+k)$ na Expressão 2.10 e substituindo-a na 2.17 obtém-se:

$$FI(t+k) = \bar{FI}(t+k/t) + n(t+k), \quad (2.19)$$

onde:

$$\bar{FI}(t+k/t) = P(z) \hat{y}(t+k/t) - R(z) w(t) + Q(z) u(t), \quad (2.20)$$

$$n(t+k) = \sum_{i=0}^{k-1} p_i e(t+k-i). \quad (2.21)$$

Comparando as Expressões 2.20 e 2.16 verifica-se que a lei de controle escrita em termos da reparametrização efetuada é dada por:

$$\bar{FI}(t+k/t) = 0 \quad (2.22)$$

Substituindo $\hat{y}(t+k/t)$ dado pela Expressão 2.9 na 2.20, usando 2.22 e lembrando que $\bar{C}(z)$ é polinomial obtêm-se:

$$\bar{C}(z) \hat{F}I(t+k/t) = P(z) \left\{ \bar{F}'(z) y(t) + \bar{E}'(z) B(z) u(t) + g \right\} - \bar{C}(z) R(z) w(t) + \bar{C}(z) Q(z) u(t) = 0 \quad (2.23)$$

Definindo:

$$\bar{F}(z) := P(z) \bar{F}'(z), \quad (2.24)$$

$$\bar{G}(z) := P(z) \bar{E}'(z) B(z) + \bar{C}(z) Q(z), \quad (2.25)$$

$$\bar{H}(z) := -\bar{C}(z) R(z), \quad (2.26)$$

$$d := P(z) g, \quad (2.27)$$

a Expressão 2.23 resulta em:

$$\bar{C}(z) \hat{F}I(t+k/t) = \bar{F}(z)y(t) + \bar{G}(z)u(t) + \bar{H}(z)q(t) + d = 0. \quad (2.28)$$

Quando os parâmetros do processo são conhecidos, a lei de controle ótimo está bem definida, ou seja, $\bar{F}(z)$, $\bar{G}(z)$, $\bar{H}(z)$ e d podem ser calculados diretamente. No entanto, quando os parâmetros se modificam ou são desconhecidos, torna-se necessário fazer uma estimativa de parâmetros.

No controlador tipo explícito são estimados os parâmetros do processo e, a partir desta estimativa, são calculados os parâmetros da lei de controle; já no controlador tipo implícito os parâmetros da lei de controle são estimados diretamente. Neste trabalho optou-se pelo controlador de tipo implícito, pois com esta abordagem não é necessário calcular os parâmetros da lei de controle, além de, segundo Wittenmark & Astrom (1984), este controlador demonstrar maior robustez na prática.

2.3.4 - ESTIMATIVA DE PARÂMETROS

A idéia básica do controlador auto-sintonizado do tipo implícito é fixar uma estrutura para o controlador e estimar recursivamente os parâmetros da lei controle.

Considerando primeiramente $\tilde{C}(z) = I$, a Equação 2.28 do controle, pode ser escrita como:

$$FI(t+k/t) = \tilde{F}(z)y(t) + \tilde{G}(z)u(t) + \tilde{H}(z)w(t) + d = 0 \quad (2.29)$$

Definindo o vetor de sinais

$$x(t) = \begin{bmatrix} y^T(t), y^T(t-1), \dots, u^T(t), u^T(t-1), \dots, w^T(t), \\ w^T(t-1), \dots, 1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

e a matriz de parâmetros

$$PA = \begin{bmatrix} \tilde{F}_0, \tilde{F}_1, \dots, \tilde{G}_0, \tilde{G}_1, \dots, \tilde{H}_0, \tilde{H}_1, \dots, d \end{bmatrix}^T \quad (2.31)$$

a Expressão 2.19 pode ser escrita como:

$$FI_i(t+k/t) = x(t) PA_i + n_i(t+k) \quad i=1, \dots, m, \quad (2.32)$$

onde

$FI_i(t+k/t)$ - i -ésimo componente do vetor $\tilde{F}I(t+k/t)$,

$n_i(t+k)$ - i -ésimo componente do vetor $n(t)$,

PA_i - i -ésima coluna da matriz PA .

As componentes de $x(t)$ são não-correlacionadas com $n_i(t+k)$. O controle $u(t)$ é calculado a partir da Expressão 2.29 sendo dado por:

$$G_0 u(t) = - \left[\sum_{i \geq 0} F_i y(t-i) + \sum_{i \geq 0} G_i u(t-i) + \sum_{i \geq 0} H_i w(t-i) + d \right] \quad (2.33)$$

A partir da Expressão 2.32, um algoritmo de mínimos quadrados recursivo é usado para estimar os parâmetros da matriz PA.

A escolha deste procedimento de estimação se deve tão somente a sua facilidade de implementação. Existem procedimentos com vínculos menos restritivos e talvez mais eficientes. É o caso, para citar apenas dois, do filtro estendido de Kalman associado a um ruído adaptativo desenvolvido por Rios Neto e Kuga (1984) e um estimador recursivo particionado proposto por Amaral (1980). O problema de identificação de parâmetros é por si só tão complexo que este trabalho perderia a sua objetividade se tratasse deste assunto com maior profundidade.

A formulação usada para a estimação é semelhante à apresentada por Clarke e Gawthrop (1975), ou seja:

$$PA_i(t+1) = PA_i(t) + K(t) \left[FI_i(t) - x(t-k) PA_i(t) \right], \quad (2.34)$$

$$K(t) = COV(t) x^T(t-k) \left[1.0 + x(t-k) COV(t) x^T(t-k) \right]^{-1}, \quad (2.35)$$

$$COV(t+1) = COV(t) - K(t) (1 + x(t-k) COV(t) x^T(t-k)) K^T(t). \quad (2.36)$$

O estimador proposto, mínimos quadrados na sua forma padrão, é apropriado para a identificação de parâmetros invariantes no tempo. Dado que os parâmetros do processo aqui considerado podem variar no tempo introduz-se no algoritmo de estimação um fator de esquecimento variável. O fator de esquecimento proposto representa, na verdade, um "comprimeto de memória" do estimador.

A formulação proposta por Cordero e Mayne (1981) para o cálculo do fator de esquecimento variável foi escolhido para ser usada neste trabalho. Nesta abordagem o fator de esquecimento diminui na presença de erro na saída até um valor mínimo especificado; a matriz de covariância na estimativa dos parâmetros permanece limitada na presença prolongada de um erro na saída. O fator de esquecimento aproxima-se da unidade quando os parâmetros não variam e quando o erro na saída converge para zero.

A estimação dos parâmetros passa então a obedecer os seguintes passos:

- a) - cálculo de $K(t)$, dado pela Expressão 2.35 ;
- b) - cálculo de $PA(t+1)$, dado pela Expressão 2.34;
- c) - cálculo do fator de esquecimento $l(t)$ dado por:

$$l(t) = 1 - 1/N(t), \text{ onde} \quad (2.37)$$

$$N(t) = \left[(1 + x(t-k) COV(t) x^T(t-k)) / er(t) er^T(t) \right]^{-1} p, \quad (2.38)$$

$$er(t) = FI^T(t) - x(t-k) PA(t), \quad (2.39)$$

$$\text{se } l(t) < L_{\min}, \text{ então } l(t) = L_{\min}; \quad (2.40)$$

- d) - cálculo da covariância. Seja

$$WA(t+1) = COV(t) - K(t) \{ 1 + x(t-k) COV(t) x^T(t-k) \} K^T(t). \quad (2.41)$$

Se $TRACO(WA(t+1)/l(t)) < T_{\text{sup}}$, então:

$$\text{COV}(t+1) = \text{WA}(t+1)/l(t); \quad (2.42)$$

caso contrário:

$$\text{COV}(t+1) = \text{WA}(t+1) . \quad (2.43)$$

As constantes p , L_{\min} e T_{sup} devem ser fornecidas por ocasião da inicialização do algoritmo. T_{sup} tem a ordem de grandeza do traço da matriz de covariância inicial; p tipicamente é adotado como mil vezes maior que a variância do ruído do processo; já L_{\min} deve estar entre 0.5 e 1.0 (Hemerly, 1985).

Nesta formulação foi proposto inicialmente que $\tilde{C}(z) = I$. Se isto não acontecer, usando adequadamente as Expressões 2.19, 2.28 e 2.32, obtêm-se:

$$\begin{aligned} \text{FI}_i(t+k) = & x(t) \text{PA}_i(t) + n_i(t+k) + (1 - c_{ii}(z))\text{FI}_i(t+k/t) - \sum_{j \neq i} \\ & c_j(t) \text{FI}_j(t+k/t), \quad i = 1 \dots m . \end{aligned} \quad (2.44)$$

Observa-se que $\text{FI}(t+k/t)$ é correlacionado com $x(t)$. Desta maneira o algoritmo de mínimos quadrados pode originar estimativas tendenciosas nos parâmetros; deve-se observar no entanto que o estimador opera em cascata com a lei de controle e a cada instante anula a saída auxiliar $\text{FI}(t+k/t)$. Desta forma os últimos dois termos da Expressão 2.41 desaparecem e o procedimento proposto pode então ser usado (Koivo, 1980).

2.3.5 - ALGORITMO

Pode-se então resumir os passos que devem ser seguidos para controlar o Processo 2.1 da seguinte forma:

- 1 - Ler a saída $y(t)$ e a referência $w(t)$.
- 2 - Calcular a saída auxiliar $\text{FI}(t)$ dada pela Expressão 2.17.
- 3 - Formar o vetor de sinais $x(t-k)$ conforme a Expressão 2.30.

4 - Estimar os parâmetros conforme os passos a, b, c, e d.

5 - Calcular o controle conforme a Expressão 2.33, ou seja

$$\hat{G}0u(t) = \sum_{i \geq 0} \hat{F}Iy(t-i) + \sum_{i \geq 1} \hat{G}Iu(t-i) + \sum_{i \geq 0} \hat{H}iw(t-i) + \hat{d} \quad (2.45)$$

6 - Fazer $t = t+1$ e retornar ao passo 1.

•

CAPÍTULO 3

O CONTROLE AUTO-SINTONIZADO E O SCA

3.1 - INTRODUÇÃO

É apresentada neste Capítulo toda a modelagem do satélite (equações dinâmicas e cinemáticas do movimento) e das saídas dos sensores (sensor solar, sensor de horizonte e girômetros) que servem para a simulação digital do sistema. Esta modelagem é a mesma desenvolvida por Moro (1983).

Em seguida é apresentada a missão sensoriamento remoto e os requisitos que a atitude do satélite deve satisfazer para que a missão tenha êxito.

Posteriormente, a partir das saídas dos sensores são construídas as medidas $y(t)$ do algoritmo auto-sintonizado, visto que o procedimento desenvolvido no Capítulo anterior exige que o número de entradas seja igual ao número de saídas, e o satélite fornece nove observações (saídas dos sensores) e admite apenas três entradas (um torque por eixo).

O capítulo termina com a apresentação do modelo matemático do satélite na forma de uma equação vetorial diferença estocástica que satisfaz as hipóteses apresentadas no capítulo anterior, que permitem o desenvolvimento do controle auto-sintonizado.

3.2 - A MODELAGEM DO PROCESSO

3.2.1 - O MODELO DO SATÉLITE

O movimento do satélite e as observações são simulados digitalmente a partir da integração simultânea das equações cinemáticas e dinâmicas do movimento. São considerados os seguintes sistemas de referência no equacionamento do movimento.

- I $\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$ - Sistema de coordenadas geocêntrico, quase inercial, Figuras 3.1 e 3.2. O eixo \bar{Z} aponta para o pólo norte, coincidindo com o eixo de rotação da Terra. Os eixos \bar{X} e \bar{Y} estão no plano equatorial e \bar{X} aponta para o Equinócio Vernal. Este sistema de coordenadas será denominado neste trabalho Sistema Inercial.
- I $\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$ - Sistema de eixos paralelos aos correspondentes do Sistema Inercial, cuja origem coincide com o centro de massa do satélite, Figura 3.1.
- O $\bar{x}\bar{y}\bar{z}$ - Sistema Orbital, Figura 3.1, com origem no centro de massa do satélite. O eixo \bar{y} é perpendicular ao plano da órbita, o eixo \bar{z} aponta para fora ao longo do raio e eixo \bar{x} forma um triedro direto.
- M $\bar{x}\bar{y}\bar{z}$ - Sistema de eixos fixos no satélite, Figura 3.2. Possui origem no centro de massa do satélite e será chamado Sistema Móvel.

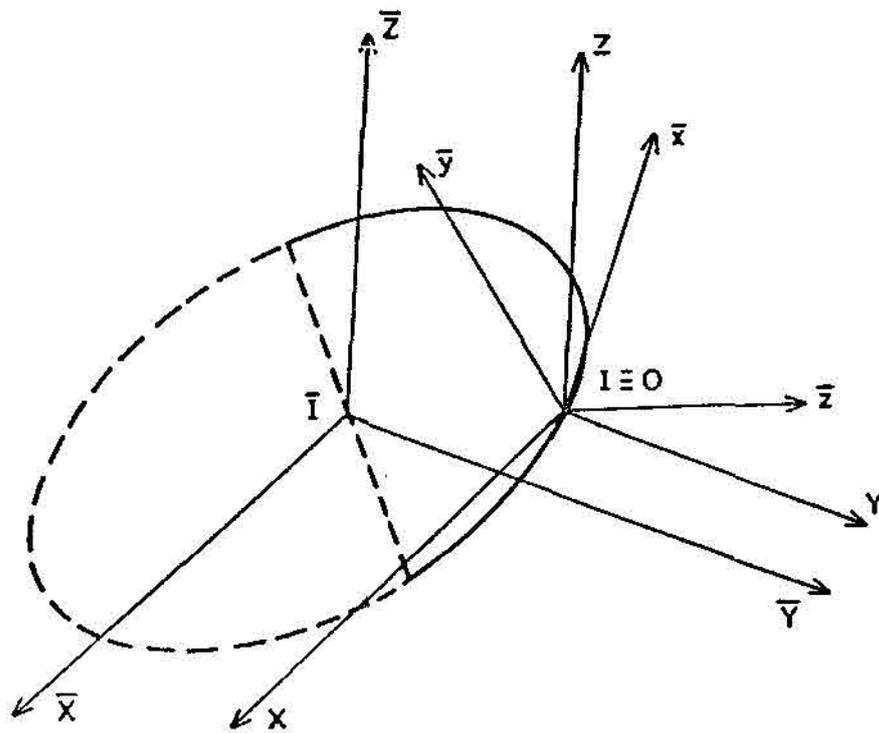


Fig. 3.1 - Sistema inercial e sistema orbital.

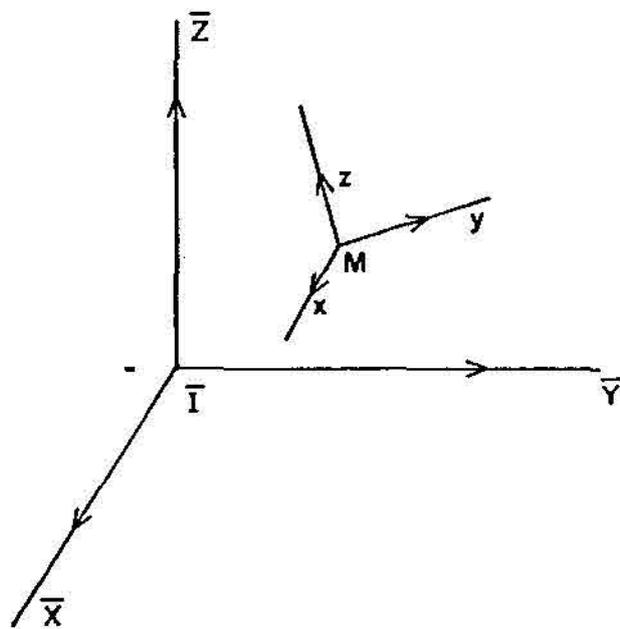


Fig. 3.2 - Sistema inercial e sistema m\u00f3vel.

As equações dinâmicas do movimento do satélite são desenvolvidas por Moro (1983) e podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} \dot{W}_x = & X_1 W_x W_y + X_2 W_y W_y + X_3 W_x W_x + X_4 W_y W_y + X_5 W_x W_z + X_6 W_z W_z + \\ & + X_7 L_y + X_8 L_x - X_9 L_z ; \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \dot{W}_y = & Y_1 W_x W_y + Y_2 W_y W_y + Y_3 W_x W_x + Y_4 W_y W_z + Y_5 W_x W_z + Y_6 W_z W_z + \\ & + Y_7 L_y + Y_8 L_x - Y_9 L_z , \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \dot{W}_z = & Z_1 W_x W_y + Z_2 W_y W_y + Z_3 W_x W_x + Z_4 W_y W_z + Z_5 W_x W_z + Z_6 W_z W_z + \\ & + Z_7 L_y + Z_8 L_x - Z_9 L_z ; \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde X_i , Y_i e Z_i ($i=1, \dots, 9$) são funções dos momentos e produtos de inércia; W_x , W_y e W_z são as velocidades angulares instantâneas nos eixos do satélite; e L_x , L_y e L_z são torques externos dados por:

$$L_x = T_x + U_x , \quad (3.4)$$

$$L_y = T_y + U_y , \quad (3.5)$$

$$L_z = T_z + U_z , \quad (3.6)$$

onde T_x , T_y e T_z são torques passivos (perturbações ambientais) e U_x , U_y e U_z são torques ativos (resultado da ação dos atuadores) nos eixos x , y e z do satélite, respectivamente.

A cinemática é modelada usando os quatérnions como parâmetros da atitude. As equações são assim definidas (Moro, 1983):

$$\dot{Q}_1 = Q_2 W_z - Q_3 W_y + Q_4 W_x , \quad (3.7)$$

$$\dot{Q}_2 = Q_1 W_z + Q_3 W_x + Q_4 W_y , \quad (3.8)$$

$$\dot{Q}_3 = Q_1 W_y - Q_2 W_x + Q_4 W_z , \quad (3.9)$$

$$\dot{Q}_4 = Q_1 W_x - Q_2 W_y - Q_3 W_z , \quad (3.10)$$

onde Q_1, Q_2, Q_3 e Q_4 são os parâmetros simétricos de Euler.

As Equações 3.1 - 3.3 e 3.7 - 3.10 constituem portanto o modelo de simulação do satélite a ser controlado.

3.2.2 - MODELAGEM DAS OBSERVAÇÕES

As observações são obtidas por um conjunto de sensores solares, terrestres e girômetros. Os sensores solares fornecem os ângulos que a direção Satélite-Sol faz com os eixos do Sistema Móvel; de maneira análoga, os sensores terrestres indicam o ângulo que a direção Satélite-Terra faz com estes mesmos eixos. Os girômetros fornecem a velocidade angular instantânea do Sistema Móvel, expressa nos eixos do veículo em relação ao Sistema Inercial.

Faz-se um pré-processamento na saída dos sensores angulares para obter não os ângulos e sim os co-senos. Este tratamento trará vantagens que se evidenciarão adiante.

As medidas são modeladas conforme as equações (Moro, 1983):

$$O(1) = - (X_g Q_{11} + Y_g Q_{12} + Z_g Q_{13})/S_T + (\text{ruído}) s_t , \quad (3.11)$$

$$O(2) = - (X_g Q_{21} + Y_g Q_{22} + Z_g Q_{23})/S_T + (\text{ruído}) s_t , \quad (3.12)$$

$$O(3) = - (X_g Q_{31} + Y_g Q_{32} + Z_g Q_{33})/S_T + (\text{ruído}) s_t , \quad (3.13)$$

$$O(4) = - (S_1 Q_{11} + S_2 Q_{12} + S_3 Q_{13})/S_0 + (\text{ruído}) s_0 , \quad (3.14)$$

$$0(5) = (S_1 Q_{21} + S_2 Q_{22} + S_3 Q_{23})/S_0 + (\text{ruído})s_0, \quad (3.15)$$

$$0(6) = (S_1 Q_{31} + S_2 Q_{32} + S_3 Q_{33})/S_0 + (\text{ruído})s_0, \quad (3.16)$$

$$0(7) = W_x + (\text{ruído})r_g, \quad (3.17)$$

$$0(8) = W_y + (\text{ruído})r_g, \quad (3.18)$$

$$0(9) = W_z + (\text{ruído})r_g, \quad (3.19)$$

onde:

$0(1)$, $0(2)$ e $0(3)$ - são os co-senos diretores do centro da Terra,

$0(4)$, $0(5)$ e $0(6)$ - são os co-senos diretores de Sol,

$0(7)$, $0(8)$ e $0(9)$ - são as velocidades indicadas pelos girômetros,

s_t , s_0 e r_g - são desvios-padrão das medidas fornecidas, respectivamente pelos sensores terrestres, solares e girômetros,

X_g , Y_g e Z_g - são componentes do vetor posição da Terra no Sistema IXYZ;

S_1 , S_2 e S_3 - são componentes do vetor Satélite-Sol no Sistema IXYZ,

S_T e S_0 - são módulos de (X_g, Y_g, Z_g) e (S_1, S_2, S_3) respectivamente,

Q_{ij} ($i=1, \dots, 3; j=1, \dots, 3$) - são componentes da matriz de rotação que relaciona o Sistema Móvel ao Sistema Inercial,

(ruído) - variável gaussiana de média nula e covariância unitária.

Estabelecido o modelo do satélite e das observações resta ainda configurar o meio ambiente de vôo, onde o satélite deve operar.

3.2.3 - AS PERTURBAÇÕES AMBIENTAIS

A atitude do satélite é sensivelmente perturbada por torques ambientais. Podem-se minimizar estas perturbações através de uma distribuição conveniente de massa e/ou da definição de uma forma simétrica para o satélite. Obviamente nem sempre é possível compensar simultaneamente todos os torques ambientais, sendo preciso, portanto, conviver com eles e considerá-los por ocasião da construção do SCA.

Em órbita baixas (abaixo de 1000 km) os principais torques ambientais são: aerodinâmicos, de radiação solar, magnético e gradiente de gravidade.

Por facilidades de simulação os torques considerados neste trabalho foram: radiação solar, gradiente de gravidade e torque aerodinâmico. A Figura 3.3 mostra, a título de ilustração, a estimativa de vários torques (Beletskii, 1966) para um satélite tipo Sputnik III.

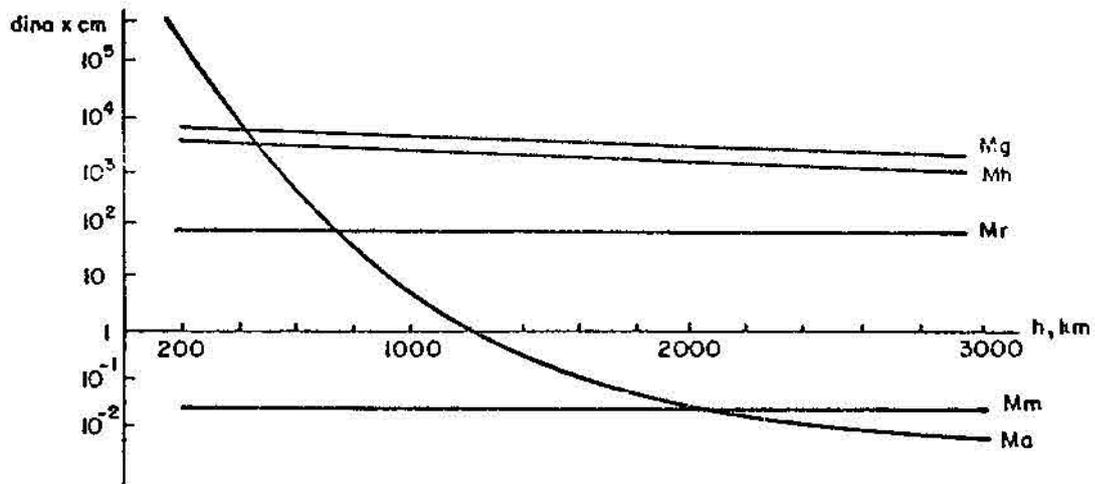


Fig. 3.3 - Torques ambientais em função da altitude.

FONTE: Belestkii (1966), P. 26.

Legenda: M_g , torque gravitacional,
 M_a , torque aerodinâmico,
 M_h , torque magnético,
 M_r , torque de radiação solar,
 M_m , torque de impacto de micrometeoritos.

A simulação dos torques é feita a partir do trabalho de Carrara (1982).

3.3 - A MISSÃO DE SENSORIAMENTO REMOTO

O objetivo da Segunda Missão Satélite Brasileiro é retransmitir o espectro solar refletido pela Terra em direção a uma estação de recepção no solo. A Figura 1.1 ilustra este procedimento.

A câmara de natureza multiespectral está rigidamente presa ao satélite. Desta forma a posição relativa entre a câmara e o Sistema Móvel está bem definida (Figura 3.4).

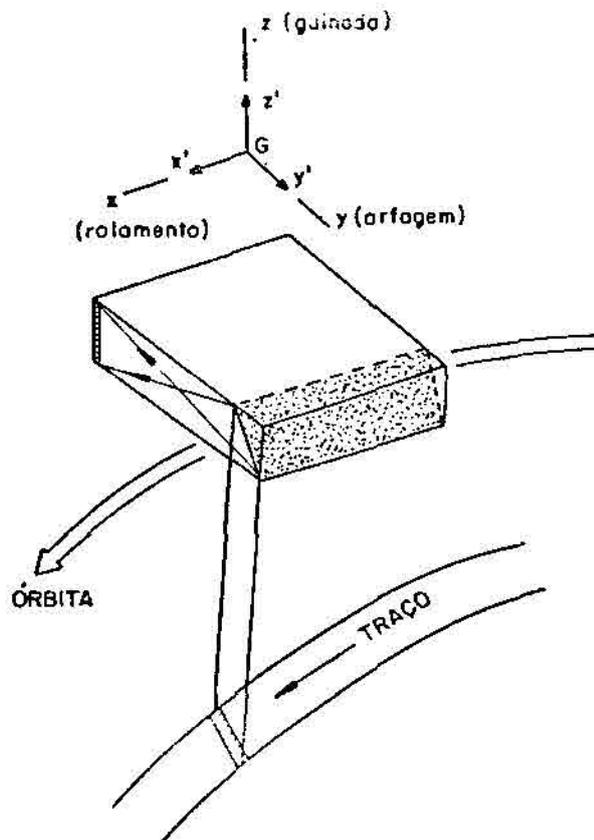


Fig. 3.4 - Câmara multiespectral.

É suficiente para que o SCA cumpra o seu objetivo que a relação entre o Sistema Orbital $O\bar{x}\bar{z}$ e o Sistema Móvel $Mxyz$ satisfaça as seguintes especificações.

i) relativas aos descolamentos angulares (Figura 3.5):

$$- 0.5 < DELX < 0.5 \quad (\text{GRAUS}), \quad (3.20)$$

$$- 0.5 < DELY < 0.5 \quad (\text{GRAUS}), \quad (3.21)$$

$$- 0.5 < DELZ < 0.5 \quad (\text{GRAUS}), \quad (3.22)$$

ii) relativas às velocidades:

$$- 0.0065 < W_x < 0.0065 \quad (\text{G/S}), \quad (3.23)$$

$$- 0.0065 < W_y < 0.0065 \quad (\text{G/S}), \quad (3.24)$$

$$- 0.0100 < W_z < 0.0100 \quad (\text{G/S}) \quad (3.25)$$

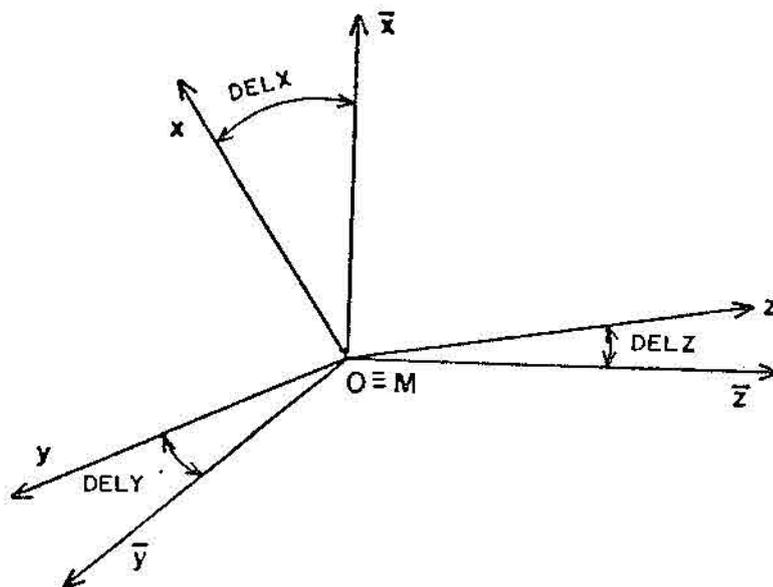


Fig. 3.5 - Deslocamento DELX, DELY e DELZ.

3.4 - OS DADOS DOS SENSORES E AS SAÍDAS $y(t)$

O controle auto-sintonizado, segundo a abordagem do capítulo anterior, exige que o número de entradas seja igual ao número de saídas do sistema. O número de entrada no SCA é igual a três (três torques sendo um em cada eixo) e como se dispõe de nove medidas, quais sejam: três velocidades, seis ângulos (três dos sensores terrestres e três dos sensores solares), torna-se necessário operar com estas informações de maneira reduzi-las a apenas três.

Uma vez definido:

$$y(t) := L(0(t)) , \quad (3.26)$$

onde:

$y(t)$ - vetor (3x1) de medidas do algoritmo auto-sintonizado

$L()$ - função vetorial de dimensão 3,

$0(t)$ - vetor (9x1) das saídas dos sensores,

torna-se necessário desenvolver esta relação, ou seja, determinar a expressão $L()$ que transforma as nove informações dos sensores nas três medidas $y(t)$ do controlador proposto.

Os requisitos do SCA exigem que dentro das tolerâncias de finidas pelas Equações (3.20 - 3.25), o Sistema Móvel e o Sistema Orbital sejam coincidentes.

A matriz de rotação que leva um vetor do Sistema Orbital até o Sistema Móvel deve ser portanto igual à Matriz Identidade, a menos do erro admissível, quando o satélite estiver controlado.

A obtenção da Matriz de Rotação a partir dos dados dos sensores \vec{e} é o caminho escolhido para a construção da relação $L(\)$ na expressão 3.26

Sejam os versores:

$$\vec{t}_m = (0(1), 0(2), 0(3)) , \quad (3.27)$$

$$\vec{s}_m = (0(4), 0(5), 0(6)) , \quad (3.28)$$

representantes, no Sistema Móvel, da direção da Terra e do Sol, respectivamente.

Definindo um sistema de coordenadas ortogonais (p_m, q_m, r_m) dado por:

$$\vec{p}_m = \vec{t}_m \quad (3.29)$$

$$\vec{q}_m = (\vec{t}_m \times \vec{s}_m) / \|(\vec{t}_m \times \vec{s}_m)\| \quad (3.30)$$

$$\vec{r}_m = \vec{p}_m \times \vec{q}_m \quad (3.31)$$

então, com relação ao Sistema Móvel, pode-se montar a matriz:

$$M_m = / p_m \quad q_m \quad r_m / . \quad (3.32)$$

De maneira análoga e a partir dos versores que indicam a direção da Terra e do Sol no Sistema Orbital $(\vec{t}_0$ e \vec{s}_0 , respectivamente), pode-se construir um sistema ortogonal (p_0, q_0, r_0) e montar a matriz M_0 assim definida:

$$M_0 = / p_0 \quad q_0 \quad r_0 / . \quad (3.33)$$

Deve-se observar que a direção da Terra e do Sol no Sistema Orbital é perfeitamente conhecida da Terra e a matriz M_o pode ser fornecida ao SCA através do sistema de telemetria do satélite, não exigindo nenhum processamento a bordo.

A construção de M_m exige que os versores \vec{t}_m e \vec{s}_m sejam não paralelos, o mesmo se verificando para \vec{t}_o e \vec{s}_o em relação a M_o . O paralelismo destes versores depende da órbita escolhida e da posição do satélite. Como a órbita da missão de sensoriamento terrestre é quase polar, a possibilidade de o Satélite, o Sol e a Terra estarem alinhados é reduzida. Se, no entanto, ocorrer este alinhamento, as informações dos sensores são desprezadas, esperando-se pelo desalinhamento dos versores para se calcular M_o e M_m .

A partir de M_o e M_m pode-se determinar a matriz de rotação entre os dois Sistemas de Referência (Wertz, 1978):

$$M_m = R_{ot} M_o, \quad (3.34)$$

onde R_{ot} é a matriz de rotação procurada. Como M_o é ortogonal, então:

$$R_{ot} = M_m M_o^T \quad (3.35)$$

Associados à matriz de rotação R_{ot} existem os parâmetros de Euler, que são assim definidos:

$$E_x := (R_{ot}(2,3) - R_{ot}(3,2))/(2\sin(F_i)), \quad (3.36)$$

$$E_y := (R_{ot}(3,1) - R_{ot}(1,3))/(2\sin(F_i)), \quad (3.37)$$

$$E_z := (R_{ot}(1,2) - R_{ot}(2,1))/(2\sin(F_i)), \quad (3.38)$$

$$F_i := \cos(0.5(\text{TRACO}(R_{ot}) - 1)), \quad (3.39)$$

onde F_i é o ângulo de rotação entre 0 e π , e $E(t) = (E_x, E_y, E_z)$ é o eixo de rotação. Com estes parâmetros, e observando a Expressão 3.34, os seguintes resultados podem ser inferidos:

- a) para que o Sistema Orbital coincida com o Sistema Móvel é necessário "girá-lo" de um ângulo F_i na direção de $E(t)$; ou da mesma forma;
- b) para que o Sistema Móvel coincida com o Sistema Orbital é necessário girá-lo de um ângulo F_i na direção contrária de $E(t)$.

A matriz de rotação deve ser igual à identidade para que o satélite esteja com a atitude desejada, ou seja:

"É condição necessária e suficiente para que o satélite esteja controlado que o ângulo de rotação F_i , em regime permanente, seja nulo a menos de um erro admissível".

Observa-se também que nesta condição a velocidade angular relativa entre o Sistema Móvel e o Sistema Orbital é também nula (pois são coincidentes).

Definido:

$$y(t) = K_1 F_i E(t) + K_2 (W(t) - W_r(t)) \quad , \quad (3.40)$$

onde:

K_1, K_2 - são matrizes diagonais (3x3) com os elementos positivos,

F_i - é o ângulo de rotação,

$E(t) = \bar{e}$ o versor de Euler definido por (E_x, E_y, E_z) ,

$W(t) - W_r(t) = \bar{e}$ a velocidade angular relativa entre o Sistema M \bar{o} vel e o Sistema Orbital medida nos eixos do sat \bar{e} lite,

e se o sistema estiver controlado, ou seja:

$$F_i = 0 \text{ e } E(t) - W_r(t) = 0, \quad (3.41)$$

tem-se

$$y(t) = 0. \quad (3.42)$$

A Equação 3.42 revela uma condiç \bar{a} o necess \bar{a} ria para o cumprim \bar{e} nto dos requisitos do controle. Ser \bar{a} ela sufici \bar{e} nte?

Supondo que o sat \bar{e} lite esteja se deslocando no espaço e satisfazendo a relaç \bar{a} o:

$$y(t) = 0 \text{ e } F_i \neq 0, \quad (3.43)$$

ou seja:

$$-K_1 F_i E(t) = K_2 (W(t) - W_r(t)), \quad (3.44)$$

e como K_1, K_2 e F_i s \bar{a} o positivos, conclui-se que:

O Sistema M \bar{o} vel se desloca com uma velocidade angular $(W(t) - W_r(t))$ na direç \bar{a} o contr \bar{a} ria ao eixo de rotaç \bar{a} o $E(t)$.

Esta situaç \bar{a} o, aliada ao resultado b, permite concluir que:

O ângulo de rotação F_i está convergindo para zero e o Sistema Móvel caminha para a coincidência com o Sistema Orbital. Portanto a condição expressa pela Expressão 3.42 é suficiente para garantir que a atitude do satélite está convergindo para a atitude desejada.

Observa-se que $y(t)$ é singular quando $F_i = \Pi$. Nesta condição a medida $y(t)$ será considerada como a medida observada no instante anterior, ou seja:

$$\text{se } F_i = \Pi \text{ então } y(t) = y(t-1) . \quad (3.46)$$

A relação dada pela Expressão 3.46 não compromete, todavia, o controle, visto que é uma medida distante do ponto de operação para o qual o sistema deve convergir.

O segundo termo na Expressão 3.40 tem por finalidade incorporar as informações da dinâmica do satélite. A rigor poder-se-ia pensar que o primeiro termo na Expressão 3.40 seria suficiente. No entanto, dados sobre a dinâmica, além de estarem disponíveis, são muito úteis, especialmente no transitório. Pode-se obter para o ângulo de rotação, em duas medidas consecutivas, um valor nulo e ainda assim o satélite apresentar uma velocidade angular diferente de zero. Basta que ele dê um número inteiro de voltas sobre seus eixos no intervalo de tempo demandado entre uma medida e outra para que isto aconteça. Desta maneira o termo da velocidade angular na Expressão 3.40 configura-se como necessário para que a atitude desejada seja alcançada.

Com as medidas dadas pela Expressão 3.40 e como a atitude de desejada é atingida quando estas medidas vão para zero, a referência de que trata o capítulo anterior é nula e o controlador toma a forma particular de um regulador.

Desta forma a Relação 3.26, ou seja:

$$y(t) = L (0(t)) \quad (3.47)$$

desenvolvida resulta em:

$$y(t) = K_1 F_i E(t) + K_2 (W(t) - W_r(t)). \quad (3.48)$$

As observações dos sensores serão pré-processadas conforme a Expressão 3.48 e as saídas $y(t)$ serão então as medidas do controlador.

Uma vez definidos todos os modelos envolvidos, qual sejam: modelo do satélite, das perturbações e das medidas, resta discutir como esta modelagem se ajusta a concepção do controle auto-sintonizado desenvolvida no capítulo anterior.

3.5 - O SATÉLITE E O CAS

As Equações 3.1-3.3, 3.7-3.10 e 3.48 que descrevem o movimento do satélite e as observações, são não-lineares e estocásticas e podem ser resumidas por:

$$\dot{X}(t) = F(X(t), u(t), t) + G(t)R_e(t) \quad , \quad (3.49)$$

$$y(t) = H(X(t), u(t), t) + R_o(t), \quad (3.50)$$

onde:

$X(t)$ - vetor de estado, de dimensão 7;

$u(t)$ - vetor de controle, de dimensão 3;

$F(\)$ - função vetorial não-linear do estado, de dimensão 7;

$G(t)$ - matriz 7x3 contínua;

$R_e(t)$ - vetor de dimensão 3 que expressa as perturbações no estado, com média nula e covariância conhecida;

$y(t)$ - vetor de observações, de dimensão 3;

$H(\)$ - função vetorial não-linear no estado, de dimensão 3;

$R_o(t)$ - vetor de dimensão 3 que representa o ruído nas medidas, suposto branco, gaussiano e de média nula.

Expandindo as Expressões 3.49 e 3.50 em torno de uma trajetória de referência (\bar{x}, \bar{u}) , e desprezando os termos com ordem superior a 2, tem-se:

$$\delta \dot{x} = \frac{\partial F}{\partial x} \bigg|_{(\bar{x}, \bar{u})} \delta x + \frac{\partial F}{\partial x} \bigg|_{(\bar{x}, \bar{u})} \delta u + G(t)R_e(t), \quad (3.51)$$

$$\delta y = \frac{\partial H}{\partial x} \bigg|_{(\bar{x}, \bar{u})} \delta x + \frac{\partial H}{\partial u} \bigg|_{(\bar{x}, \bar{u})} \delta u + R_o(t), \quad (3.52)$$

O Sistema 3.51 - 3.52 é linear e estocástico e pode ser escrito como uma equação diferença estocástica na forma (Astrom & Eykhoof, 1971):

$$\begin{aligned} y(t) - A_1 y(t-1) + \dots + A_n y(t-n) &= B_0 u(t-k) + B_1 u(t-k-1) \\ &+ \dots + B_n u(t-k-n) + r(t) + C_1 r(t-1) \\ &+ \dots + C_n r(t-n) + s \end{aligned} \quad (3.53)$$

A Equação 3.53 é semelhante a 2.1 e pode ser escrita como:

$$A(z)y(t) = B(z)u(t-k) + C(z)r(t) + s, \quad (3.54)$$

onde $A(z)$, $B(z)$ e $C(z)$ são definidas nas Expressões 2.2 a 2.5.

Admitindo que:

- B_0 é não-singular e que
- as raízes do determinante de $C(z)$ estão estritamente fora de um circuito unitário,

o controle desenvolvido no capítulo anterior pode então ser usado na minimização do índice de desempenho definido no capítulo anterior.

Sustentado por estas hipóteses o procedimento proposto foi implementado e submetido a alguns testes que são descritos no próximo capítulo. A Figura 3.6 resume, em termos de diagrama de blocos, esta implementação.

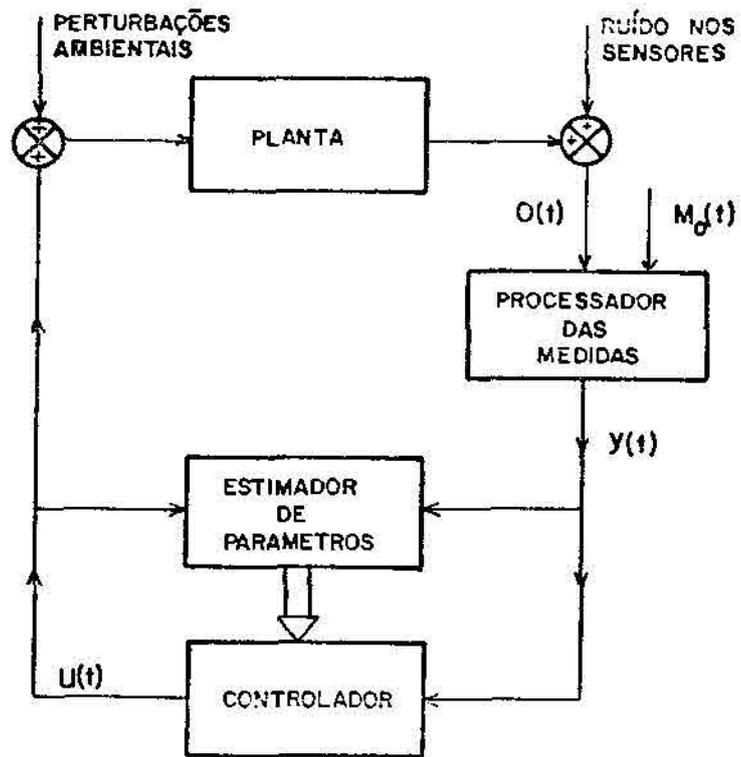


Fig. 3.6 - Diagrama de blocos do controle implementado

• •
•

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÃO E TESTES

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste Capítulo são apresentados os testes de verificação do desempenho do controle proposto. Ele está basicamente dividido em duas partes: na primeira são detalhadas as condições de simulação, onde os parâmetros de inicialização do modelo matemático do satélite, assim como do algoritmo de controle auto-sintonizado são apresentados; na parte final são descritos, apresentados e comentados os vários testes efetuados.

4.2 - OS PARÂMETROS DE INICIALIZAÇÃO

4.2.1 - DA SIMULAÇÃO DO SATÉLITE

O satélite simulado é o TD-1A, o mesmo do trabalho de Moro (1983). Suas características principais, (Tilgner, 1971), o aproximam bastante do satélite de sensoriamento brasileiro.

É um satélite com objetivos de exploração científica, órbita quase polar e com controle ativo nos três eixos, Figura 4.1.

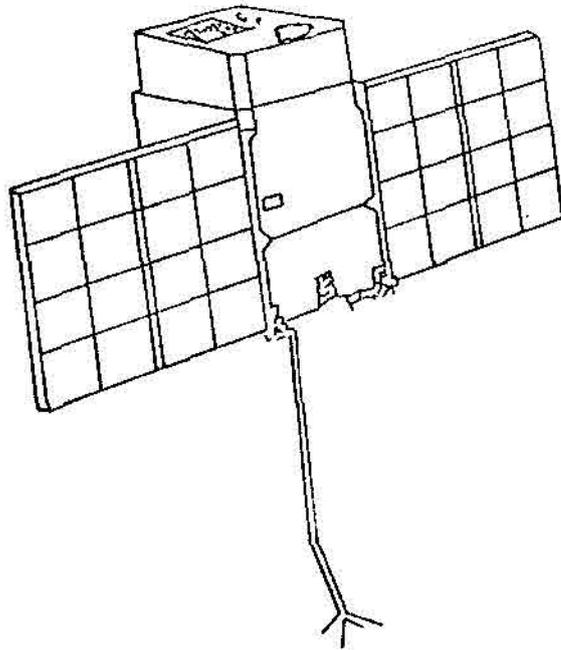


Fig. 4.1 - Satélite TD-1A simulado.

A simulação tem início às 17 horas, 0 minutos e 0 segundos do dia 16/05/72 e os elementos Keplerianos da órbita, Figura 4.2, adotados foram:

a (semi-eixo maior)	-	6910 Km	(4.1)
e (excentricidade)	-	0.0027	(4.2)
i (inclinação)	-	97.6 graus	(4.3)
Ω (ascensão reta)	-	317.9 graus	(4.4)
ω (argumento do perigeu)	-	90.6 graus	(4.5)
M (anomalia média)	-	15.3 graus	(4.6)

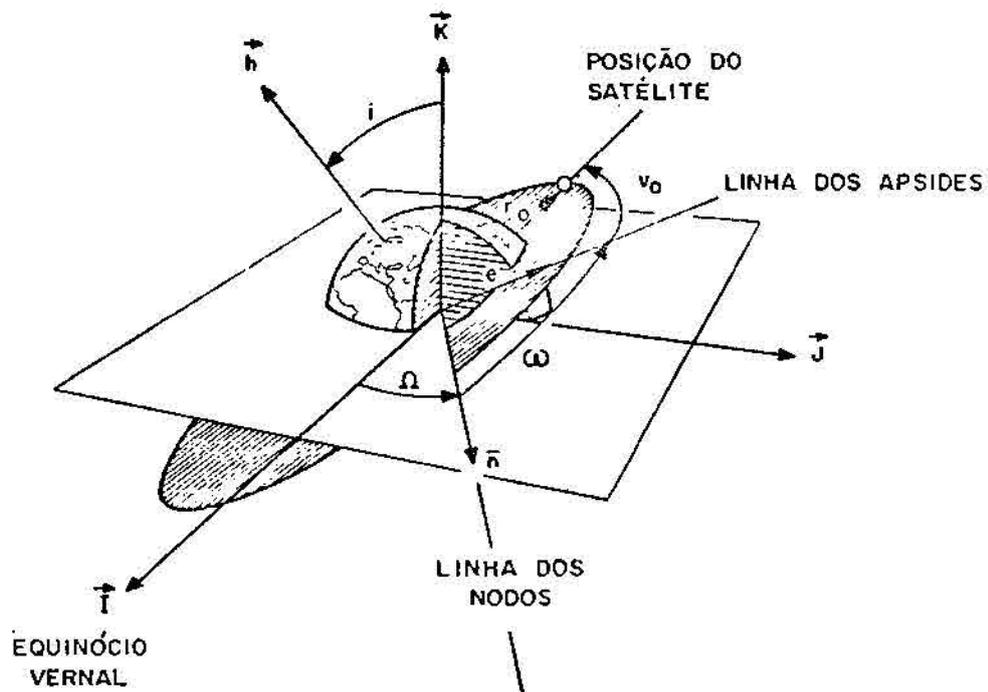


Fig. 4.2 - Elementos keplerianos da órbita

Os momentos principais de inércia adotados foram:

$$I_{xx} = 207 \text{ Kg.M} , \quad I_{yy} = 225 \text{ Kg.M} \text{ e } \quad I_{zz} = 121 \text{ Kg.M} \quad (4.7)$$

Na simulação das observações o desvio padrão adotado para o sensor solar e o sensor de horizonte foi de 0.1 graus (Wertz, 1978); já para os girômetros o desvio padrão adotado foi de 0.855 (graus/hora) (Toldman et alii, 1977).

As matrizes K_1 e K_2 da Equação 3.48 foram definidas após alguns testes, tendo sido encontrados os seguintes valores:

$$K_1 = 0.8 \times I \quad \text{e} \quad K_2 = 35 \times I , \quad (4.8)$$

onde I é a identidade (3x3).

Quanto às excitações, os torques provenientes do arrasto aerodinâmico, da radiação solar direta e do gradiente de gravidade, por facilidade de "software" disponível, foram as perturbações ambientais simuladas (Carrara, 1982).

O vetor de estado inicial adaptado foi:

$$X = (W_x, W_y, W_z, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4) , \quad (4.9)$$

$$X = (0.03, 0.04, 0.03, 0.024, 0.062, - 0.935, - 0.348) . \quad (4.10)$$

A parcela da velocidade na Expressão 4.10 está em radianos por segundo.

No que se refere ao satélite e às observações, as condições de inicialização são as relatadas acima; já no que diz respeito ao algoritmo de controle, os parâmetros iniciais são descritos a seguir.

4.2.2 - DO ALGORITMO AUTO-SINTONIZADO

A ordem, que determina a estrutura da lei de controle, foi a primeira definição estabelecida e em função desta estrutura todas as demais constantes de inicialização foram escolhidas, observando sempre o menor erro em regime permanente, a velocidade de convergência e a magnitude do controle.

Para a lei de controle escolheu-se a formulação:

$$-u(t) = F_0 y(t) + F_1 y(t-1) + F_2 y(t-2) + G_1 u(t-1) + G_2 u(t-2) + d . \quad (4.11)$$

A elevada dimensão desta estrutura, dentro dos padrões do controle auto-sintonizado, deve-se à falta de informações relativas ao processo que se deseja controlar. É uma escolha que procura favorecer a segurança, lembrando que as condições de voo podem exigir manobras delicadas e muitas vezes não previstas por ocasião da validação do SCA.

O intervalo de tempo entre a amostragem de duas observações consecutivas foi de um segundo.

Após alguns testes os pesos presentes no índice de desempenho, Equação 2.8 foram assim escolhidos:

$$P(z) = 1.0 \times I, \quad (4.12)$$

$$Q(z) = 1.0 \times I, \quad I = \text{Identidade.} \quad (4.13)$$

Não é demais lembrar que a referência a ser seguida por $y(t)$, conforme o capítulo anterior, é nula.

Quanto ao atraso de transporte k , os melhores resultados foram encontrados para $k = 2.0$.

O cálculo do fator de esquecimento variável, Equações 2.43 - 2.46, exige a determinação de L_{\min} , T_{sup} e p . Os seguintes valores foram adotados para estas grandezas.

$$L_{\min} = 0.3 \quad T_{\text{sup}} = 100 \quad e \quad p = 0.01 \quad (4.14)$$

Na estimativa dos parâmetros, a matriz $PA(t)$ e o vetor $x(t)$ no instante inicial são nulos e a matriz de covariância $COV(t)$ é dada por:

$$COV(0) = 100 \times I, \quad (4.15)$$

onde I é a Identidade.

Uma vez estabelecidas as condições iniciais da simulação e do controle, alguns testes foram realizados e são descritos adiante.

4.3 - TESTES

Um SCA deve basicamente ser capaz de cumprir três funções:

- a) aquisição - partindo de uma atitude qualquer o SCA deve ser capaz de conduzir o satélite para uma vizinhança da atitude desejada.
- b) operação - partindo de uma atitude próxima da nominal, o SCA deve ser capaz de levar e manter o satélite a operar e mantê-lo operando na atitude desejada.
- c) sobrevivência - o SCA deve ser versátil a ponto de, em situações inesperadas, realizar manobras que garantam a sobrevivência e o sucesso da missão.

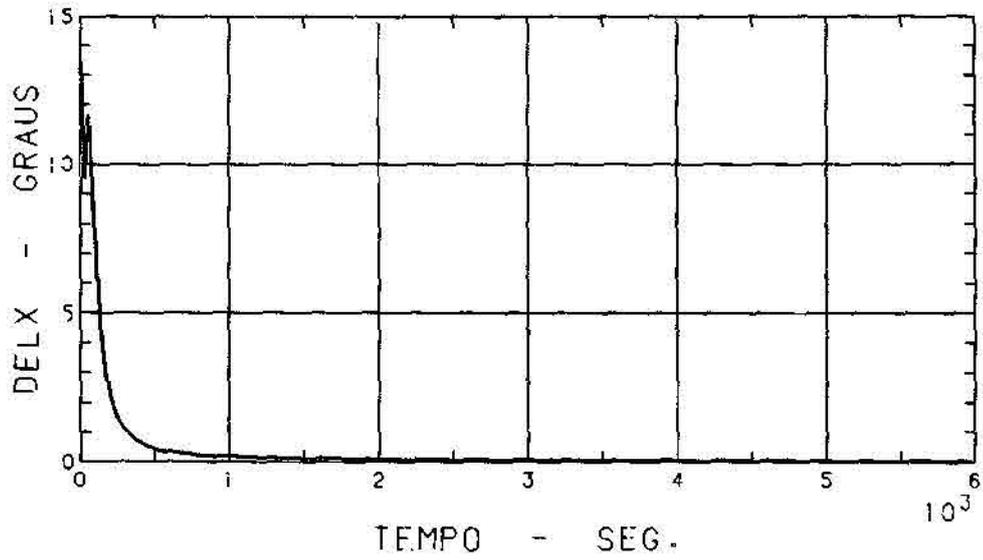
As curvas correspondem a uma simulação de 6000 seg, da atitude, onde os programas de simulação e controle foram implementados num computador B6800.

São propostos dois testes para avaliar o desempenho do algoritmo apresentado.

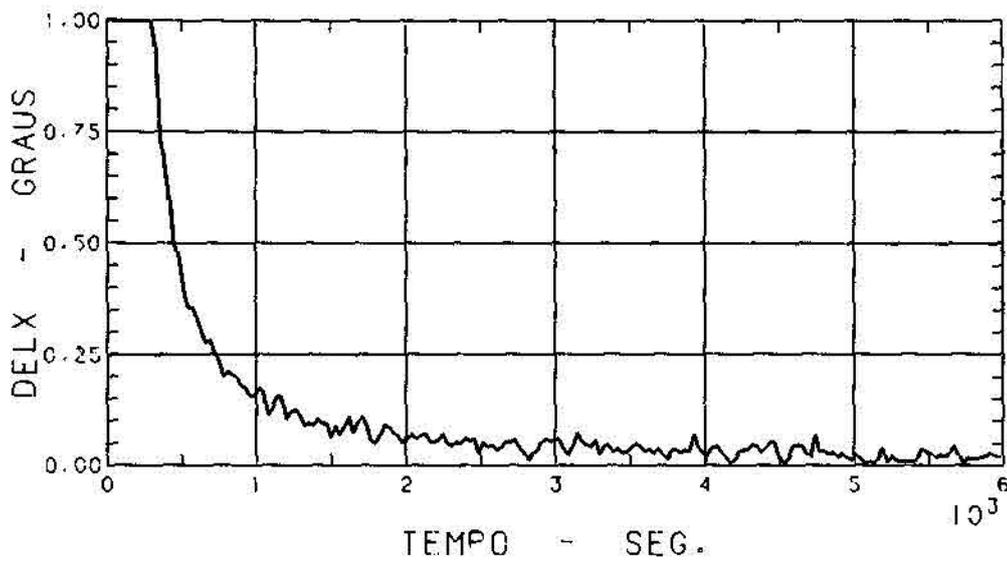
4.3.1 - TESTE DE AQUISIÇÃO E OPERAÇÃO

A partir das condições iniciais de velocidade e atitude, Expressões 4.9 e 4.10, o SCA deve ser capaz de adquirir e manter em regime permanente a atitude desejada, ou seja, o Sistema Móvel deve coincidir com o Sistema-Orbital.

As Figuras 4.3 a 4.14 foram os resultados obtidos. Para uma análise melhor dos resultados algumas figuras têm a sua ordenada limitada a uma região próxima da origem, neste caso ela tem como índice a letra b.

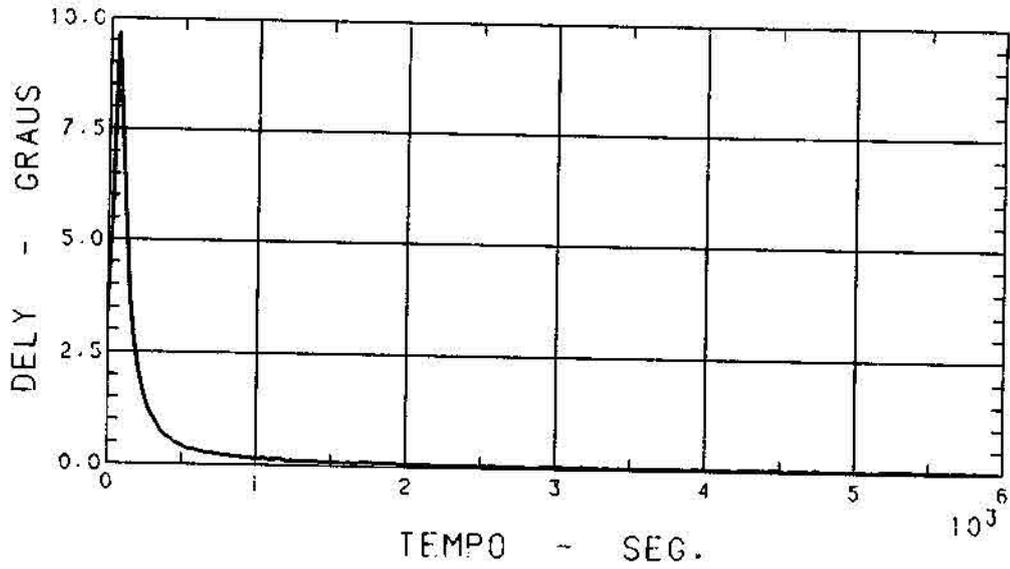


(a)

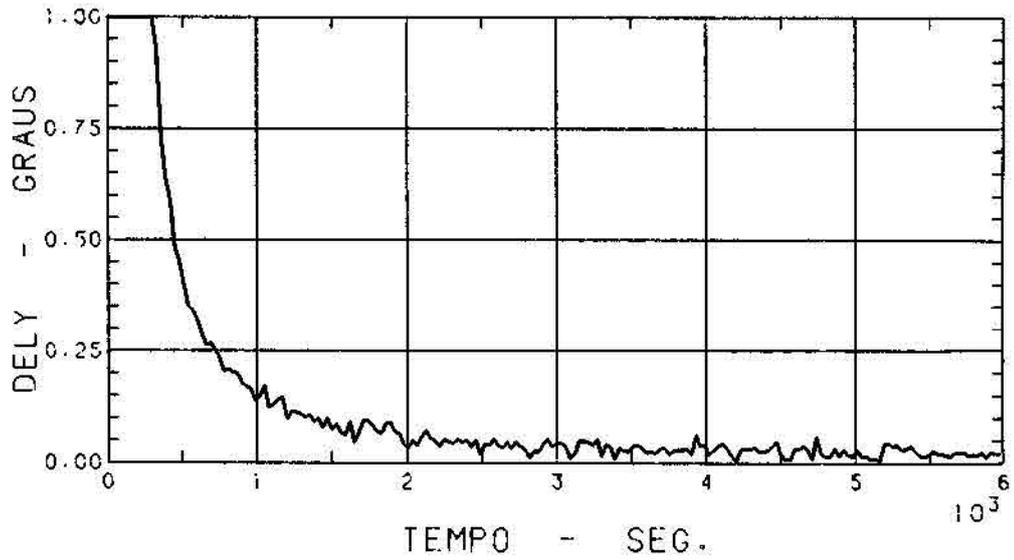


(b)

Fig. 4.3 - Ângulo DELX

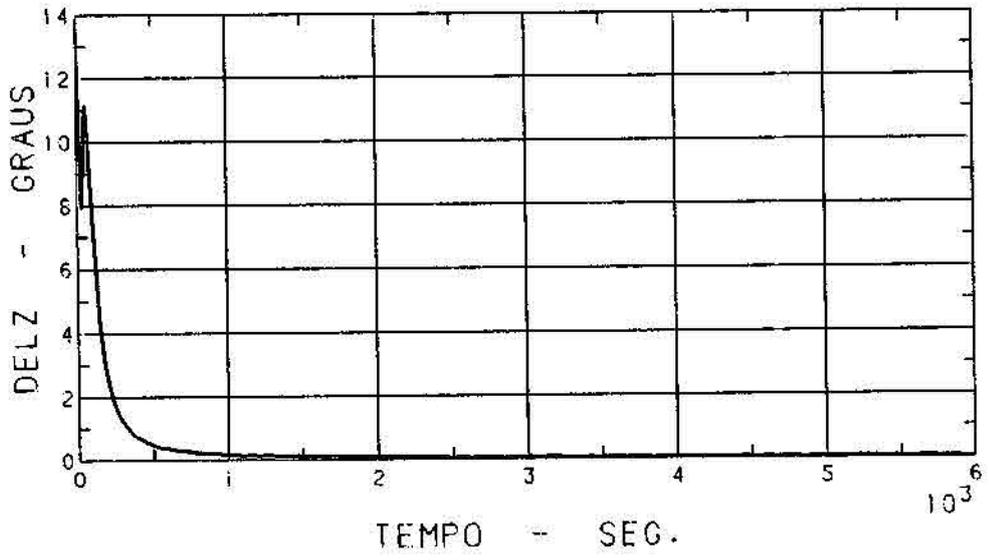


(a)

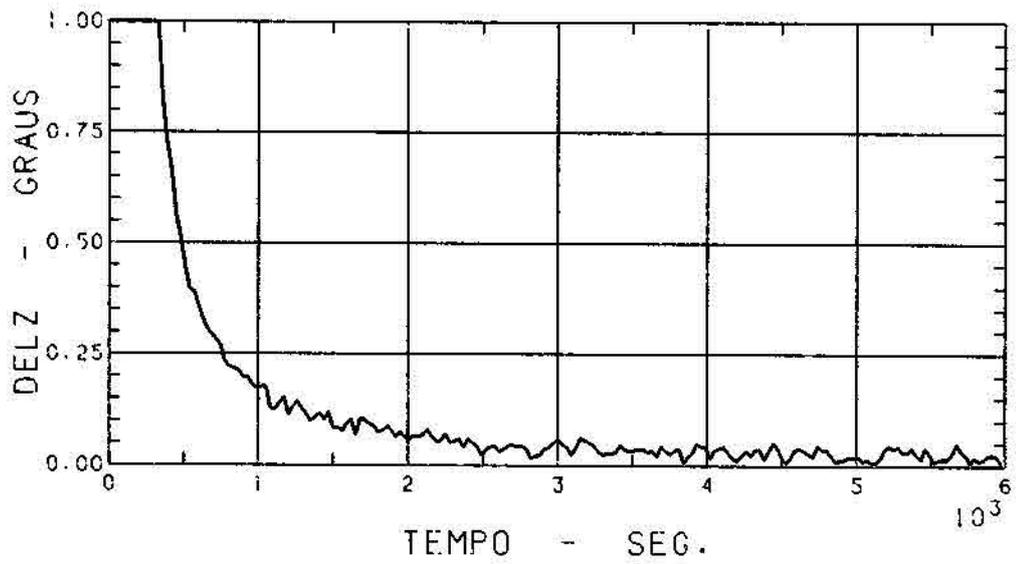


(b)

Fig. 4.4 - Ângulo DELY.

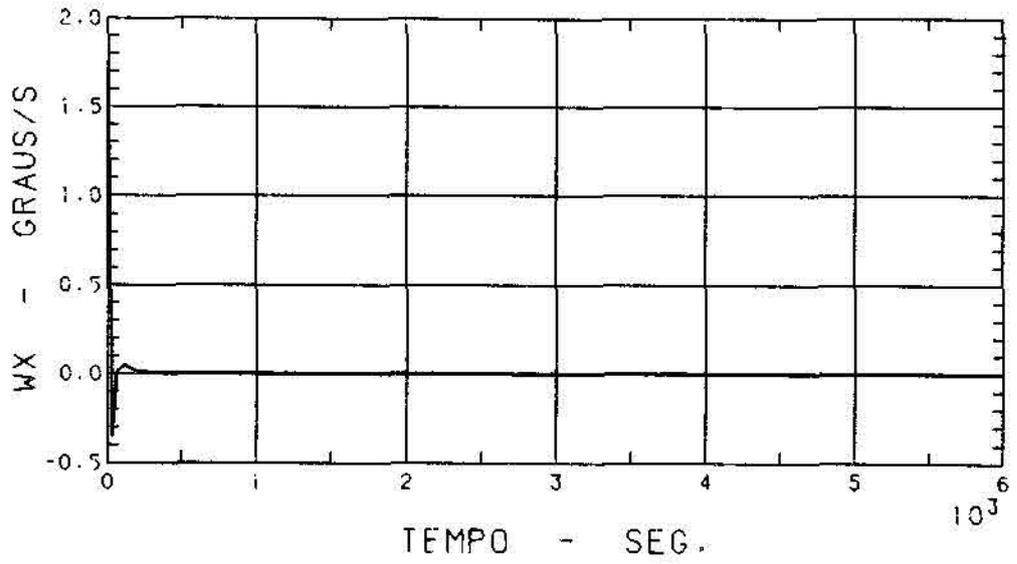


(a)

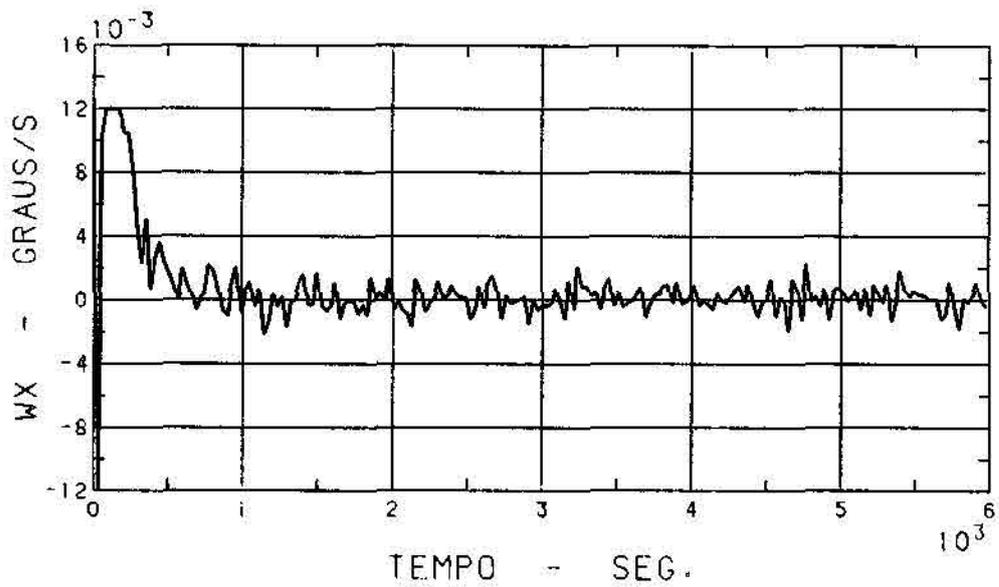


(b)

Fig. 4.5 - Ângulo DELZ.



(a)



(b)

Fig. 4.6. - Componente, no eixo x do satélite, da velocidade angular relativa entre o S. $Mxyz$ e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$.

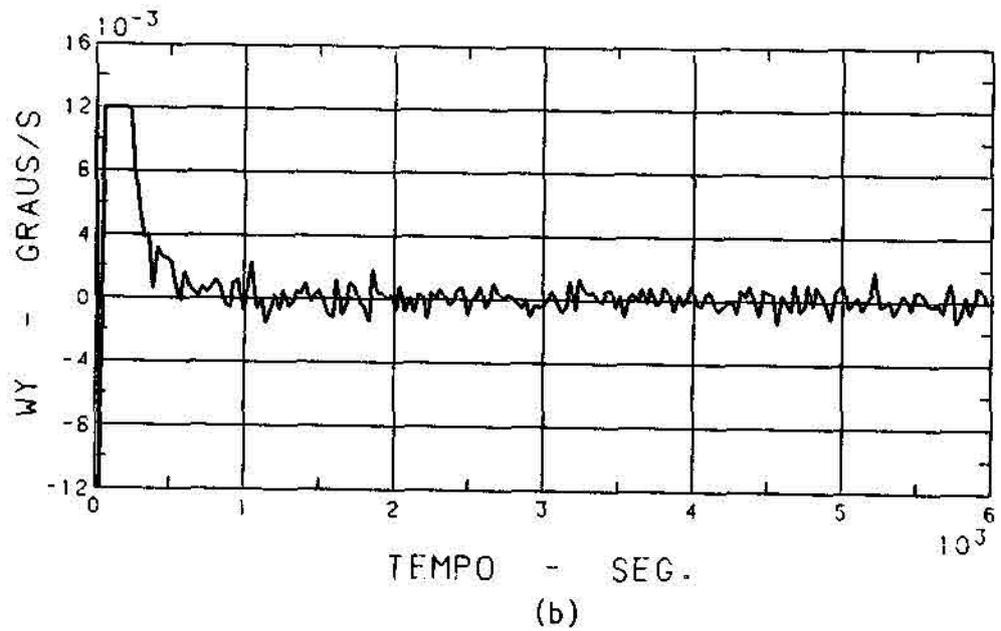
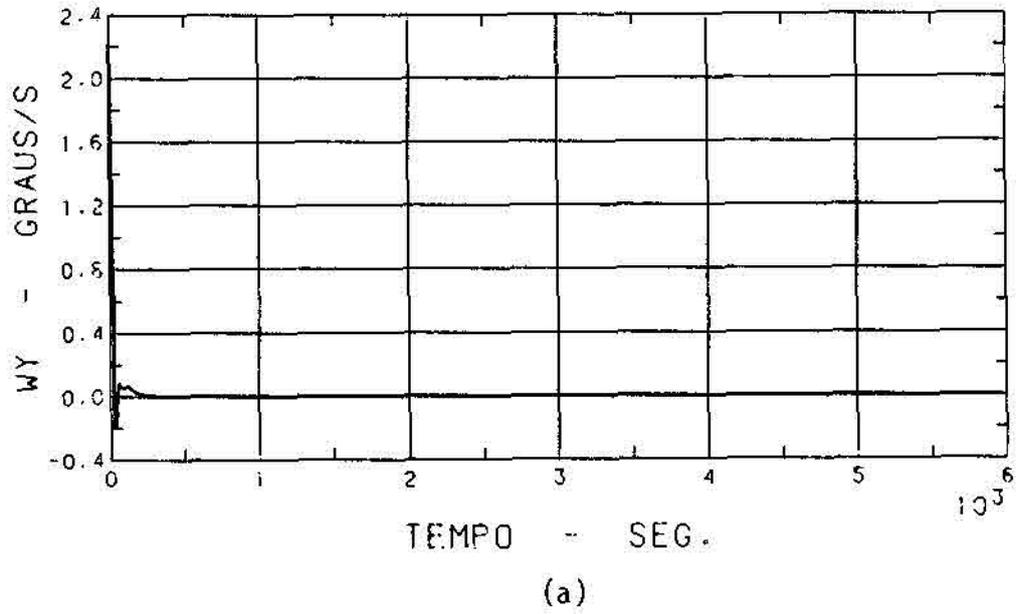
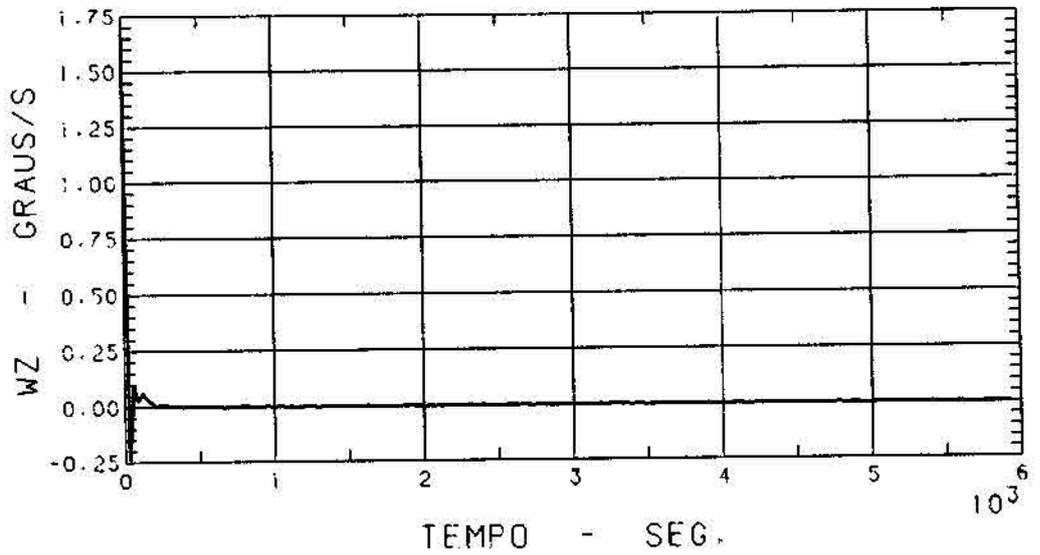
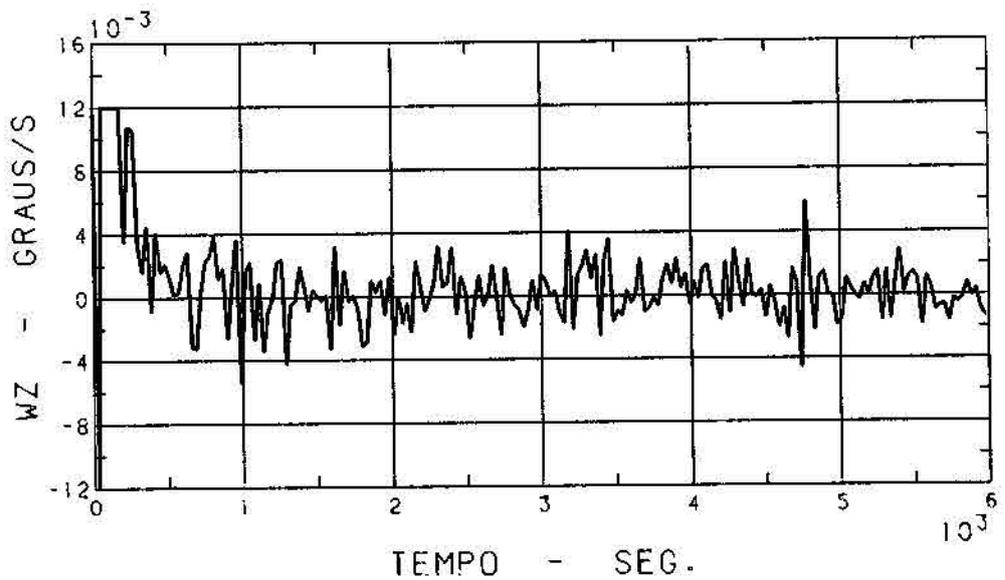


Fig. 4.7. - Componente, no eixo y do satélite, da velocidade angular relativa entre o S. $Mxyz$ e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$.



(a)



(b)

Fig. 4.8 - Componente, no eixo z do satélite, da velocidade angular relativa entre o S. Mxyz e o S. Oxyz.

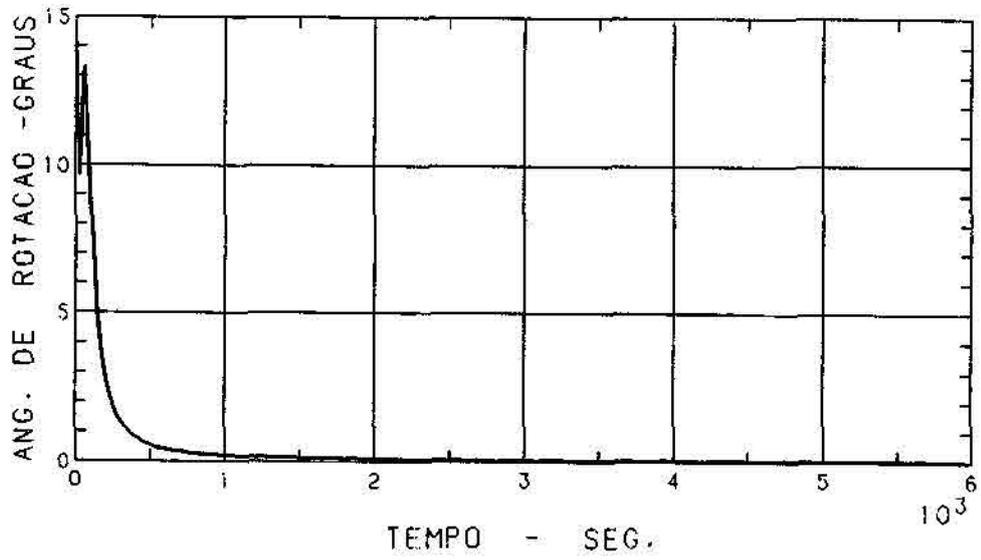


Fig. 4.9 - Ângulo de rotação entre o S. Mxyz e o S. $O\bar{x}\bar{y}\bar{z}$.

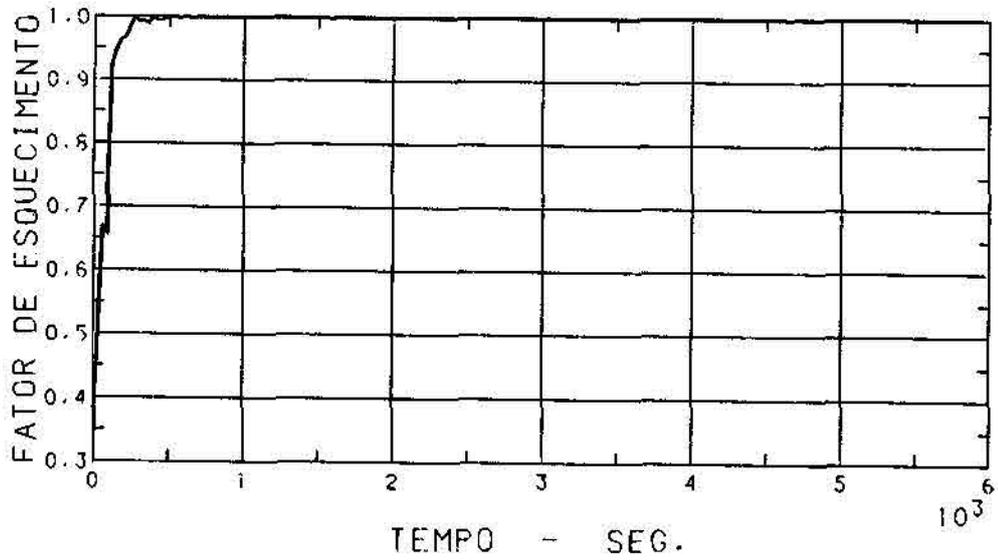


Fig. 4.10 - Fator de esquecimento variável.

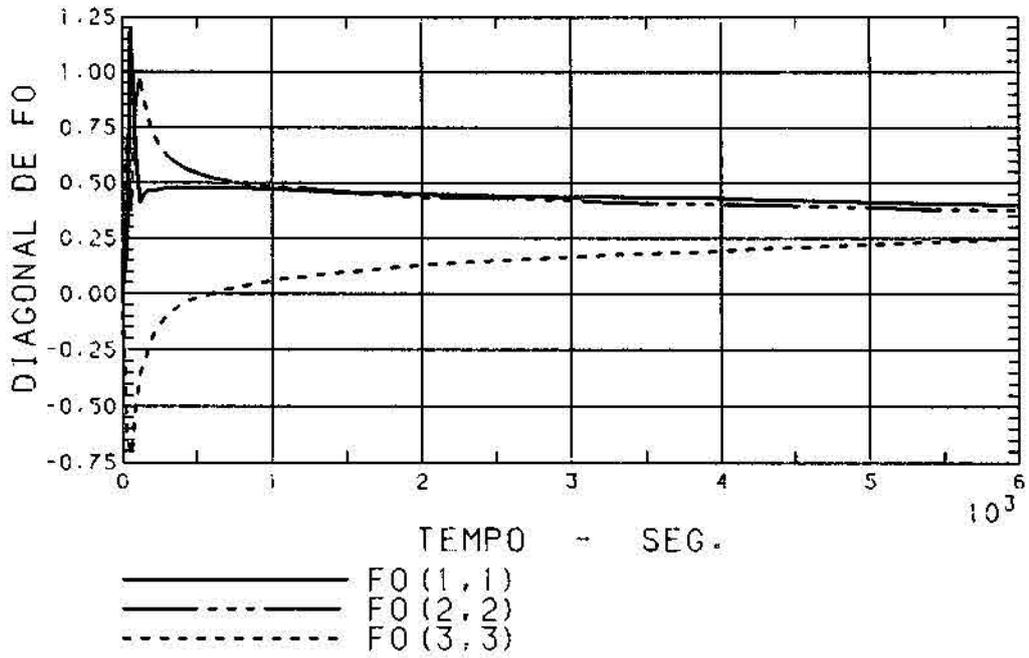


Fig. 4.11 - Elementos da diagonal de F0.

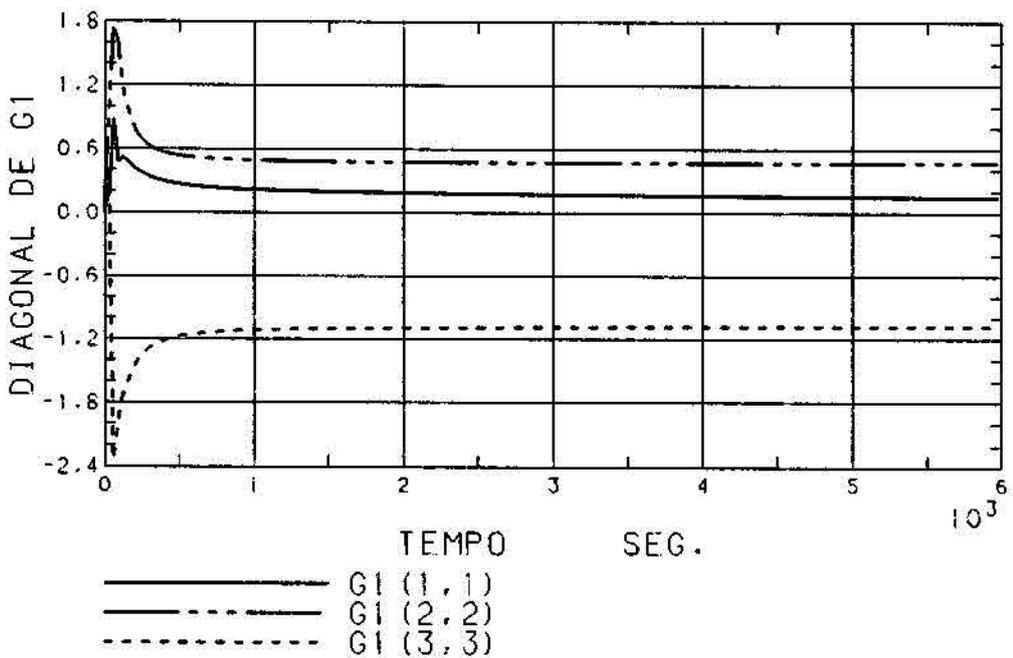
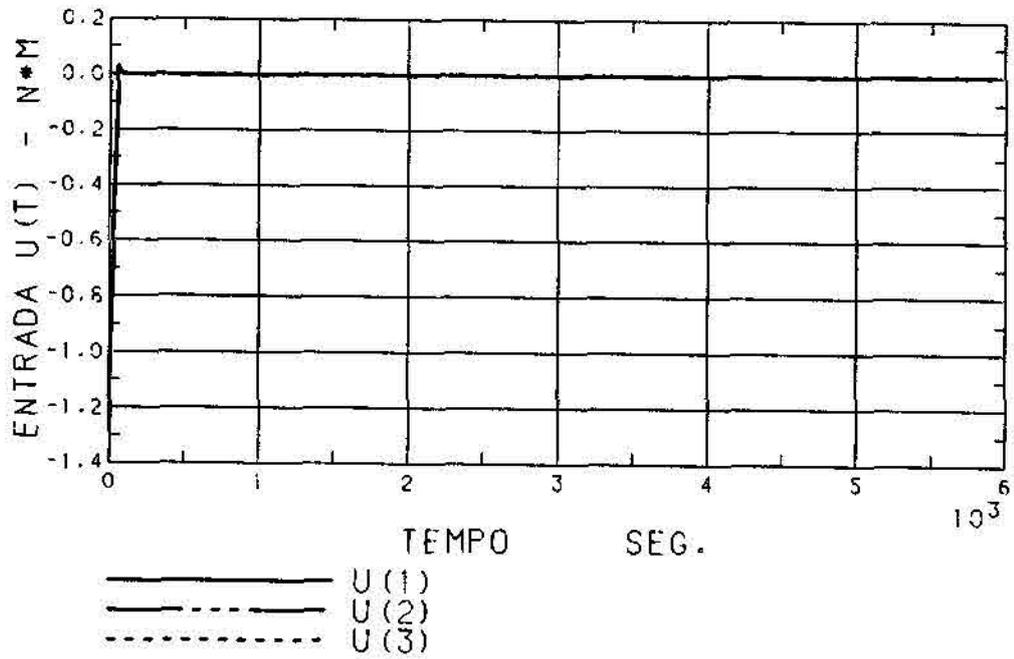
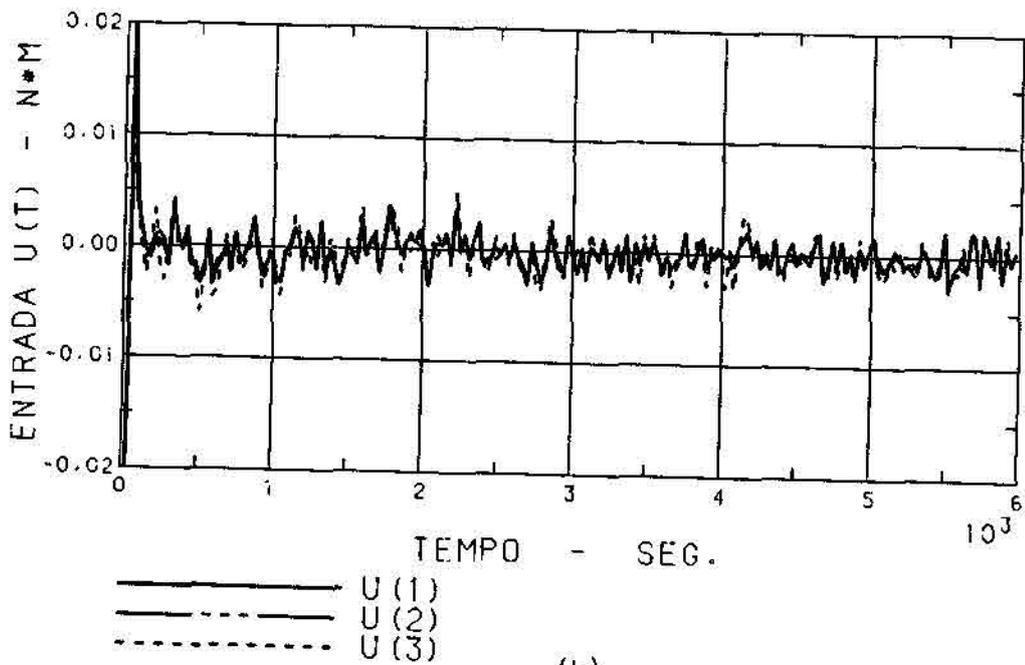


Fig. 4.12 - Elementos da diagonal de G1.

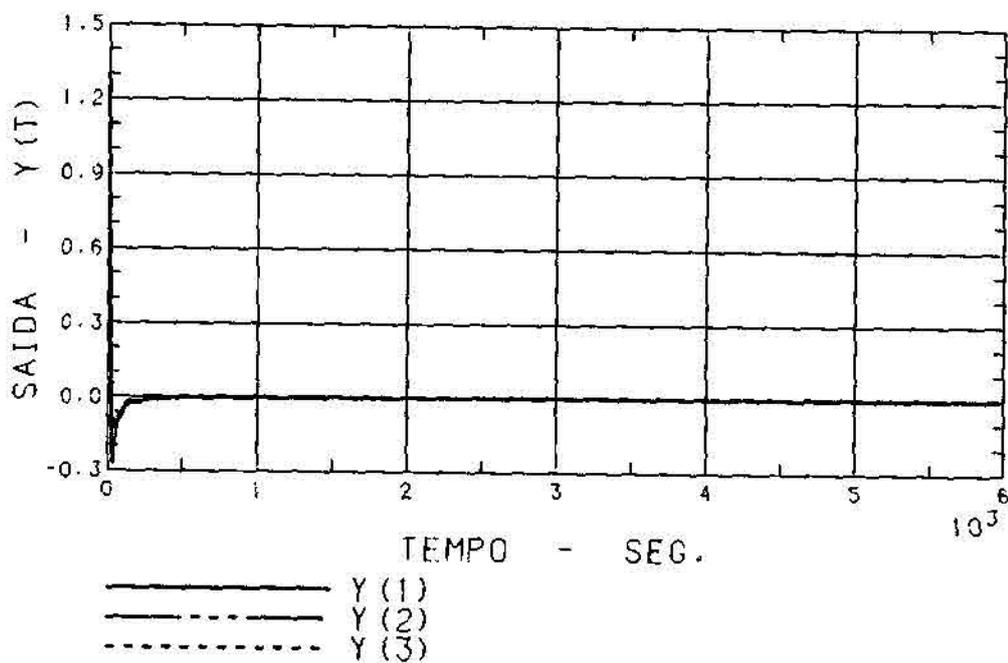


(a)

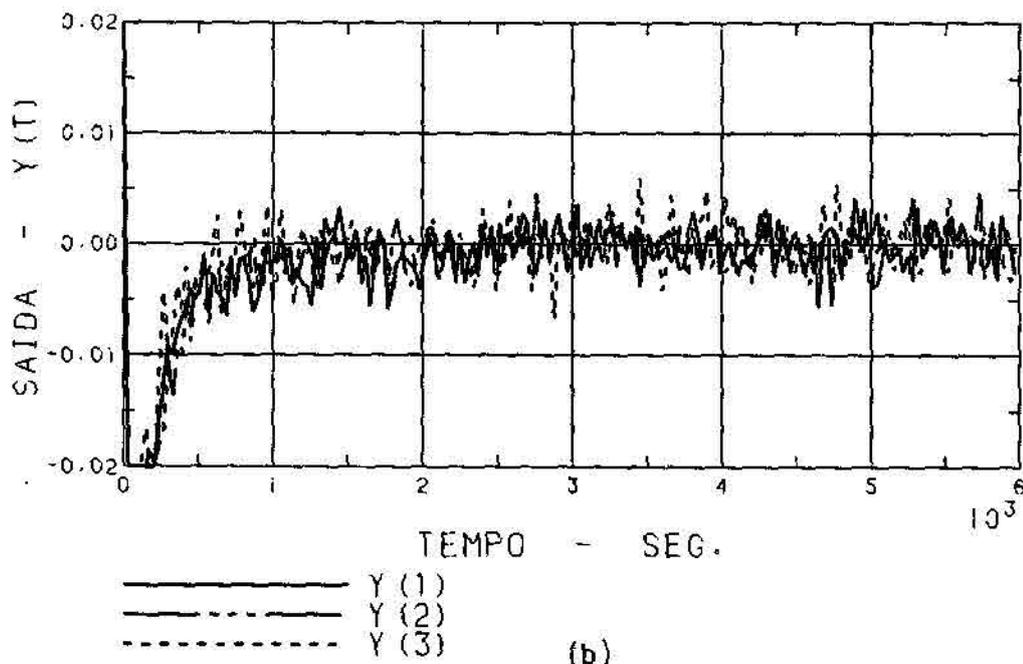


(b)

Fig. 4.13 - Torques calculados.



(a)



(b)

Fig. 4.14 - Medidas y(t).

Observa-se através dos gráficos obtidos que o SCA cumpre plenamente os seus objetivos. A atitude desejada é alcançada aproximadamente cinco minutos depois que o SCA começa a atuar, com uma precisão muito boa diante das tolerâncias permitidas.

Outro aspecto bastante importante e de especial interesse é o tempo de processamento. Para uma simulação de 6000 segundos de atitude foram gastos apenas 400 segundos para os cálculos do controlador, ou seja, para cada segundo na atitude são necessários 0.06 segundos para calcular os torques. Esta velocidade é portanto bastante compatível com uma simulação em tempo real.

Verifica-se também que os torques envolvidos nos transitórios são facilmente conseguidos com os atuadores usados normalmente em controle de atitude.

4.3.2 - TESTE DE SOBREVIVÊNCIA

Este teste se divide em três partes:

- 0 a 2000 seg. - O satélite voa nas mesmas condições do teste 1 (mesmas condições iniciais).
- 2000 a 4000 seg. - Em $t=2000$ seg. o satélite altera o seu momento de inércia e um torque externo é aplicado durante dois minutos.
- 4000 a 6000 seg. - Em $t=4000$ seg. é feita uma redefinição nos objetivos de vôo e o Sistema Móvel deve a partir deste instante se alinhar com o Sistema IXYZ (Sistema Inercial transladado para o centro de gravidade do veículo).

A mudança do momento de inércia com a presença de um torque externo procura simular, por exemplo, uma manobra de abertura dos

painéis solares ou esticamento de uma antena. O objetivo é avaliar o algoritmo diante de uma variação efetiva dos parâmetros do processo, no caso os momentos de inércia, e na presença de um significativo, mas temporário, torque externo.

Os novos momentos de inércia em $t=2000$ seg. adotados foram:

$$I_{xx} = 1035 \text{ KgM}, \quad I_{yy} = 1800 \text{ KgM} \quad \text{e} \quad I_{zz} = 547 \text{ KgM} . \quad (4.16)$$

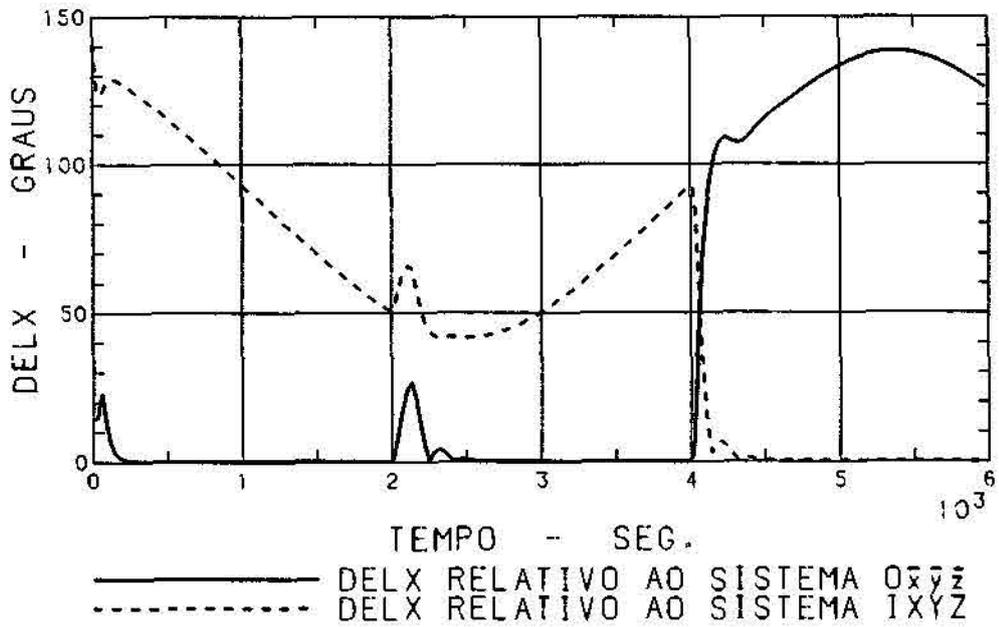
O torque externo aplicado é dado por:

$$T = (0.5, - 0.3, 0.2) \text{ NM} . \quad (4.17)$$

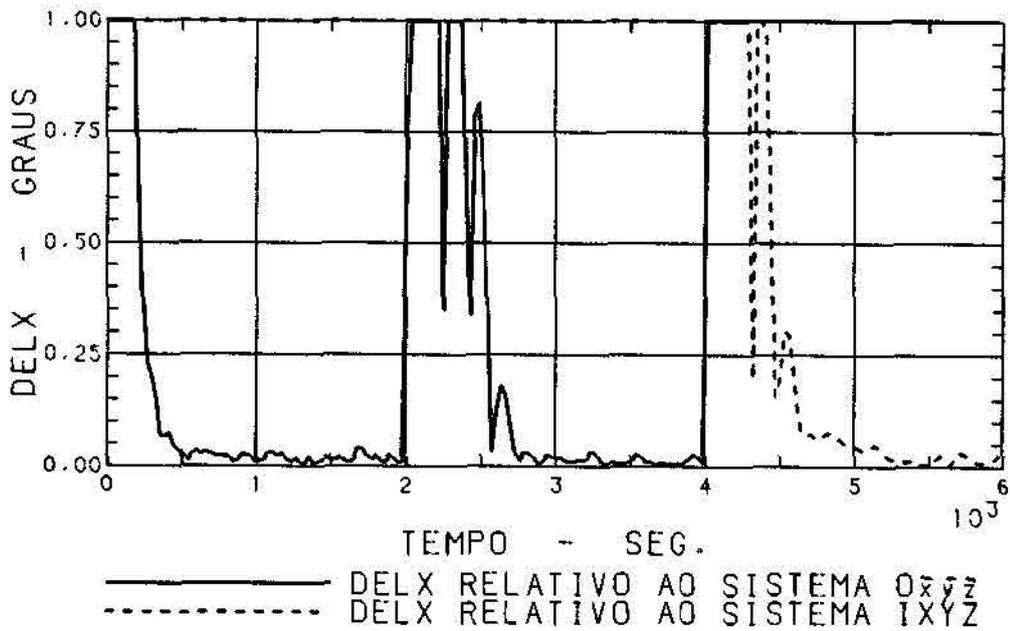
Valores diferentes dos descritos acima, mais ou menos 100%, não acarretam, nos testes, alterações significativas nos resultados.

A redefinição da referência em $t=4000$ seg. pretende observar o controle quando uma manobra de sobrevivência é necessária. Esta redefinição é realizada simplesmente mudando a matriz M_0 (Expressão 3.33), que é calculada em Terra e enviada para o satélite via telemetria.

As Figuras 4.15 a 4.26 retratam os resultados obtidos.

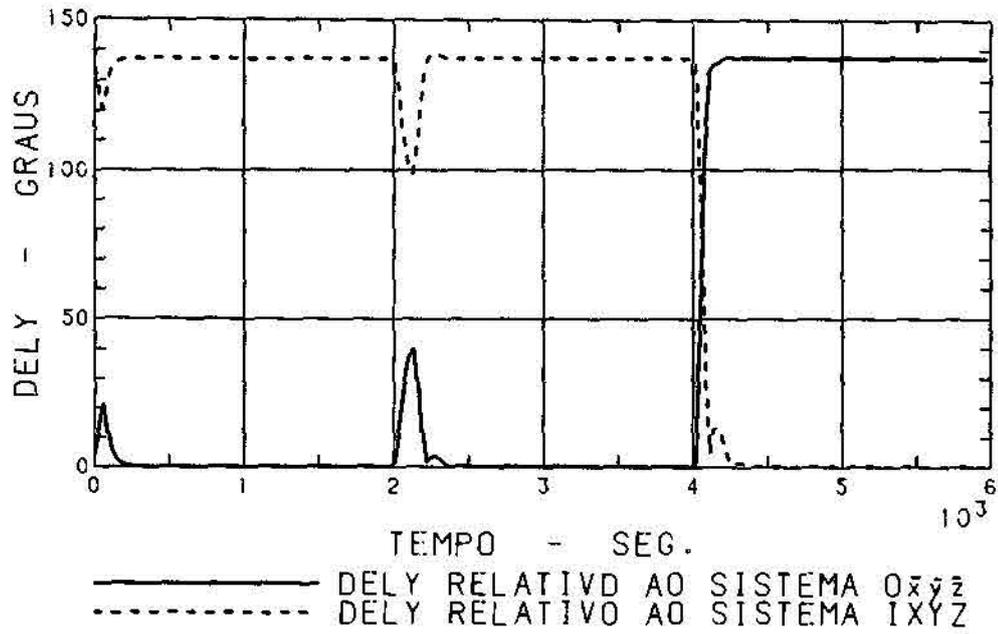


(a)

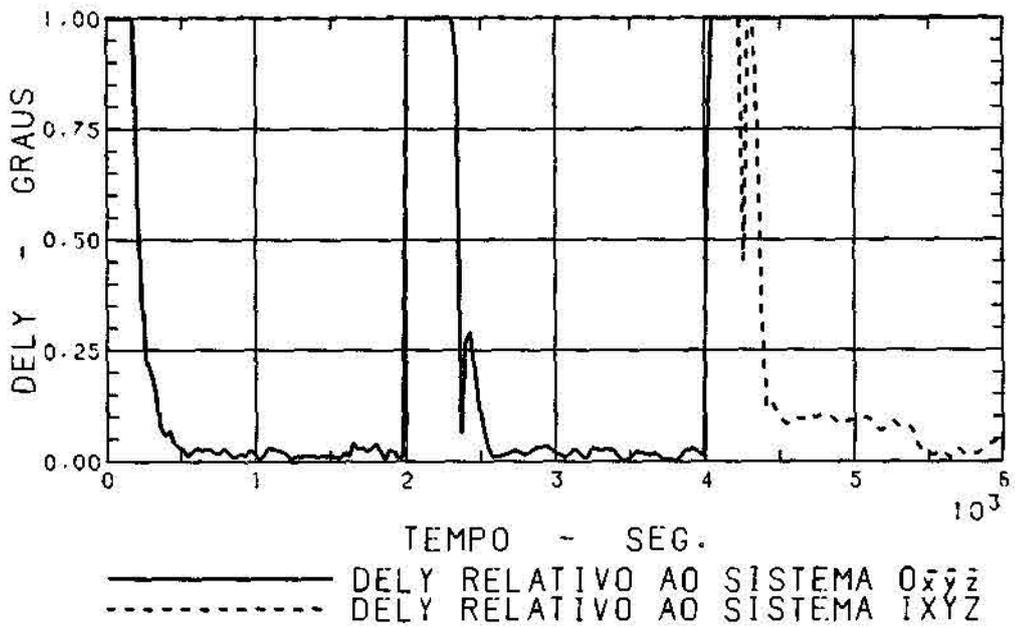


(b)

Fig. 4.15 - Ângulo DELX

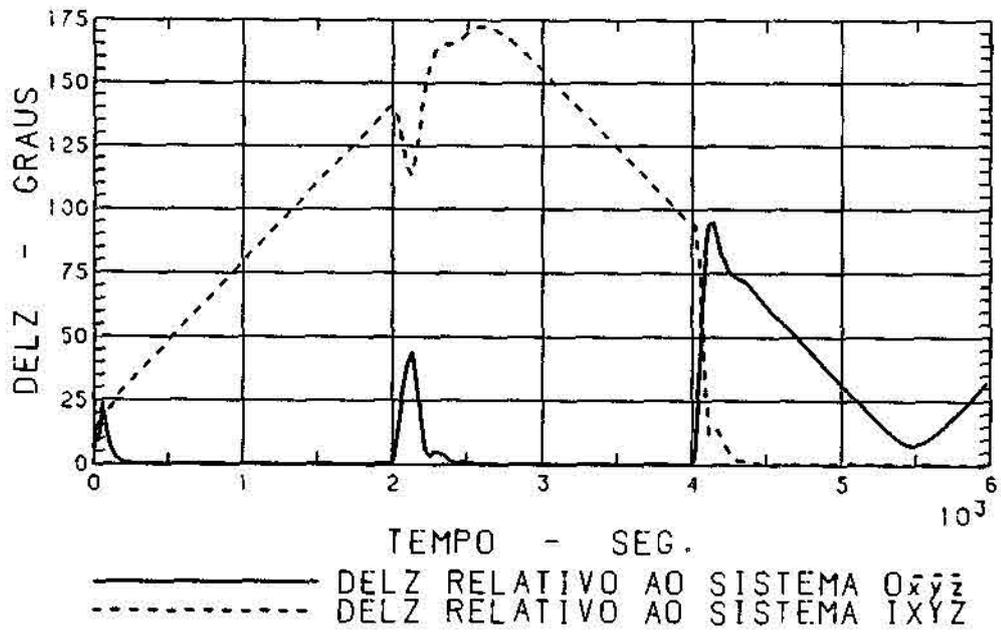


(a)

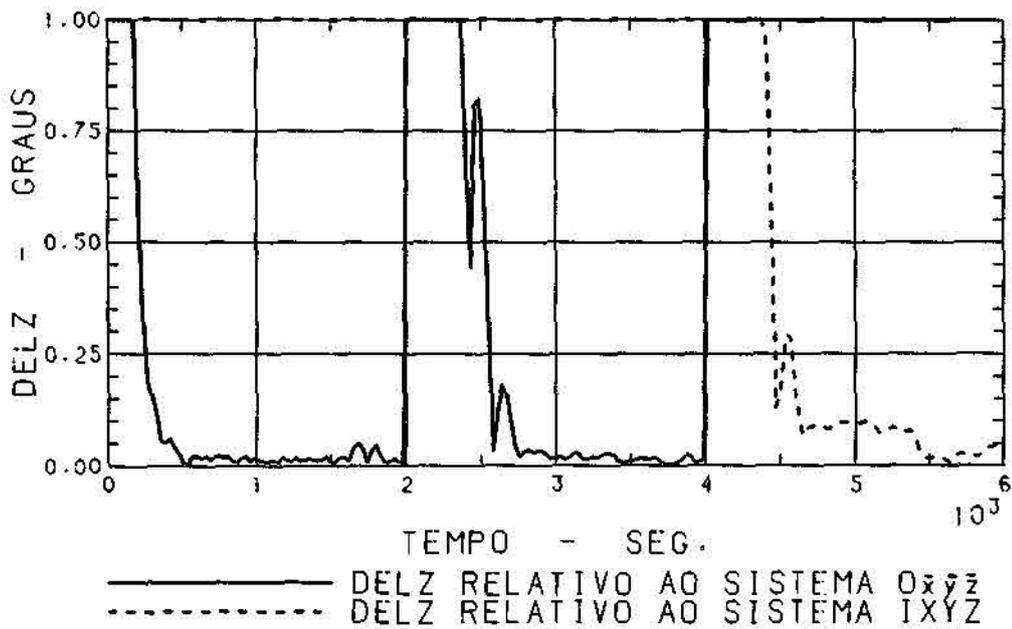


(b)

Fig. 4.16 - Ângulo DELY

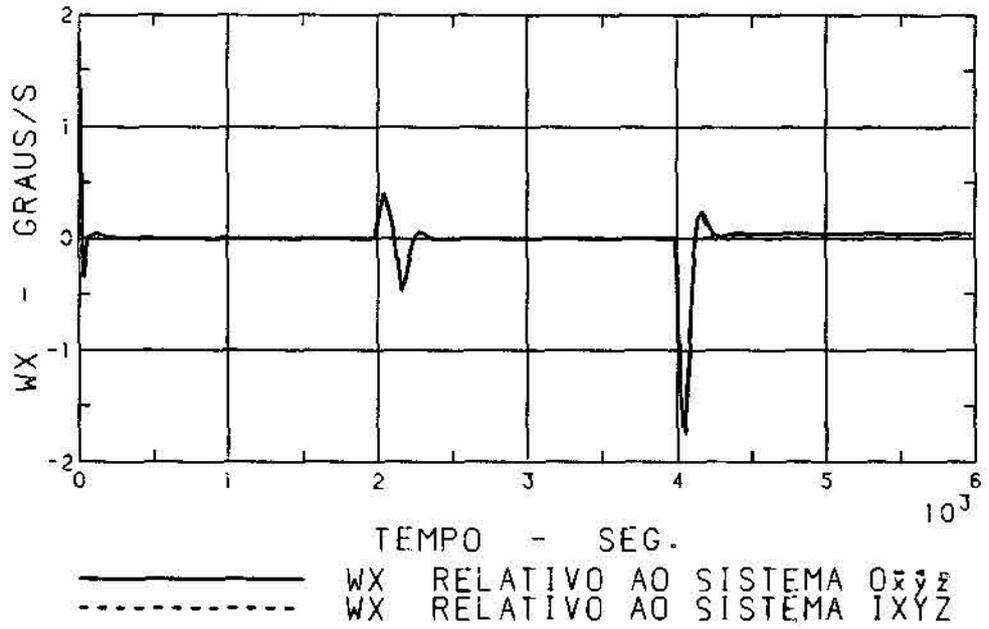


(a)

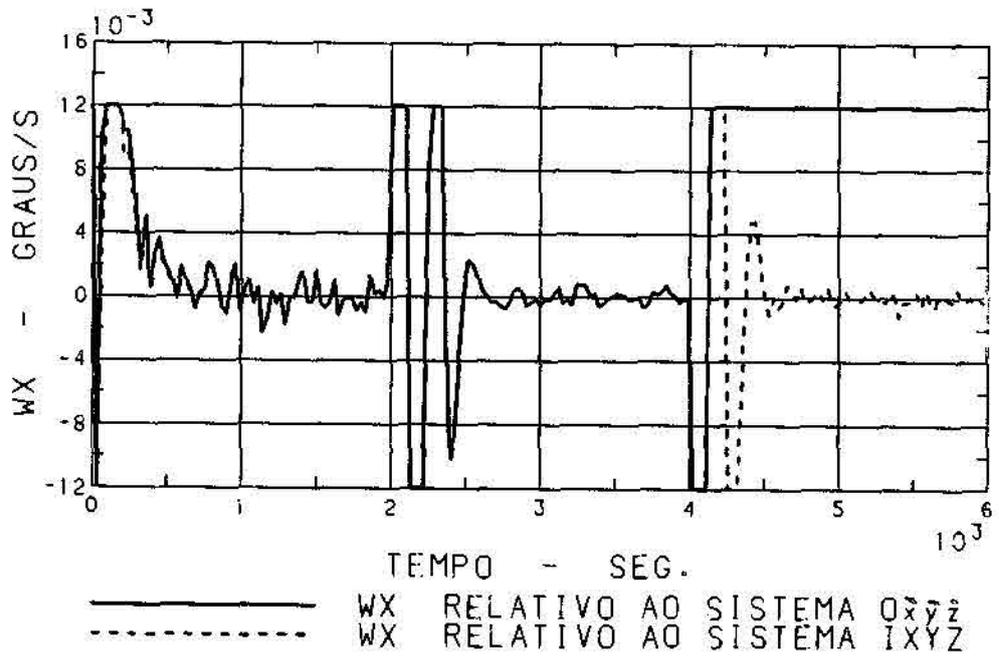


(b)

Fig. 4.17 - Ângulo DELZ

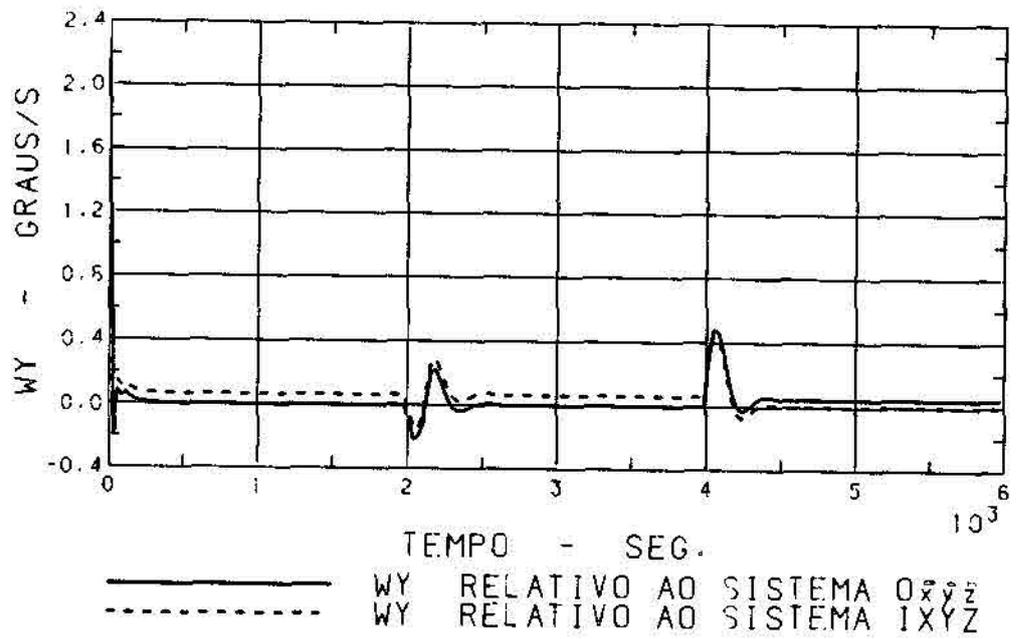


(a)

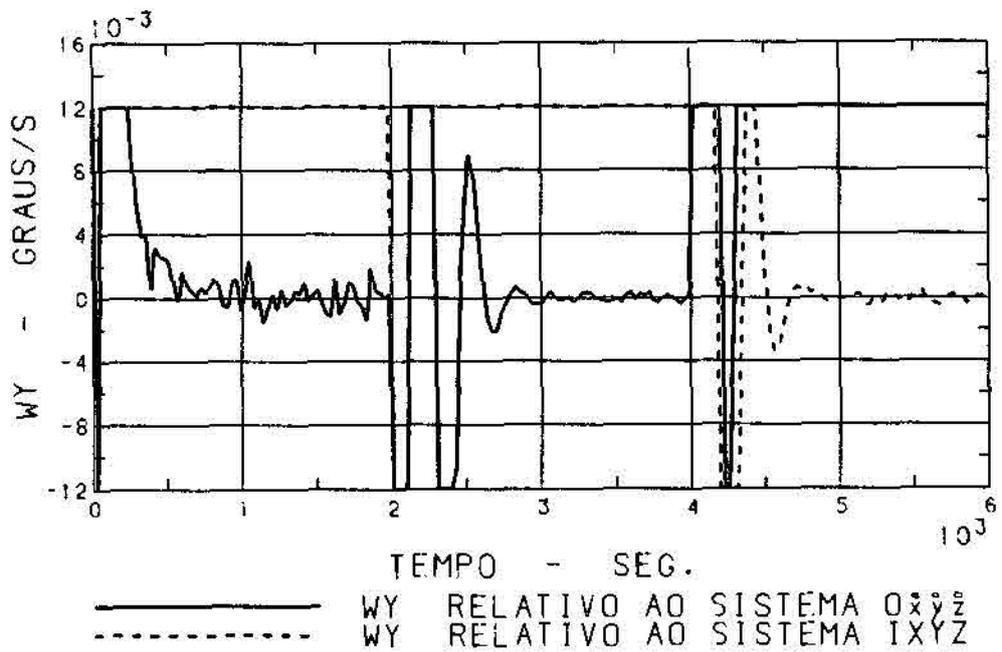


(b)

Fig. 4.18 - Componente, no eixo x do satélite, da velocidade de angular do S. Mxyz relativa ao S. Oxyz e ao S. Ixyz.

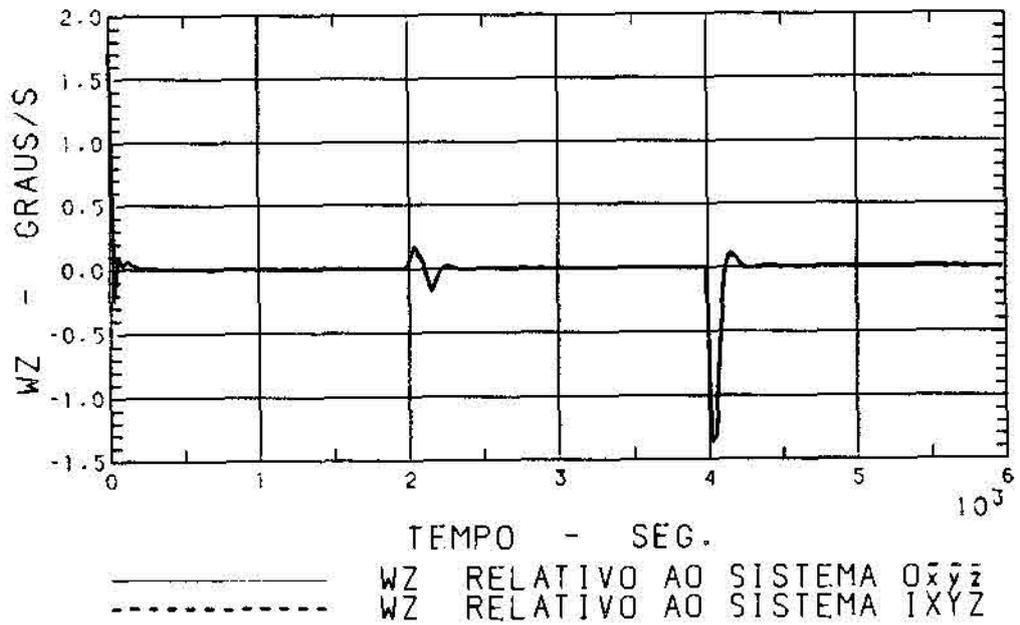


(a)

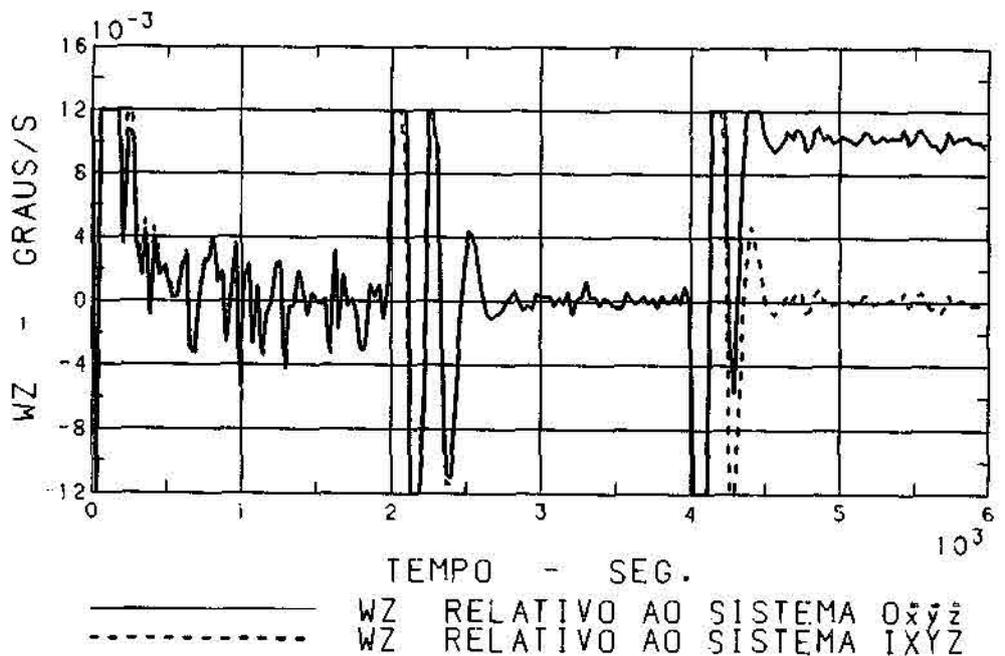


(b)

Fig. 4.19 - Componente, no eixo y do satélite, da velocidade de angular do S. Mxyz relativa ao S. $0\bar{x}\bar{y}\bar{z}$ e ao S. Ixyz.



(a) -



(b)

Fig. 4.20 - Componente, no eixo z do satélite, da velocidade de angular do S. Mxyz relativa ao S. Oxyz e ao S. Ixyz.

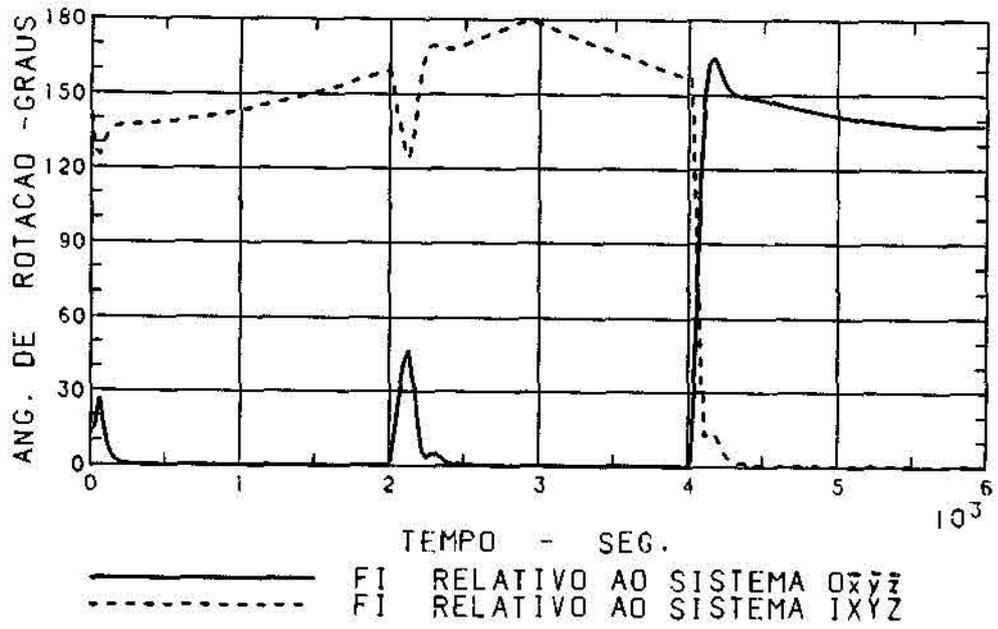


Fig. 4.21 - Ângulo de rotação

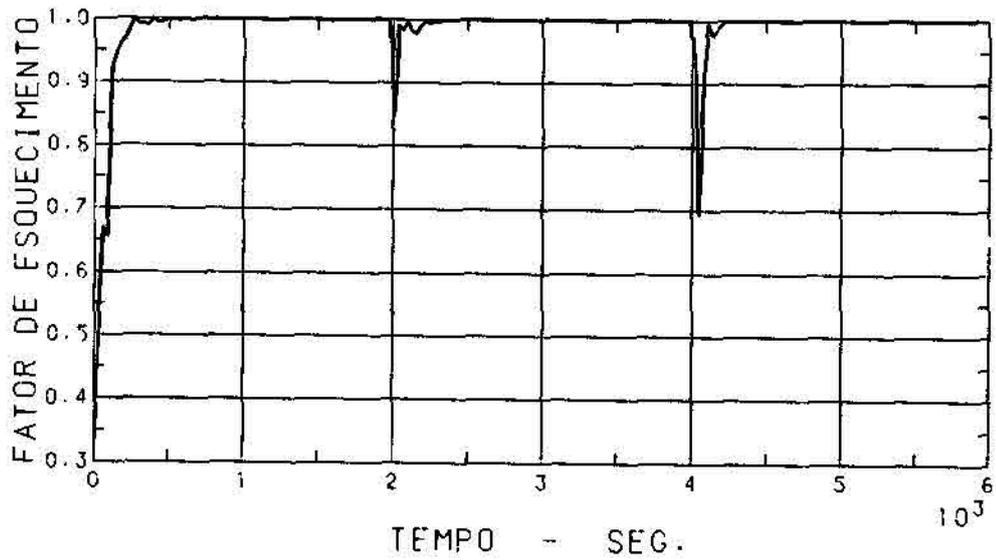


Fig. 4.22 - Fator de esquecimento variável

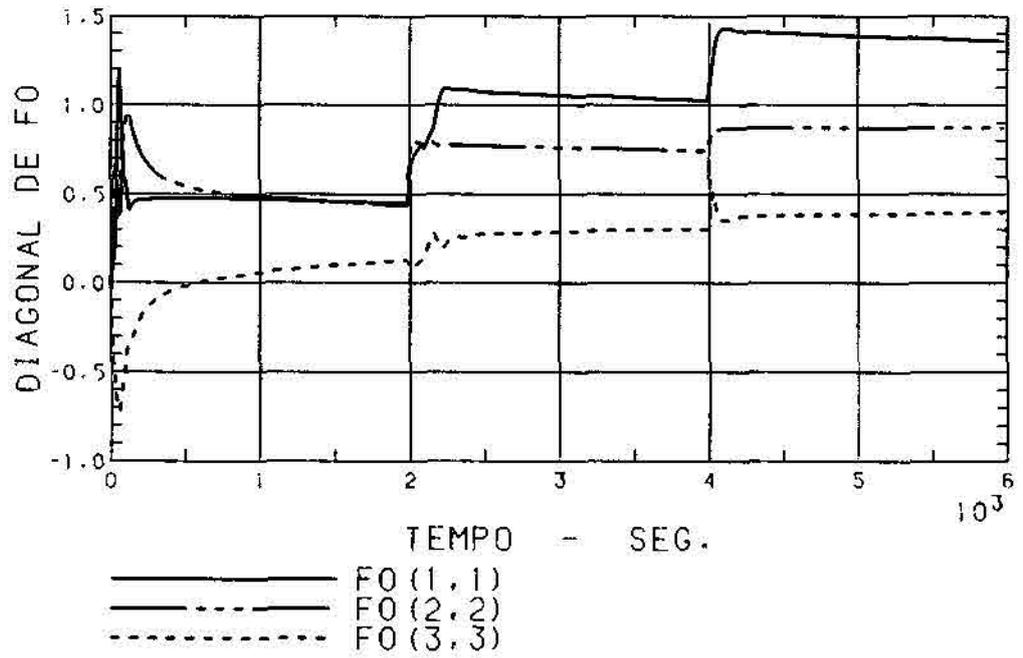


Fig. 4.23 - Elementos da diagonal de F_0

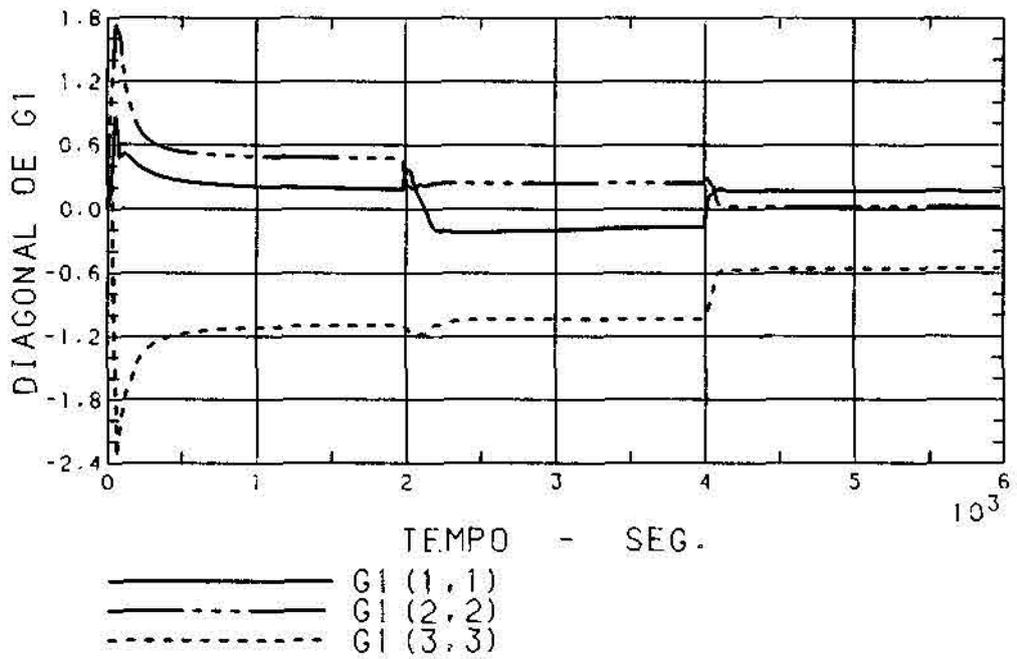
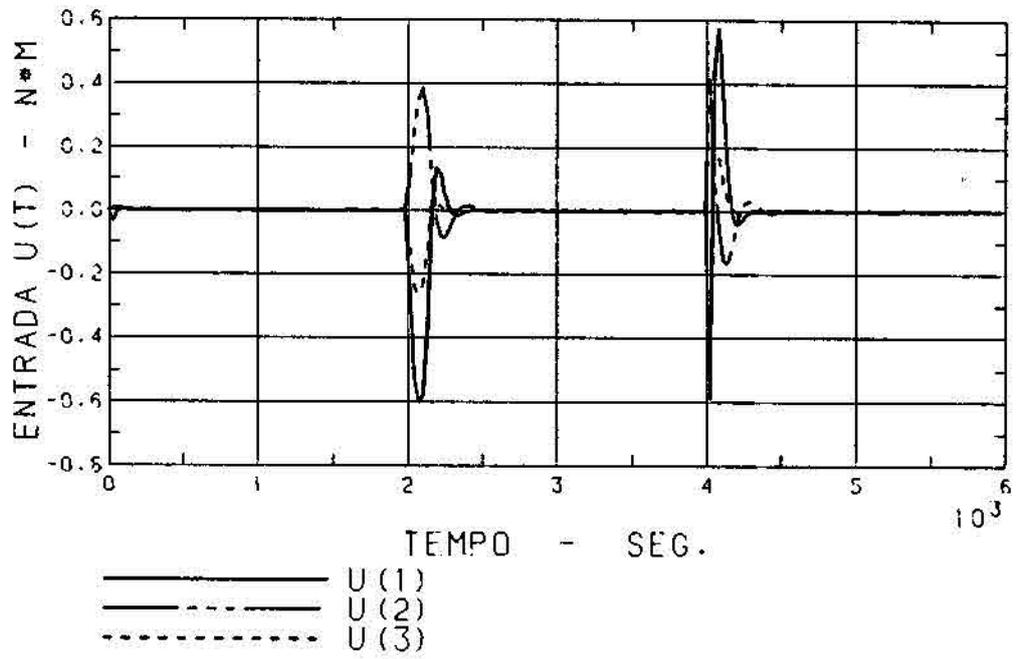
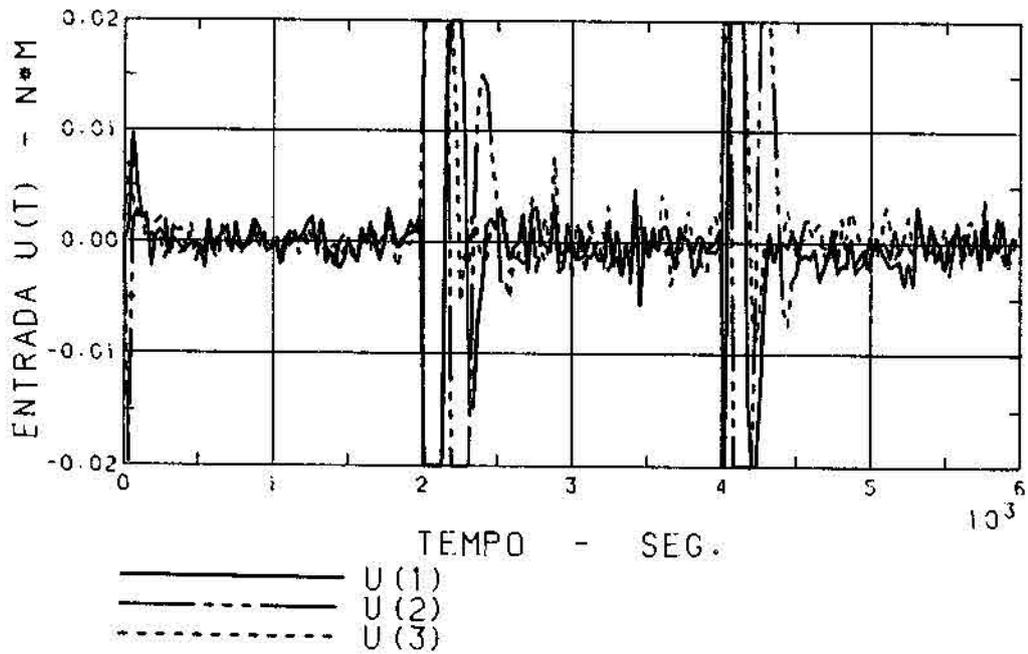


Fig. 4.24 - Elementos da diagonal de G_1

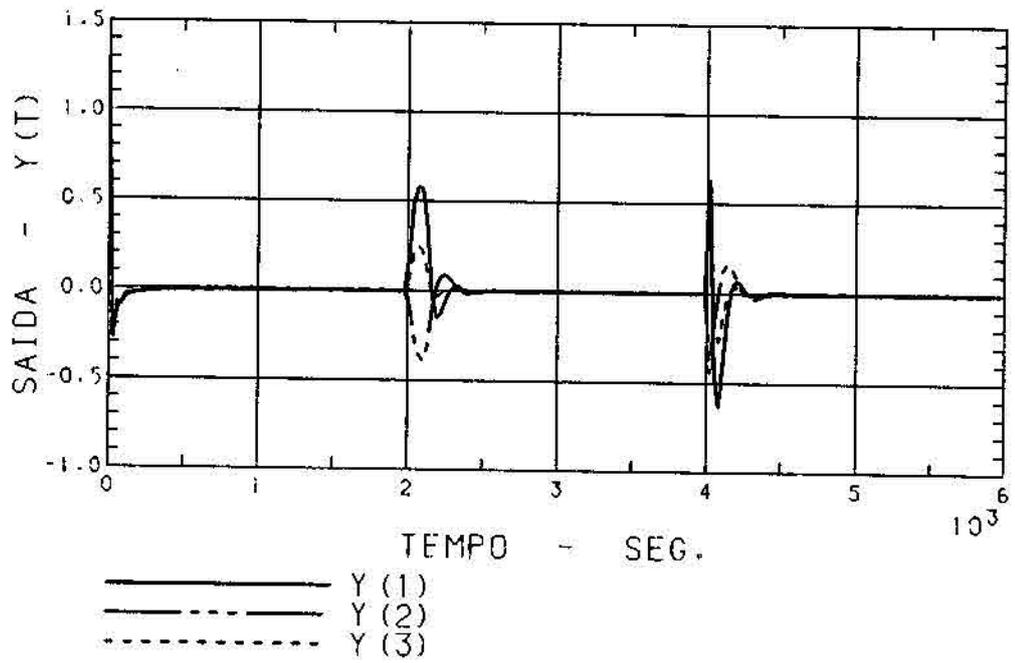


(a)

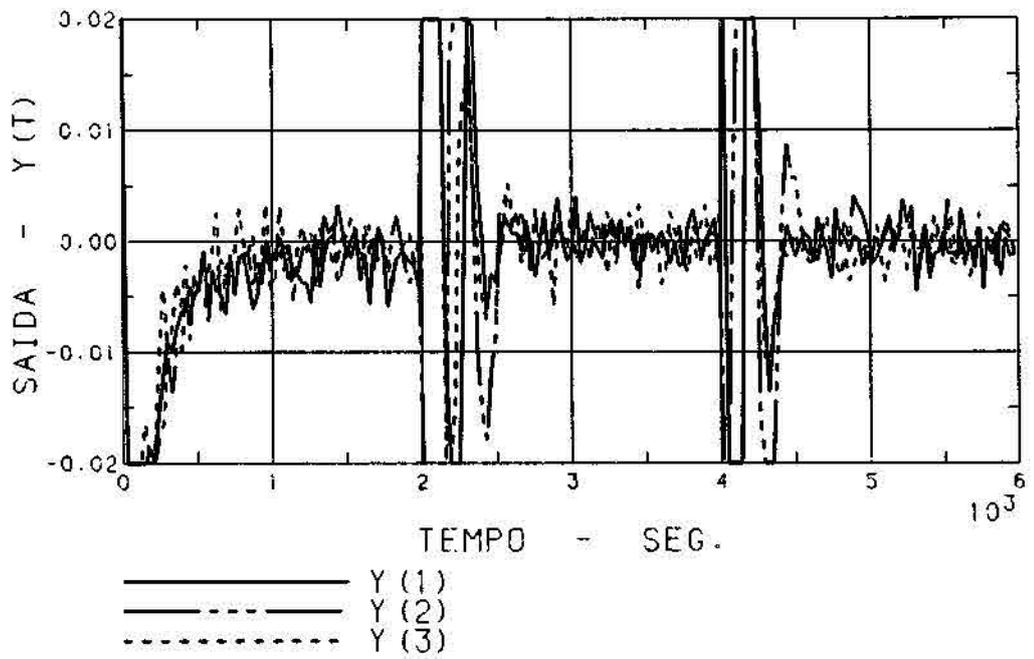


(b)

Fig. 4.25 - Torques calculados



(a)



(b)

Fig. 4.26 - Medidas y(t)

Como pode ser observado, o SCA respondeu adequadamente diante das condições simuladas no teste. O fator de esquecimento variável, como esperado, diminui quando o erro na saída aumenta e aproxima-se da unidade quando o erro diminui. Os torques envolvidos são compatíveis com atuadores espaciais; a velocidade de convergência é, para o problema, muito boa, e os resultados finais atendem com segurança às funções de sobrevivência e operação do SCA.

4.3.3 - OUTROS TESTES POSSÍVEIS

Uma definição adequada nas matrizes K_1 e K_2 na expressão de $y(t)$, Equação 3.40, permite que o satélite cumpra diferentes modos de operação. Pode-se, por exemplo, controlar apenas a velocidade em um, dois ou nos três eixos do satélite; o alinhamento de um único eixo (0 ou 180) também é possível de ser feito com variações em K_1 e K_2 .

A forma como são construídas as medidas $y(t)$ confere ao controle, portanto, grande versatilidade, o que é uma característica muito importante por ocasião da concepção do SCA.

Os resultados destes modos de operação não são aqui apresentados, pois como os testes realizados acima, que são muito mais exigentes, espera-se que a robustez do procedimento tenha sido mostrada e a inserção destas variações torna-se desnecessária, sendo suficiente dizer que foram realizados, obtendo-se excelentes resultados.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS DE CONTINUIDADE

Considera-se que a proposição inicial deste trabalho, qual seja analisar e testar um SCA de um satélite artificial dotado de um controlador adaptativo auto-sintonizado, com todas as justificativas para a escolha deste tipo de controlador expostas no Capítulo 1, foi plenamente atendida.

Como bem mostraram os testes do capítulo anterior, o uso do controle auto-sintonizado no SCA satisfaz de forma bastante positiva as expectativas iniciais.

A precisão no apontamento dos eixos e nas velocidades angulares, a robustez diante das perturbações ambientais e os baixos torques requeridos em regime permanente foram características importantes detetadas nos testes realizados.

As exigências computacionais modestas do algoritmo, que requer pouco tempo de processamento e pouca memória, tornam-no promissor quando se fala num SCA baseado num microcomputador de bordo.

Outra característica importante do procedimento é a sua versatilidade. Com a alteração por telemetria de algumas constantes podem-se facilmente modificar os modos de operação, redefinindo manobras e objetivos para o SCA.

Da mesma forma, pode-se dizer que uma vez testado e validado o "software" para uma missão, ele pode servir com poucas alterações para outras missões.

O controle auto-sintonizado em estruturas espaciais flexíveis, onde a variação de parâmetros é evidente, é uma aplicação promissora para o procedimento proposto.

Obviamente restam ainda inúmeras questões que merecem muitos estudos e pesquisas, os quais podem representar avanços substanciais nos resultados até então obtidos. Dentre estes assuntos podem-se destacar:

a) Quanto ao controle auto-sintonizado

- analisar e testar os vários procedimentos de estimação de parâmetros, procurando melhorar a velocidade, a precisão e a área de memória demandada;
- estudar as diferentes abordagens na literatura que discorrem acerca do fator de esquecimento variável;
- otimizar a ordem do sistema e o tempo de resposta através da análise das diferentes alternativas encontradas nas publicações;
- testar procedimentos que facilitem a escolha dos parâmetros de inicialização do algoritmo;

b) Quanto ao SCA

- modelar os atuadores, com seus atrasos de respostas, limitações de torques, etc.
- modelar de forma mais precisa o conjunto de sensores com as suas janelas de visibilidade e imprecisões associadas;
- tratar de forma discreta os sinais de entradas e saídas envolvidas no cálculo de controle;
- implementar o algoritmo num microcomputador, possivelmente de 16 bits.

Espera-se que a potencialidade do procedimento proposto tenha se evidenciado; pois sabe-se da necessidade de continuar os estudos no assunto.

- CLARKE, D.W.; GAWTHROP, B.A. Self-tuning controller. *Proceeding of IEE*, 122(9):929-934, Sept. 1975.
- CORDERO, A.O.; MAYNE, D.Q. Deterministic convergence of a self-tuning regulator with variable forgetting factor. *Proceeding of IEE*, 128-D(1):19-23, Jan., 1981.
- FELDBAUM, A.A. *Optimal Control Systems*. New York, Academic Press, 1965.
- HARTMANN, V.; KREBS, V. Comand an stability systems for aircraft. *Automatica* 16(2):135-146, 1980.
- HEMERLY, E.M. *Robustez de controladores adaptativos para sistemas esto cásticos*. Tese de Mestrado em Engenharia Eletrônica. São José dos Campos, ITA, 1985.
- INSTITUTO DE PESQUISAS ESPACIAIS (INPE). *Missão Espacial Completa Brasileira em Cooperação com a França: Fase Preliminar*. São José dos Campos, Julho 1979, Documento 5: Dossiê da Satélite.
- KALMAN, R.E. Design of a self-optimising control system. *Transactions ASME*, 80:468, 1958.
- KOIVO, H.N. A multivariable self-tuning controller. *Automática*, 16(4): 351-366, 1980.
- KRAUS, T.W.; MYRON, T.J. Self-tuning PID controller pattern recognition approach. *Control Engng.*, 6, 1984.
- MORO, J. *Modelagem, Análise e Síntese preliminar de um sistema de controle de atitude em três eixos para satélites artificiais*. Tese Doutorado em Engenharia, São Paulo, USP, 1983.
- OHTA, H.; NIKIFORUK, P.N.; GUPTA, M.M. Analytical control law for desirable aircraft lateral qualities. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*. 5(1), 1982
- OTERLOO, P. Van. Attitude control for the Netherlands Satellite (ANS). *Phillips Tech. Rev.* 33(6):162-176, 1973.

- PRAGER, D.L.; WELLSTÉAD, P.E. Multivariable polo-assignment self-tuning regulators. *Proceeding IEE*, 128+D(1):9-18, Jan. 1980.
- RIOS NETO, A.; KUGA, H.J. Estimacão adaptativa e em tempo real de orbita de satélites artificiais a baixa altitude. In: CDNGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA MECÂNICA, 6, Rio de Janeiro 15-18 Dez. 1981. *Anais*. Rio de Janeiro, Associação Brasileira de Ciências Mecânicas, 1981, V. B., P. 405-414.
- STAKEN, P. One step forward - three steps backup. *Byte*, 6(9):112-144, Sept. 1981.
- STURGEON. W.R. Controller for aircraft motion simulators. *Journal of Guidance and Control*. 4(2):184-191, 1981.
- TILGNER, B. The TD-1A Satélite. ELDO/ESRO *Scientific and Technical Review*, 3(4):567-609, 1971.
- TOLDMAN, D.; HUTCHESON, J.; AERDLEY, D; CALLARD, L. Study of Strapdown inertial optical attitude measurement system, Bristol *British Aircraft Corporation*, Eletronic and Space System Group, 1977.
- VINKLER, A.P.; WOOD, L.J.; LY, U.L.; CANNON JR., R.H. Minimum expect cost model of a remotely piloted vehicule. *Journal of Guidance and Control* 3(6):517-522, 1980.
- WEBER, J.R. Satellite attitude control with desaturated rotors. *COSPAR-IAU-IUTAUM, Symposium*, São Paulo, Brasil, 1974.
- WERTZ, J.R. *Spacecraft attitude determination and control*. London, D. Redel, (Astrophysics and Space Library), 1978.
- WHITAKER, H.P.; YAMRON, J.; KEZER, A. *Design of model reference adaptive control systems for aircraft*. Cambridge, mass., Instrumentation Laboratory, MIT, 1958 (Report R-164).
- WITTENMARK, B.; ASTROM, K.J. Pratical issues in implementation of self-tuning control. *Automática*, 20(5):595-605, 1984.

APÊNDICE A

PREDITOR DA SAÍDA K-PASSOS À FRENTE

Neste apêndice é deduzido um preditor ótimo para $y(t)$, o qual no tempo t prediz a saída k -passos à frente do processo descrito por:

$$A(z)y(t) = B(z)u(t-k) + C(z)r(t) + s, \quad (\text{A.1})$$

onde $y(t)$, $u(t)$, $r(t)$, s , $A(z)$, $B(z)$, $C(z)$ e k são descritos no Capítulo 2.

Uma vez definido:

$$\text{a) } C(z) := A(z) E'(z) + Z^k F'(z) \quad \text{onde}^{(1)}: \quad (\text{A.2})$$

$$E'(z) = I + E'_1 z^{-1} + \dots + E'_{k-1} z^{k-1}, \quad (\text{A.3})$$

$$F'(z) = F'_0 + F'_1 z^{-1} + \dots + F'_{n-1} z^{-n}; \quad (\text{A.4})$$

$$\text{b) } \tilde{E}'(z) F'(z) := \bar{F}'(z) E'(z) \quad \text{onde:} \quad (\text{A.5})$$

$$\det \tilde{E}'(z) = \det E'(z), \quad (\text{A.6})$$

$$\tilde{E}'(0) = I \quad \text{e} \quad (\text{A.7})$$

$$\text{c) } C(z) := \tilde{E}'(z) A(z) + Z^k F'(z) \quad \text{onde:} \quad (\text{A.8})$$

$$\bar{C}(z) E'(z) = \tilde{E}'(z) C(z), \quad (\text{A.9})$$

⁽¹⁾ Se a matriz A for não-singular, as matrizes polinomiais, $E'(z)$ e $F'(z)$ são únicas (Borison, 1979).

e multiplicando o Processo A.1 por $E'(z)$, e usando as Equações A.8 e A.9, obtêm-se:

$$(\bar{C}(z) - Z^k \bar{F}'(z)) y(t+k) = \bar{E}'(z) B(z) u(t) + \bar{C}(z) \bar{E}'(z) r(t+k) + \bar{E}'(z) s \quad . \quad (A.10)$$

Como:

$$z^k y(t+k) = y(t) \quad , \quad (A.11)$$

tem-se, para a Equação A.10:

$$\bar{C}(z)y(t+k) = \bar{F}'(z)y(t) + \bar{E}'(z)B(z)u(t) + \bar{C}(z)\bar{E}'(z)r(t+k) + \bar{E}'(z) S \quad . \quad (A.12)$$

Definindo:

$$g = \bar{E}'(z)s \quad (A.13)$$

e multiplicando a Equação A.12 por $\bar{C}^{-1}(z)$ tem-se:

$$y(t+k) = \bar{C}^{-1}(z) \left\{ \bar{F}'(z)y(t) + \bar{E}'(z)B(z)u(t) + g \right\} + \bar{E}'(z)r(t+k) \quad . \quad (A.14)$$

Substituindo a Equação A.3 na A.14 resulta:

$$y(t+k) = \bar{C}^{-1}(z) \left\{ \bar{F}'(z)y(t) + \bar{E}'(z)B(z)u(t) + g \right\} + r(t+k) + E_1' r(t+k-1) + \dots + E_{k-1}' r(t+1) \quad (A.15)$$

Desta maneira o preditor ótimo de saída k-passos adiante é:

$$\hat{y}(t+k/t) = \bar{C}^{-1}(z) \left\{ \bar{F}'(z)y(t) + \bar{E}'(z)B(z)u(t) + g \right\} \quad . \quad (A.16)$$

O erro de predição \tilde{e} é dado por:

$$e(t+k) = y(t+k) - \tilde{y}(t+k/t) , \quad (A.17)$$

$$e(t+k) = r(t+k) + \dots + E'_{k-1} r(t+1) , \quad (A.18)$$

o qual \tilde{e} não-correlacionado com $y(t), y(t-1), \dots, u(t), u(t-1), \dots$