



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

INPE-15373-PUD/200

**APLICAÇÃO DA TEORIA DE CONTROLE NA DINÂMICA DE  
VEÍCULOS ESPACIAIS E DETECÇÃO DE FALHAS EM  
SENSORES INERCIAIS**

Élcio Jeronimo de Oliveira

Monografia do Exame de Qualificação ao Doutorado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, aprovada em 6 de junho de 2008.

**Publicação Interna** – Sua reprodução ao público externo está sujeita à autorização da chefia.

Publicado por:

**esta página é responsabilidade do SID**

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE)

Gabinete do Diretor – (GB)

Serviço de Informação e Documentação (SID)

Caixa Postal 515 – CEP 12.245-970

São José dos Campos – SP – Brasil

Tel.: (012) 3945-6911

Fax: (012) 3945-6919

E-mail: [pubtc@sid.inpe.br](mailto:pubtc@sid.inpe.br)

**Solicita-se intercâmbio  
We ask for exchange**

**Publicação Externa – É permitida sua reprodução para interessados.**



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

INPE-15373-PUD/200

## **APLICAÇÃO DA TEORIA DE CONTROLE NA DINÂMICA DE VEÍCULOS ESPACIAIS E DETECÇÃO DE FALHAS EM SENSORES INERCIAIS**

Élcio Jeronimo de Oliveira

Monografia do Exame de Qualificação ao Doutorado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, aprovada em 6 de junho de 2008.

**Publicação Interna** – Sua reprodução ao público externo está sujeita à autorização da chefia.



## **RESUMO**

Neste trabalho foram abordados os tópicos relacionados ao projeto de um sistema de controle para um veículo lançador de satélites (VLS). Também foi avaliado o problema de detecção de falhas em sensores inerciais. A abordagem foi realizada tendo como base as equações dinâmicas linearizadas do VLS. Estas equações foram utilizadas no projeto do regulador linear quadrático e do filtro de Kalman para estimação dos estados e identificação de falhas. Para a análise da detecção de falhas em sensores inerciais foram utilizadas técnicas baseadas em modelo dinâmico e por redundância de sensores.



# **SATELLITE LAUNCH VEHICLE CONTROL SYSTEM AND INERTIAL MEASUREMENT UNITS FAULT DETECTION**

## **ABSTRACT**

The satellite launch vehicle control system development was approached in this work and, the linearized dynamic equations from the Brazilian VLS mathematical model were applied as base of this study. These equations were used in the linear quadratic regulator and the Kalman Filter development. The Kalman Filter was used to estimate the system state and the fault detection. Also was discussed the inertial sensors fault detection problem considering the non-model based technique (or sensor redundancy technique) point of view.





## SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>9</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>13</b>
<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>15</b>
<b>2. PROJETO DE SISTEMAS DE CONTROLE DE VEÍCULOS ESPACIAIS ...</b>	<b>17</b>
2.1. Princípios gerais.....	17
2.1.1. Subsistema de controle de atitude do veículo.....	18
2.1.2. Subsistema de controle do movimento do centro de massa do veículo ...	18
2.2. Equações do movimento de veículos espaciais.....	20
<b>3. EQUAÇÕES DO MOVIMENTO DE UM VLS.....</b>	<b>23</b>
<b>4. PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE.....</b>	<b>27</b>
4.1. Estabilidade.....	27
4.2. Controlabilidade e Observabilidade.....	28
4.3. Controle ótimo quadrático.....	29
4.3.1. Regulador linear quadrático.....	29
4.3.2. Solução do problema do seguidor de referência.....	31
4.3.3. Aplicação do método do seguidor de referência ao modelo do veículo lançador.....	34
<b>5. TEORIA DA ESTIMAÇÃO APLICADA AO CONTROLE E À DETECÇÃO DE FALHAS.....</b>	<b>41</b>
5.1. Projeto do observador de estado.....	42
5.2. Estabilidade, controlabilidade e observabilidade estocástica.....	44
<b>6. DETECÇÃO DE FALHAS NÃO BASEADA EM MODELOS DINÂMICOS..</b>	<b>51</b>
6.1. Análise da configuração Pentad na detecção de falha em sensores inerciais.....	51
<b>7. CONCLUSÃO.....</b>	<b>57</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>59</b>



## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 - Diagrama de um sistema de controle em malha fechada.....	17
2.2 - Componentes básicos de um sistema de controle de um VLS .....	19
4.1 - Diagrama de um sistema de controle com compensador.....	33
4.2 - Diagrama de um sistema de controle do plano de arfagem .....	36
4.3 - Resposta ao degrau do sistema de controle no plano de arfagem .....	37
4.4 - Diagrama de um sistema de controle para os três planos.....	38
4.5 - Resposta ao degrau do sistema de controle para os três planos.....	38
5.1 - Sistema de controle:Planta c/ ruído, filtro de Kalman e planta s/ ruído .....	44
5.2 - Resposta ao degrau 0.1 rad/s .....	44
5.3 - Ampliação da Figura 5.2.....	44
5.4 - Resposta ao degrau 0.1 rad/s c/ falha .....	45
5.5 - Ampliação da Figura 5.4.....	45
5.6 - Resposta do sistema a um perfil de referência suave .....	46
6.1 - Configuração Pentad .....	49
6.2 - Sinal dos sensores m1 a m5 .....	51
6.3 - Equações de paridade sem falha.....	52
6.4 - Equações de paridade com os dois modos de falha.....	52
6.5 - Lógica de decisão para os dois modos de falha .....	52
6.6 - Configuração das falhas .....	53



## LISTA DE SÍMBOLOS

$g$  - Aceleração da gravidade local

$L_p$

$L_{\beta_x}$

$M_q$

$M_{\beta_z}$

$N_r$

$N_{\beta_y}$

$M_w$

$N_{V_r}$

$Y_V$

$Y_{\beta_y}$

$Z_w$

$Z_{\beta_z}$

- Derivadas de estabilidade do VLS

$p$  - velocidade angular de rolamento em rad/s

$q$  - velocidade angular de arfagem em rad/s

$r$  - velocidade angular de guinada em rad/s

$u$  - velocidade linear em m/s, na direção do eixo x no sistema do corpo

$v$  - velocidade linear em m/s, na direção do eixo y no sistema do corpo

$w$  - velocidade linear em m/s, na direção do eixo  $z$  no sistema do corpo

$\alpha$  - ângulo de ataque

$\beta$  - ângulo de derrapagem

$\beta_{rol}$  - ângulo de deflexão do atuador em rad, em torno do eixo  $x$  no sistema do corpo

$\beta_y$  - ângulo de deflexão do atuador em rad, em torno do eixo  $z$  no sistema do corpo

$\beta_z$  - ângulo de deflexão do atuador em rad, em torno do eixo  $y$  no sistema do corpo

$\varphi$  - ângulo de rotação em torno do eixo  $x$  do sistema inercial

$\theta$  - ângulo de rotação em torno do eixo  $y$  do sistema inercial

$\psi$  - ângulo de rotação em torno do eixo z do sistema inercial

$$\left. \begin{aligned} M_w &= \frac{M_\alpha}{u} \\ N_v &= \frac{N_\beta}{u} \\ Y_v &= \frac{Y_\beta}{u} \\ Z_w &= \frac{Z_\alpha}{u} \end{aligned} \right\} \text{relações das derivadas de estabilidade}$$

## **1 INTRODUÇÃO**

A elaboração do sistema de controle para aplicação em veículos espaciais é um problema muito complexo e exige a ponderação de vários ramos do conhecimento científico e tecnológico. Neste contexto, a utilização de hipóteses simplificadoras, considerações de cunho prático e muito bom senso podem amenizar o árduo trabalho de elaboração de tal sistema. Este trabalho foi direcionado para a abordagem da elaboração do sistema de controle de atitude e detecção de falhas em sensores inerciais de um modelo dinâmico do VLS (Veículo Lançador de Satélite) Brasileiro. Desta forma, será abordado o equacionamento da dinâmica do veículo e suas simplificações, os conceitos de controlabilidade e observabilidade aplicados ao projeto do sistema de controle, o projeto de um sistema de controle quadrático chegando-se a um LQR com seguidor de referência, a estimação do estado do veículo a partir da informação de um único sensor e a utilização do estado estimado na realimentação do controle. Será realizada, também, uma breve análise de falhas abruptas baseado na informação do erro de estimação de estado e, finalmente, a apresentação de um trabalho sobre detecção de falhas em giroscópios baseado em redundância de sensores e equações de paridade.





## 2 PROJETO DE SISTEMAS DE CONTROLE DE VEÍCULOS ESPACIAIS

### 2.1 Princípios gerais

Em uma missão espacial o veículo lançador (ou satélite) deve mover-se ao longo de uma trajetória e com uma atitude especificada. O cumprimento destas especificações fica a cargo do sistema de controle de voo do veículo, o qual pode ser subdividido em dois subsistemas [1]:

- a) Subsistema de controle de atitude;
- b) Subsistema de controle do movimento do centro de massa.

Ambos os sistemas de controle são projetados na configuração em malha fechada conforme o esquema mostrado na Figura 2.1.

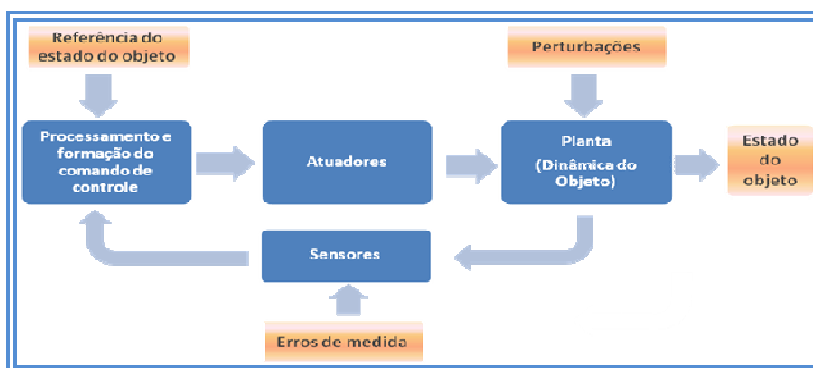


Figura 2.1 - Diagrama de um sistema de controle em malha fechada.

Em termos gerais, o objetivo do sistema de controle de um veículo lançador (ou de um satélite) é executar as ações de controle que deverão ser aplicadas durante os estágios do voo (veículo lançador) ou durante a propagação da órbita (satélite). Além disso, deve atingir um melhor desempenho em relação aos requisitos de trajetória, tempo, consumo e atitude especificados. O controle de veículos espaciais tem como base para sua formulação a construção das equações dinâmicas do corpo a ser controlado e, através destas equações, deverá solucionar os problemas de navegação, guiagem e controle de atitude.

### **2.1.1 Subsistema de controle de atitude do veículo**

No controle de atitude, as variáveis de estado são os ângulos que expressam a atitude do veículo e as taxas de variação destes ângulos em um dado sistema de coordenadas. A formulação Euler para o problema da atitude com relação a um referencial inercial possui soluções clássicas e amplamente utilizadas neste contexto. Nas equações que descrevem a dinâmica de atitude de um veículo, as entradas estão associadas aos torques de controle e perturbações. As medidas do estado do veículo podem ser fornecidas por giroscópios, sensores de estrelas e outros.

A lei de controle de atitude deve proporcionar um desempenho satisfatório durante o processo de controle do veículo atendendo a requisitos tais como de estabilidade, consumo de energia e combustível, tempo de acomodação e acurácia. Os dispositivos para controle de atitude podem ser tuberias móveis, jatos especiais, rodas de reação (em satélites) e outros.

### **2.1.2 Subsistema de controle do movimento do centro de massa do veículo**

As variáveis de estado no controle do movimento do centro de massa do veículo são dadas pela velocidade e posição do centro de massa, descritas pelas equações de Newton para um movimento translacional, num dado

sistema de referência inercial. O estado do centro de massa do veículo pode ser determinado por sensores de bordo ou por estações de rastreamento. Os sensores de bordo são chamados acelerômetros, os quais fornecem as acelerações do veículo relativo a um sistema tri-ortogonal de eixos que, integradas, fornecem as velocidades e posições neste sistema de coordenadas. A transformação para o sistema inercial se dá através de matrizes de rotação. O sistema de navegação do veículo é composto pelo algoritmo de navegação e pelos sensores do estado do centro de massa do veículo. Com as informações dos sensores, o algoritmo de navegação processa a estimação do estado do centro de massa do veículo. O sistema de guiagem do veículo é formado pelo algoritmo de guiagem e pelo conjunto atuador. Os comandos de guiagem são gerados a partir dos cálculos realizados pelo algoritmo de guiagem que utiliza as informações estimadas do estado do centro de massa do veículo e os dados da trajetória requerida como dados de entrada.

A Figura 2.2 mostra a arquitetura do sistema de controle de um veículo lançador, integrando o controle de atitude com o controle do movimento do centro de massa. O controle de atitude é realizado em três canais relativos aos três eixos de rotação (rolagem, arfagem e guinada) e possui como referência os valores nominais (programa) relativos à trajetória a ser seguida. O controle do movimento do centro de massa do veículo é realizado em três direções relativas aos três eixos translacionais (normal, longitudinal e lateral). A velocidade longitudinal é orientada no eixo longitudinal do veículo. A velocidade normal é orientada no plano de lançamento e é normal ao eixo longitudinal do veículo. A velocidade lateral é orientada fora do plano de lançamento e é normal ao eixo longitudinal.

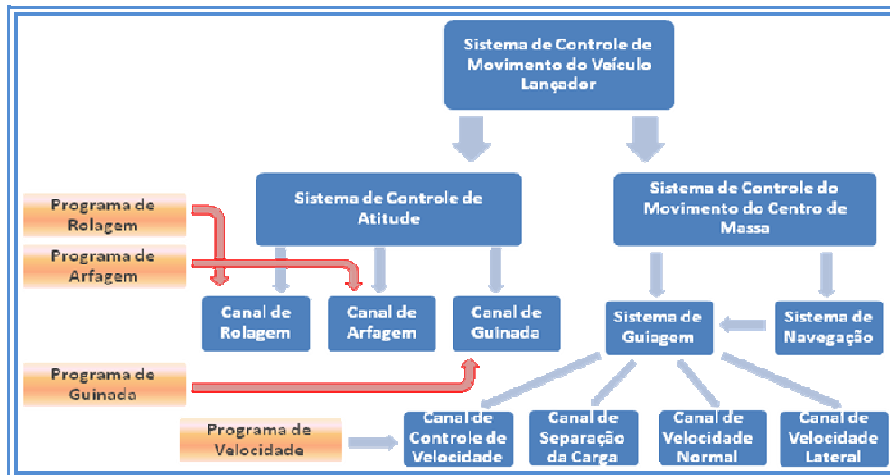


Figura 2.2 – Componentes básicos de um sistema de controle de um veículo lançador.

## 2.2 Equações do movimento de veículos espaciais

As equações de movimento descrevem o comportamento de translação e rotação do veículo sob a influência de forças e torques. No caso de um veículo lançador ocorre variação de massa ao longo da trajetória devido ao consumo de combustível e liberação dos estágios, o que promove o deslocamento do centro de massa. O intervalo de tempo definido para análise do sistema de controle foi de 10 segundos. Usando como referência o VLS Brasileiro, cuja massa de combustível é de aproximadamente 41 toneladas e com tempo de voo de aproximadamente 8 minutos, a taxa global de consumo de combustível pode ser estimada em 85,4 Kg/s, o que levaria a um consumo de 854 Kg (2,1%) de combustível durante o intervalo de 10 segundos (considera-se o primeiro estágio de lançamento do foguete) usado para a avaliação de um sistema de controle. Como o percentual de combustível consumido no dado intervalo de tempo é relativamente pequeno, considera-se, para fins de simplificação das equações, que a relação massa-inércia é constante. Além disso, considera-se também que o foguete é um corpo rígido [1-2].

Com base nas considerações anteriores, tem-se que instante de tempo “t” o

foguete possui velocidade absoluta “v” e massa “M”; no instante de tempo

“t+Δt”, o foguete possui velocidade “v+Δv” e massa “M-ΔM”, e a velocidade

absoluta de escape dos gases para uma variação de massa “ΔM” é “u”. Desta

forma, a variação do momento linear pode ser obtida da seguinte forma:

$$\mathbf{P}_i = M \mathbf{v} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{P}_f = (M - \Delta M)(\mathbf{v} + \Delta \mathbf{v}) + \Delta M \mathbf{u} \quad (2.2)$$

$$\Delta \mathbf{P} = \mathbf{P}_f - \mathbf{P}_i = [(M - \Delta M)(\mathbf{v} + \Delta \mathbf{v}) + \Delta M \mathbf{u}] - M \mathbf{v} \quad (2.3)$$

$$\Delta \mathbf{P} = [\mathbf{u} - (\mathbf{v} + \Delta \mathbf{v})] \Delta M + M \Delta \mathbf{v} \quad (2.4)$$

Dividindo a expressão (2.4) por Δt e tomando limite Δt→0, chega-se,

$$\frac{d\mathbf{P}}{dt} = \mathbf{c} \frac{dM}{dt} + M \frac{d\mathbf{v}}{dt} \quad (2.5)$$

Onde,

$$\mathbf{c} = [\mathbf{u} - (\mathbf{v} + \Delta\mathbf{v})] \quad (2.6)$$

A Equação 2.6 representa a velocidade relativa de exaustão dos gases em relação ao foguete.

A taxa de transferência do momento para os gases de exaustão do foguete é dada pelo termo  $\mathbf{c} \frac{dM}{dt}$  da Equação 2.5. Este termo é o impulso do motor do foguete ( $\mathbf{F}_T$ ) que é oposto à direção da velocidade dos gases.

Na concepção de um veículo lançador, a força gravitacional ( $\mathbf{F}_g$ ) e aerodinâmica ( $\mathbf{F}_A$ ) (externas) e de empuxo do motor ( $\mathbf{F}_T$ ) (interna) são preponderantes em relação às outras. Utilizando o Teorema do Momento Linear com a presença de forças externas, a Equação 2.5 assume a seguinte forma,

$$\frac{d\mathbf{P}}{dt} = \mathbf{c} \frac{dM}{dt} + M \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \mathbf{F}_{ext} \quad (2.7)$$

A equação de movimento pode ser simplificada para:

$$M \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \mathbf{F}_T + \mathbf{F}_g + \mathbf{F}_A \quad (2.8)$$

As equações relativas ao movimento rotacional de um veículo são expressas conforme a seguir:

$$\mathbf{L} = \mathbf{I}\boldsymbol{\omega} \quad (2.9)$$

$$\left(\frac{d\mathbf{L}}{dt}\right)_{in} = \left(\frac{d\mathbf{L}}{dt}\right)_b + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{L} = \mathbf{M}_A + \mathbf{M}_T \quad (2.10)$$

Considerando a hipótese de um corpo rígido e relações de inércia constante no intervalo de tempo considerado,

$$\left(\frac{d\mathbf{L}}{dt}\right)_b = \mathbf{I} \left(\frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt}\right) \quad (2.11)$$

Aplicando (2.11) em (2.10),

$$\mathbf{I} \left(\frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt}\right) + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{I}\boldsymbol{\omega} = \mathbf{M}_A + \mathbf{M}_T \quad (2.12)$$

Onde  $\mathbf{L}$  e  $\mathbf{I}$  são o momento angular e a matriz de inércia;  $\mathbf{M}_A$  e  $\mathbf{M}_T$  são os

momentos aerodinâmicos e de empuxo;  $(*)_{in}$  e  $(*)_b$  as derivadas temporais do momento angular em relação ao referencial inercial e do corpo respectivamente.

Na proposição do problema de controle não são contabilizados os modos de flexão do veículo lançador, sendo este considerado como um corpo rígido com movimento em seis graus de liberdade bem definido e sem vínculos. Em consequência, a formulação Newtoniana, que já possui soluções clássicas para o problema, se torna mais aplicável que a formulação Lagrangeana que é muito vantajosa para sistemas com vínculos, onde as coordenadas generalizadas tendem a reduzir a complexidade na análise do problema.

Com relação à ação da força gravitacional foi considerado um modelo simples com um valor definido. Entretanto, em casos mais realísticos tem-se a necessidade de considerar os efeitos de deformação da Terra que são dados



pelos harmônicos zonais e tesserais. Em um VLS o efeito do harmônico zonal J2 é mais pronunciado e, conseqüentemente, relevante [1].

### 3 EQUAÇÕES DO MOVIMENTO DE UM VLS

As equações diferenciais que descrevem o movimento de um VLS são apresentadas conforme a seguir [3-4]:

$$\dot{p} = -L_p p + \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} q r + L_{\beta_x} \beta_{rot} \quad (3.1)$$

$$\dot{q} = -M_q q + \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} p r + M_\alpha \alpha - M_{\beta_z} \beta_z \quad (3.2)$$

$$\dot{r} = -N_r r + \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} p q - N_\beta \beta + N_{\beta_y} \beta_y \quad (3.3)$$

$$\dot{v} = -Y_\beta + Y_{\beta_y} \beta_y - g \Psi + w p - u r \quad (3.4)$$

$$\dot{w} = -Z_\alpha + Z_{\beta_z} \beta_z - g \theta + u q - v p \quad (3.5)$$

$$q = \cos \varphi \cos \psi \cdot \dot{\theta} + \sin \varphi \cdot \dot{\psi} \quad (3.6)$$

$$r = -\sin \varphi \cos \psi \cdot \dot{\theta} + \cos \varphi \cdot \dot{\psi} \quad (3.7)$$

$$p = \sin \psi \cdot \dot{\theta} + \dot{\varphi} \quad (3.8)$$

Nestas equações a velocidade “u” deixa de ser variável de estado e torna-se

um parâmetro independente. Isto se deve ao fato do veículo voar numa trajetória pré-estabelecida e sofrer variações desprezíveis em seu perfil, sendo

conhecido com razoável precisão. Logo, o perfil de velocidade “u” passa a ser

um parâmetro das equações da dinâmica do processo.

Considerando a simetria do veículo nos eixos  $y-z$  e aplicando a hipótese de um corpo rígido e relações de inércia constante no intervalo de tempo considerado,

$$\left. \begin{array}{l} I_{yy} = I_{zz} \\ I_{xx} < I_{yy} = I_{zz} \end{array} \right\} \text{ durante o dado instante de vôo;}$$

Considerando, também, que o rolamento “ $p$ ” em torno do eixo  $x$ ,  $\varphi$  e  $\psi$  são

muito pequenos durante o vôo e utilizando as relações,

$$\alpha \cong \frac{w - vw_z}{u}, \quad \beta \cong \frac{w - vw_y}{u} \quad \text{e que } u \cong vw_z \quad \text{e } u \cong vw_y.$$

Sem perda de generalidade, os termos acoplados nas Equações 3.1 a 3.5 podem ser eliminados e as Equações 3.1 a 3.8 assumem a forma:

$$\dot{p} = -L_p p + L_{\beta_x} \beta_{rol} \quad (3.9)$$

$$\dot{q} = -M_q q + \frac{M_a}{u} w - M_{\beta_z} \beta_z \quad (3.10)$$

$$\dot{r} = -N_r r - \frac{N_\beta}{u} v + N_{\beta_y} \beta_y \quad (3.11)$$

$$\dot{v} = -\frac{Y_\beta}{u} v - ur + g\Psi + Y_{\beta_y} \beta_y \quad (3.12)$$

$$\dot{w} = -\frac{Z_\alpha}{u} w + uq - g\theta + Z_{\beta_z} \beta_z \quad (3.13)$$

$$\dot{\theta} = q \quad (3.14)$$

$$\dot{\Psi} = r \quad (3.15)$$

$$\dot{\phi} = p \quad (3.16)$$

A relação dos coeficientes é fornecida na lista de símbolos.

Na forma matricial, a dinâmica do sistema é expressa por,

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\Psi} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M_q & 0 & 0 & M_x/u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -N_r & -N_\beta/u & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -u & -Y_\beta/u & 0 & 0 & -g & 0 \\ 0 & u & 0 & 0 & -Z_x/u & -g & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \\ v \\ w \\ \theta \\ \Psi \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\beta_x} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -M_{\beta_z} \\ 0 & N_{\beta_y} & 0 \\ 0 & Y_{\beta_y} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{\beta_z} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_{rol} \\ \beta_y \\ \beta_z \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -L_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.057 & 0 & 0 & 0.0096 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.057 & 0.0096 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 544.62 & -0.097 & 0 & 0 & -9.789 & 0 \\ 0 & 544.62 & 0 & 0 & -0.097 & -9.789 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} L_{\beta_x} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 7,277 \\ 0 & 7,277 & 0 \\ 0 & 19,38 & 0 \\ 0 & 0 & 19,38 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Nesta matriz, os coeficientes relativos ao plano de guinada foram supostos

iguais aos do plano de arfagem, dado a simetria do veículo. Os coeficientes  $L_p$

e  $L_{\beta_x}$  não foram definidos em virtude das referências limitarem os estudos

apenas ao plano de arfagem considerando o rolamento nulo e, por conseguinte, não explicitarem os valores tabelados destes coeficientes. Entretanto, objetivando viabilizar os estudos seguintes, estes parâmetros foram

estimados em  $L_p = -0.2$  e  $L_{\beta x} = 2$ . Esta estimativa baseou-se nas relações

matemáticas dos parâmetros conhecidos com os desconhecidos.

#### **4 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE**

A partir das equações que representam a dinâmica do VLS dispostas em forma matricial (3.17), pode-se estabelecer uma lei de controle para o veículo de forma a cumprir os requisitos de uma dada missão. Sabendo-se antecipadamente que a planta do VLS é instável, a lei de controle a ser

empregada deve ser tal que garanta a estabilidade do veículo durante o voo, além de minimizar os esforços dos sistemas responsáveis por manter esta estabilidade. Em atendimento a estes dois requisitos pode ser utilizado um regulador linear quadrático (LQR- acrônimo em inglês). Este método garante a estabilidade do sistema e um controle com índice de desempenho minimizado (otimizado) para um dado conjunto de parâmetros de projeto.

#### 4.1 Estabilidade

Um sistema linear invariante no tempo é estável no sentido de Lyapunov se a matriz dinâmica “**A**” deste sistema possuir todos os valores característicos com

parte real não positiva [6-7]. Os autovalores da matriz “**A**” são,

$$\lambda = [0.0180 \quad -2.3167 \quad 2.2587 \quad -2.3167 \quad 2.2587 \quad 0.0180 \quad 0 \quad 0.2000] \quad (4.1)$$

Como pode ser observado em (4.1) o sistema não apresenta a condição necessária e suficiente para a estabilidade. Na análise de estabilidade do sistema poderia, também, ser utilizado o segundo método de Lyapunov (função

de energia fictícia), o qual implica em determinar se a matriz simétrica **P** da

função de Lyapunov (4.2) é positiva definida. Se o sistema é assintoticamente

estável, a relação (4.3) é válida.

$$V(x) = x^T P x \quad (4.2)$$

$$A^*P + PA = -Q \quad (4.3)$$

Onde  $Q$  é uma matriz positiva definida ou positiva semi-definida.

## 4.2 Controlabilidade e Observabilidade

Em decorrência da definição de controlabilidade [6-7] verifica-se que o sistema representado pela Equação 3.17 é completamente controlável, pois a matriz de

controlabilidade  $P = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^7B]$  gera um espaço de dimensão  $n=8$ ,

coincidindo com a dimensão da matriz "A". Em consequência, o sistema pode

ser levado de um estado inicial  $x(t_0)$  até um estado final em um tempo finito.

A observabilidade é um conceito que está associado à capacidade de se obter as variáveis de estado não mensuráveis (ou dificilmente mensuráveis) a partir das variáveis de estado mensuráveis. Esta característica demonstra sua importância nas configurações de sistemas de controle com realimentação de estados, como é o caso do regulador quadrático. A matriz de observabilidade

$O=[C \ CA \ CA^2 \dots CA^7]^T$ , dado que a matriz de saída do sistema é  $C=I_8$ , possui

posto igual a 8, ou seja, a matriz de observabilidade gera um espaço de

dimensão  $n=8$ , garantindo que o sistema é completamente observável.

Outro modo de se analisar a controlabilidade e observabilidade é pela decomposição modal [8] de onde se obtêm os chamados autovetores esquerdos e direitos e, a partir destes, determinar os estados controláveis e observáveis. Matematicamente,

$$\text{(autovetor direito - } \mathbf{v}) \quad \mathbf{A}\mathbf{v} = \lambda\mathbf{v} \quad (4.4)$$

$$\text{(autovetor esquerdo - } \mathbf{w}) \quad \mathbf{w}^T\mathbf{A} = \lambda\mathbf{w}^T \quad (4.5)$$

$$\mathbf{w}_i^T\mathbf{v}_j = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases}, i = 1..n; j = 1..n \quad (4.6)$$

logo, se a relação  $C\mathbf{v}_i=0$  ocorre, significa que o movimento na direção  $[\mathbf{v}_i]$  não



pode ser observado na saída, logo o autovalor ( $\lambda_i$ ) não é observável. Por outro

lado, se a relação  $\mathbf{w}_i^T \mathbf{B} = 0$  ocorre, significa que a entrada do controle não

contribui para o movimento na direção  $[\mathbf{v}_i]$ , logo o auto valor ( $\lambda_i$ ) não é

controlável.

### **4.3 Controle ótimo quadrático**

O controle ótimo quadrático tem como base o 2º método de Lyapunov, onde um índice de desempenho quadrático é minimizado. Em consequência, a principal vantagem deste tipo de controle é que, em sendo o sistema controlável, ele será estável e ótimo.

O problema em estudo neste trabalho recai no clássico problema do sistema servo ou seguidor de referência ("*tracker*") [7-10] com realimentação dos estados.

O desenvolvimento a seguir explicitará a metodologia para obtenção dos ganhos de realimentação para um regulador linear quadrático (LQR) assim como os aspectos mais práticos dos ajustes das matrizes de ponderação do estado e controle. Será realizada uma comparação com outros resultados obtidos para o mesmo problema [5].

#### **4.3.1 Regulador linear quadrático**

O regulador linear quadrático é um sistema de controle baseado em um índice de desempenho quadrático. Sendo a equação do sistema dada por,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.7)$$

O controle ótimo quadrático deve ser tal que minimize o funcional (índice de desempenho),

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) dt \quad (4.8)$$

Onde  $L(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  é uma função quadrática ou Hermitiana que garanta uma lei de controle linear do tipo,

$$\mathbf{u} = -\mathbf{Kx} \quad (4.9)$$

que representa a realimentação dos estados na entrada da planta. Sendo

baseado no 2º método de estabilidade de Lyapunov, o funcional “J” assume a

forma,

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Qx} + \mathbf{u}^T \mathbf{Ru}) dt \quad (4.10)$$

onde,  $\mathbf{Q}$  é uma matriz positiva definida ou positiva semi-definida Hermitiana ou

real simétrica e  $\mathbf{R}$  é uma matriz positiva definida real simétrica ou Hermitiana.

Para o caso Hermitiano o sobrescrito “T” é substituído por “\*”. As matrizes “Q” e

“R” representam, respectivamente, a ponderação (peso) atribuída ao estado e

ao controle. A escolha dos componentes destas matrizes influencia na posição dos pólos em malha fechada e a escolha apropriada leva a uma melhor resposta temporal do sistema de controle [8].

A minimização do índice de desempenho (4.10) recai na solução da equação de Riccati (4.11) [9].

$$0 = P + Q - PBR^{-1}B^T P + PA + A^T P \quad (4.11)$$

Substituindo (4.9) em (4.7) e em (4.10), obtêm-se, respectivamente, (4.12) e (4.13) conforme a seguir,

$$\dot{x} = (A - BK)x \quad (4.12)$$

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} x^T (Q + K^T RK) x dt \quad (4.13)$$

Passando para a forma da equação de energia de Lyapunov e desenvolvendo (4.14) com o auxílio da Equação 4.12, obtêm-se, respectivamente, (4.14) e (4.15), conforme a seguir,

$$\dot{V}(x) = -\frac{d}{dt}(x^T Px) = x^T (Q + K^T RK) x \quad (4.14)$$

$$(A - BK)^T P + P(A - BK) = -(Q + K^T RK) \quad (4.15)$$

Logo, se a matriz (A - BK) for estável, existe uma matriz P que satisfaz a relação (4.15). Esta relação (4.14) evidencia a redução da energia do sistema

ao longo do tempo. Sendo  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  matrizes de parâmetros ajustáveis, tem-se que

a Equação 4.16, que é a forma reduzida da equação de Riccati [7], permite a

obtenção da matriz  $\mathbf{P}$ . Esta matriz ao ser aplicada à Equação 4.17 fornece a

matriz de ganho ótimo  $\mathbf{K}$  que promoverá o deslocamento, em malha fechada,

de todos os pólos do sistema para o semi-plano estável.

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (4.17)$$

Desta forma, o sistema de controle estabiliza a planta que inicialmente era instável através de uma lei de controle linear com um ganho ótimo.

#### **4.3.2 Solução do problema do seguidor de referência**

Considerando que o desempenho de um veículo lançador está associado ao ato de responder de modo estável e rápido aos comandos do programa de vôo, é razoável pensar que cada sinal de comando (ou estado a ser atingido) gerado por este programa (referência) deva ser seguido pelo sistema de controle. A Figura 2.2 apresenta uma síntese desta idéia. A simples realimentação dos estados, conforme a lei de controle linear anteriormente

discutida, não garante desempenho temporal satisfatório, pois o tempo de resposta do sistema não depende somente da escolha dos pólos em malha fechada, mas também dos zeros das funções de transferência individuais que está associada aos autovetores [8], conforme Equação 4.23. Matematicamente este fato pode ser expresso da seguinte forma:

Sendo o sistema do tipo,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (4.19)$$

A função de transferência que relaciona a saída com a entrada é dada por,

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{MJM}^{-1} \quad (4.21)$$

onde,  $\mathbf{J} = \text{diag}(\lambda_i)$ ;  $\mathbf{M} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_n]$  e  $\mathbf{M}^T = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_n]$ .

Após algumas manipulações,

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{CM}(s\mathbf{I} - \mathbf{J})^{-1}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} \quad (4.22)$$

A Equação (4.22) pode ser reescrita na forma de expansão em fração parcial,

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{Cv}_i\mathbf{w}_i^T\mathbf{B}}{(s - \lambda_i)} \quad (4.23)$$

No problema do seguidor de referência deve ser considerada a inclusão de um compensador dinâmico (Fig. 4.1) que venha anular o erro de estado estacionário dentro de um tempo satisfatório. Nesta abordagem, as equações que descrevem o sistema como um todo são expressas por,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.24)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (4.25)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (4.26)$$

$$\dot{\mathbf{w}} = \mathbf{F}\mathbf{w} + \mathbf{G}\mathbf{e} \quad (4.27)$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{D}\mathbf{w} + \mathbf{J}\mathbf{e} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{y} - \mathbf{L}\mathbf{v} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{r} - \mathbf{z} \quad (4.30)$$

A Equação 4.26 representa o sinal de saída, o qual nem sempre é igual a (4.25), que será comparado com o sinal de referência  $\mathbf{r}(t)$ . As Equações 4.27 e 4.28 representam a dinâmica do compensador, a Equação 4.29 a realimentação do estado e do compensador e a Equação 4.30 é a diferença (ou erro) associada ao estado real e a referência. Reorganizando as Equações 4.24 a 4.30 em uma única estrutura, chega-se ao seguinte sistema aumentado,

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{w}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{G}\mathbf{H} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{r} \quad (4.31)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{J}\mathbf{H} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} \mathbf{r} \quad (4.32)$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\mathbf{u} = -\begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

O qual pode ser redefinido para,

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a + \mathbf{B}_a \mathbf{u} + \mathbf{G}_a \mathbf{r} \quad (4.35)$$

$$\mathbf{y}_a = \mathbf{C}_a \mathbf{x}_a + \mathbf{F}\mathbf{r} \quad (4.36)$$

$$\mathbf{z}_a = \mathbf{H}\mathbf{x}_a \quad (4.37)$$

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{C}_a \mathbf{x}_a + \mathbf{K}\mathbf{F}\mathbf{r} \quad (4.38)$$

Onde o subscrito ( $\square_a$ ) faz referência aos vetores e matrizes aumentadas das

Equações 4.28 a 4.31.

Esquemáticamente, o sistema aumentado é representado na Figura 4.1.

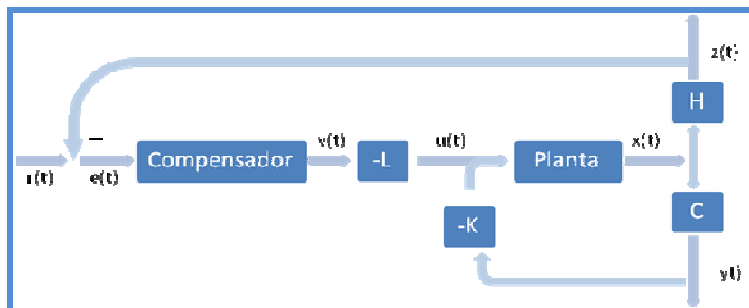


Figura 4.1 - Diagrama de um sistema de controle com compensador.

Quando a formulação do problema de controle ótimo tem como objetivo minimizar o erro de estado estacionário ( $\bar{e}$ ) e o desvio do erro ( $\tilde{e}$ ) o índice de desempenho é dado pela Equação 4.39. Todas as variáveis na forma  $\square$  denotam o desvio do valor do estado estacionário.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\tilde{e}^T \tilde{e} + \tilde{u}^T R \tilde{u}) dt + \frac{1}{2} \bar{e}^T V \bar{e} \quad (4.39)$$

Onde  $V$  é a matriz de ponderação do erro no estado estacionário ( $\bar{e}$ ). Para caso

de sistemas com integrador na realimentação do sistema (Fig. 4.2), o erro de

estado estacionário vai à zero eliminando o último termo da Equação 4.39. Deste modo, (4.39) se reduz à forma da Equação 4.47.

O sistema de equações com as variáveis (subscrição removida) na forma de desvio do estado estacionário [8] é representado conforme a seguir,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} \quad (4.40)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} \quad (4.41)$$

$$\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}} = -\tilde{\mathbf{e}} \quad (4.42)$$

Comparando as Equações 4.42 e 4.39, chega-se a seguinte relação,

$$\tilde{\mathbf{e}}^T \tilde{\mathbf{e}} = \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{H}^T \mathbf{H} \tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{x}} \quad (4.43)$$

### 4.3.3 Aplicação do método do seguidor de referência ao modelo do veículo lançador

Na aplicação do método do seguidor de referência ao modelo em estudo será utilizado um integrador como compensador que eliminará o erro de estado estacionário. O sinal de referência a ser seguido representará um ângulo de rotação do veículo em torno de cada um dos seus eixos principais fixados no corpo do próprio veículo. Este ângulo será dado em radianos.

Considerando a simetria do veículo e as equações de movimento, pode-se considerar que os canais de arfagem e guinada são idênticos e desacoplados do canal de rolamento. Em conseqüência, pode-se estabelecer o seguinte conjunto aumentado de equações para a determinação do ganho ótimo do canal de arfagem,

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{w} \\ \dot{\theta} \\ \dot{e}_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.057 & 0.0096 & 0 & 0 \\ 544.62 & -0.0096 & -9.789 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ w \\ \theta \\ e_\theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 7.277 \\ 19.376 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \beta_z + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \theta_{ref} \quad (4.44)$$



$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ w \\ \theta \\ e_\theta \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ w \\ \theta \\ e_\theta \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Onde,  $\dot{e} = (\theta_{ref} - \theta)$  e  $e_\theta$  é o erro integrado.

Comparando (4.44) a (4.46) com (4.31) a (4.33), chegam-se as seguintes matrizes,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.057 & 0.0096 & 0 \\ 544.62 & -0.0096 & -9.789 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 7.277 \\ 19.376 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = [1], \mathbf{D} = [0], \mathbf{J} = [0] \text{ e } \mathbf{H} = [0 \ 0 \ 1 \ 0]$$

Definidas as matrizes que compõem o sistema, e sabendo que  $\mathbf{H}^T \mathbf{H} = \mathbf{Q}$ ,

basta, teoricamente, definir a matriz “R” e resolver as Equações 4.16 e 4.17

para encontrar o ganho ótimo a ser aplicado ao sistema. Desta forma tem-se como índice de desempenho a ser minimizado para este sistema e sua

respectiva matriz “Q” de ponderação para os estados,

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\tilde{\mathbf{e}}^2 + \rho \tilde{\mathbf{u}}^2) dt \quad (4.47)$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{H}^T \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Este resultado não é satisfatório, pois os novos autovetores do novo sistema

em malha aberta não produz efeito de controle nas direções “q” e “e<sub>θ</sub>”, o que

inviabiliza a solução do problema de controle ótimo.

Definindo a matriz “Q” com os seguintes valores,

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0 & 0.001 & 0.03 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.001 & 0 & 0.01 & 0.3 \\ 0.03 & 0 & 0.3 & 9 \end{bmatrix}$$

Definindo também,  $\rho = 0.05$ , que é um parâmetro de projeto e  $\mathbf{R} = [\mathbf{1}]$  os ganhos

obtidos são:  $K_q = 1.3926$ ,  $K_w = 0.0013$ ,  $K_\theta = 6.2505$  e  $K_{e\theta} = -13.4164$ .

A figura 4.2 apresenta o sistema de controle com compensador para o canal de arfagem e seus respectivos ganhos.

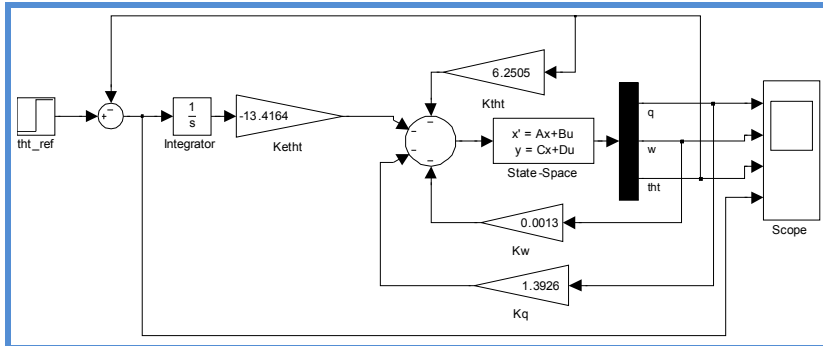


Figura 4.2 - Diagrama do sistema de controle do plano de arfagem.

A figura 4.3 mostra a resposta do sistema ao degrau com nível de 0.1 rad e

compara os resultados obtidos por Oliva [5], em verde (-o-), com os resultados obtidos neste trabalho, em azul escuro (--).

O sistema de controle completo para os três eixos (**p**, **q** e **r**) é mostrado na

Figura 4.4. Na Figura 4.5 é apresentada a resposta deste sistema ao degrau. A obtenção dos ganhos seguiu a mesma metodologia usada para o plano de arfagem; para tanto, foram inseridos na Equação 4.44 mais dois sinais de erro

a serem minimizados, “ $e_\psi$ ” e “ $e_\phi$ ”.

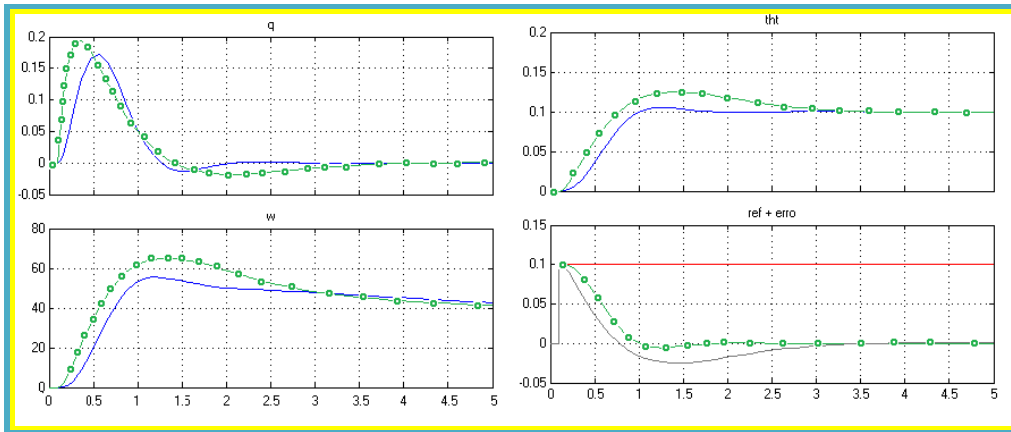


Figura 4.3 – Resposta a degrau do sistema de controle do plano de arfagem e comparação com resultados obtidos por Oliva.

**Formatado:** Justificado,  
 Recuo: À esquerda: 0 cm,  
 Deslocamento: 2,54 cm

A matriz “Q”, após os ajustes necessários, apresentou os seguintes

componentes,

Q=

$$\begin{vmatrix}
 0.0001 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.001 & 0 & 0 & 0.03 \\
 0 & 0.0001 & 0 & 0 & 0 & 0.001 & 0 & 0 & 0.03 & 0 & 0
 \end{vmatrix}$$

0	0	0.0001	0	0	0	0.001	0	0	0.03	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0.001	0	0	0	0.01	0	0	0.3	0	0
0	0	0.001	0	0	0	0.01	0	0	0.3	0
0.001	0	0	0	0	0	0	0.01	0	0	0.3
0	0.03	0	0	0	0.3	0	0	9	0	0
0	0	0.03	0	0	0	0.3	0	0	9	0
0.03	0	0	0	0	0	0	0.3	0	0	9

Definindo novamente o parâmetro de projeto  $\rho = 0.05$  e  $R = [1]$  os ganhos são,

$K =$

3.12	0	0	0	0	0	0	0	9.1	0	0	-13.42
0	0	1.39	0.0013	0	0	6.25	0	0	-13.42	0	0
0	1.39	0	0	0.0013	6.25	0	0	0	-13.42	0	0

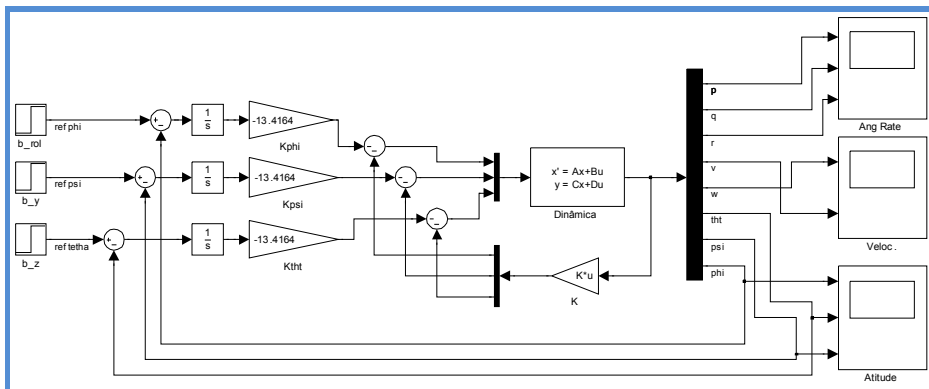


Figura 4.4 – Diagrama do sistema de controle para os três planos

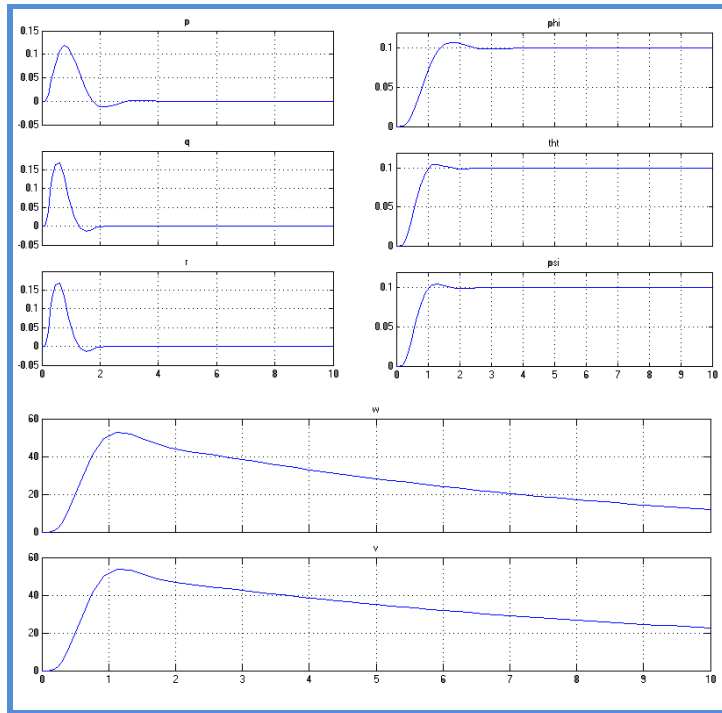


Figura 4.5 – Resposta a degrau do sistema de controle para os três planos





## 5 TEORIA DA ESTIMAÇÃO APLICADA AO CONTROLE E À DETECÇÃO DE FALHAS

Em situações práticas, muitas vezes não se pode medir (os motivos vão desde questões técnicas até econômicas) todas as variáveis de estado da planta para realimentá-la de forma a obter a estabilidade da planta conforme praticado na técnica do LQR. Em situações como esta se pode lançar mão dos observadores da dinâmica do estado que, a partir de um conjunto de variáveis de estado mensuráveis, estimam o comportamento dinâmico daquelas não mensuráveis de modo a disponibilizar, ao final do processo, uma estimativa de todas as variáveis para realimentá-las conforme a lei de controle linear,

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}} \quad (5.1)$$

onde  $\hat{\mathbf{x}}$  é o estado estimado.

Entretanto, se no processo houver a presença perturbações, o uso do filtro de Kalman é apropriado, pois além de ser um observador (estimador de estados) funciona como um filtro passa-baixas melhorando o processo de regulação. A junção técnica LQR com a estimação de estados com base no filtro de Kalman é chamada de Regulador Linear Gaussiano (LQG- acrônimo em inglês). O Princípio da Separação possibilita a avaliação em separado do problema determinístico (LQR) do problema estocástico (estimação de estados). O Teorema e a prova da validade do Princípio da Separação podem ser encontrados em [6]. Neste trabalho será abordada diretamente a aplicação do

filtro de Kalman na estimação dos estados do plano de arfagem “ $\mathbf{w}$ ” e “ $\boldsymbol{\theta}$ ” a

partir das medidas do estado “q” contaminado com ruído branco. Estas

variáveis estimadas serão utilizadas na realimentação da planta regulada pelo LQR descrita na seção 4 configurando, assim, um LQG. Após a configuração do sistema com o estimador de Kalman, será avaliado o comportamento da planta em situações de falhas abruptas (tipo degrau).

### 5.1 Projeto do observador de estado

Considerando um sistema com as seguintes equações de estado,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (5.3)$$

Supondo que as equações dinâmicas do estado estimado são do tipo [8],

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \quad (5.4)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \quad (5.5)$$

Onde,  $\hat{\mathbf{x}}$  é a estimativa do estado e  $\hat{\mathbf{y}}$  a estimativa da saída do observador e  $\mathbf{L}$  o ganho do observador, e que os erros de estimação do estado e da saída do observador são dados por,

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (5.6)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} \quad (5.7)$$

Derivando (5.6) e fazendo algumas manipulações algébricas com (5.2) a (5.5) obtêm-se,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}} \quad (5.8)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} \quad (5.9)$$

Considerando que a Equação 5.8 é um dual do problema de controle com realimentação de estado (seção 4.3.1), então a obtenção do ganho ótimo “L”

que vai determinar a dinâmica do observador também recai na solução da equação algébrica de Riccati (ARE- acrônimo em inglês). Logo,

$$\mathbf{P}\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{C}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (5.10)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{P}\mathbf{C}^T\mathbf{R}^{-1} \quad (5.11)$$

Introduzindo incertezas (ruídos) nas dinâmicas expressas pelas Equações 5.8 e 5.9, obtêm-se,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}\mathbf{w} + \mathbf{L}\mathbf{v} \quad (5.12)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{v} \quad (5.13)$$

Onde,  $\mathbf{w}(t)$  e  $\mathbf{v}(t)$  são processos não correlacionados com distribuição normal.

A covariância do erro é dada por,

$$\mathbf{P}(t) = E\{\tilde{\mathbf{x}}\tilde{\mathbf{x}}^T\} \quad (5.14)$$

A matriz  $\mathbf{P}$  representa a incerteza na estimativa do estado. Se o observador é

assintoticamente estável, ou seja, a matriz  $(\mathbf{A}-\mathbf{LC})$  representa um sistema

estável, os processos  $\mathbf{w}(t)$  e  $\mathbf{v}(t)$  são estacionários. O ganho  $\mathbf{L}$  é escolhido de

modo a minimizar a covariância do erro no estado estacionário.

Diferenciando (5.14) e sendo as matrizes de correlação cruzada  $\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{x}}(t,t)$  e

$\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{x}}(t,t)$  dadas por [8],

$$\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{x}}(t,t) = -\frac{1}{2}\mathbf{RL}^T \quad (5.15)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{x}}(t,t) = -\frac{1}{2}\mathbf{QG}^T \quad (5.16)$$

Após várias manipulações algébricas, chega-se a,

$$\mathbf{PA}^T + \mathbf{AP} - \mathbf{PC}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{CP} + \mathbf{GQG}^T = \mathbf{0} \quad (5.17)$$

A solução das Equações 5.17 e 5.11 determinam o ganho ótimo  $\mathbf{L}$  para a

construção dos estados do observador (filtro de Kalman). Em (5.12),  $\mathbf{Q}$  é a

matriz de covariância da perturbação na planta e  $\mathbf{R}$  a matriz de covariância da

perturbação no sensor.

## 5.2 Estabilidade, controlabilidade e observabilidade estocástica

Um sistema é considerado estocasticamente controlável se as perturbações (ruídos) afetam todos os estados do sistema. Segundo Maybeck [11], um

sistema é estocasticamente controlável se existem números positivos  $\alpha$  e  $\beta$ ,

$0 < \alpha < \beta < \infty$ , e um intervalo de tempo  $\Delta t$  tal que, para todo  $t \geq t_0 + \Delta t$ ,

$$\alpha \mathbf{I} \leq \int_{t-\Delta t}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{G}(\tau) \mathbf{Q}(\tau) \mathbf{G}^T(\tau) \Phi^T(t, \tau) d\tau \leq \beta \mathbf{I} \quad (5.18)$$

Um sistema é estocasticamente observável se as perturbações (ruídos) afetam todas as medidas dos sensores. De modo análogo à controlabilidade [11], um

sistema é estocasticamente observável se existem números positivos  $\alpha$  e  $\beta$ ,

$0 < \alpha < \beta < \infty$ , e um intervalo de tempo  $\Delta t$  tal que, para todo  $t \geq t_0 + \Delta t$ ,

$$\alpha I \leq \int_{t-\Delta t}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{C}(\tau) \mathbf{R}^{-1}(\tau) \mathbf{C}^T(\tau) \Phi^T(t, \tau) d\tau \leq \beta I \quad (5.19)$$

Se o Filtro de Kalman é baseado em um sistema que é estocasticamente controlável e observável, então o filtro é uniformemente, assintoticamente, globalmente estável [11].

A estabilidade assintótica de um Filtro de Kalman requer o atendimento de quatro critérios [12]:

- a)  $[\mathbf{C}, \mathbf{A}]$  seja um par detectável;
- b)  $[\mathbf{A}, \mathbf{G}\sqrt{\mathbf{Q}}]$  seja um par estabilizável;
- c)  $\mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^T$  seja uma matriz positiva semi-definida;

d)  $\mathbf{R}$  seja uma matriz positiva definida.

### 5.3 Estimação de estado e detecção de falha no plano de arfagem

Utilizando o modelo dinâmico do canal de arfagem da seção 4.3.3 e com a saída do sistema dada apenas pelas medições do sensor “ $\mathbf{q}$ ” (taxa de arfagem)

as equações da dinâmica (5.1) e (5.2) possuem as seguintes matrizes,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.057 & 0.0096 & 0 \\ 544.62 & -0.0096 & -9.789 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 7.277 \\ 19.376 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0], \mathbf{D} = [0].$$

Considerando que o desvio padrão do ruído nas medições do sensor  $\mathbf{q}$  é da

ordem de 0.005 deg/s [13] e as perturbações na planta também têm desvio padrão de 0.005 unidades e com as matrizes da parte estocástica dadas por,

$R=[0.005^2]$ ,  $Q= [0.005^2]$  e  $G=[1 \ 1 \ 1]^T$ , tem-se, pelas definições da seção 5.2, que

o sistema é estocasticamente controlável e observável. Logo, ao resolver as Equações 5.12 e 5.6, obtêm-se, respectivamente, as matrizes de covariância do erro de estimação, o ganho do filtro e as matrizes da dinâmica do filtro.

$$P = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0.0275 & 0 \\ 0.0275 & 6.719 & -0.02 \\ 0 & -0.02 & 0.0034 \end{bmatrix}, \quad L = [4.8 \ 1098.8 \ 0.4]^T$$

$$A_K = \begin{bmatrix} -4.701 & 0.0096 & 0 \\ -554.2 & -0.0096 & -9.789 \\ 1.414 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_K = \begin{bmatrix} 7.277 & 4.758 \\ 19.38 & 1099 \\ 0 & -0.414 \end{bmatrix}, \quad C_K = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_K = [0]$$

Na Figura 5.1 está representada a planta do sistema de controle para o plano de arfagem. Nela, estão reunidos os blocos de controle com ruído e estimador de Kalman e um bloco sem ruído com realimentação total dos estados. As Figuras 5.2 e 5.3 representam a resposta da planta ao degrau de 0.1 rad.

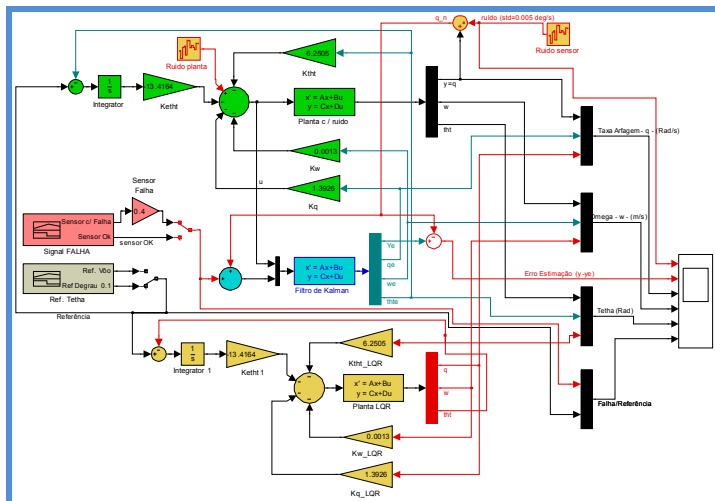




Figura 5.1 – Sistema de controle: Planta c/ ruído, Filtro de Kalman e Planta s/ ruído.

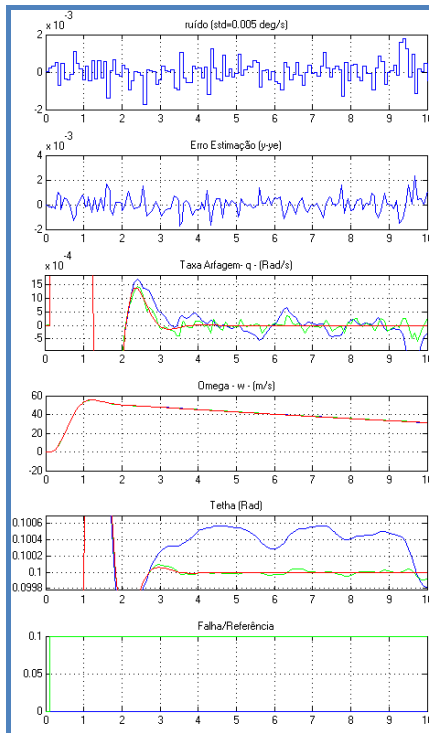
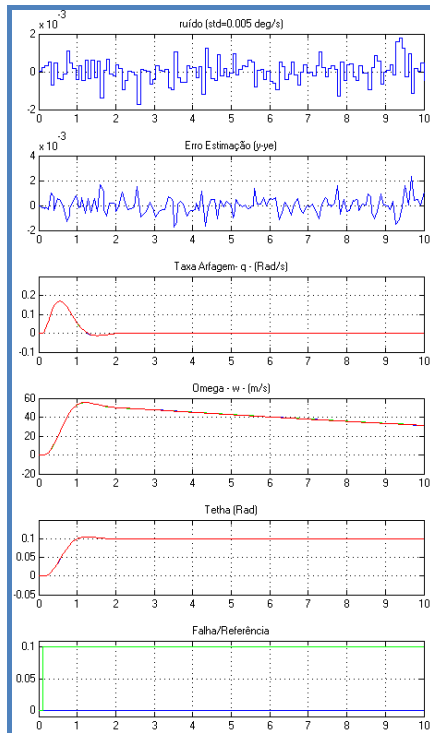


Figura 5.2 –Resposta ao degrau  
0.1 rad/s.

Figura 5.3 – Ampliação da Figura 5.2.

Na Figura 5.3, nos gráficos de taxa de arfagem,  $\omega$  e tetha, a linha de cor azul representa a saída da planta com ruído, a linha de cor verde a saída do filtro de Kalman e a linha vermelha a saída real do sistema. Comparando as saídas ampliadas na Figura 5.3 verifica-se que, somente com a informação do sensor “q”, o filtro de Kalman promove a satisfatoriamente a estabilização do

sistema na referência desejada, com um erro de estimação baixo. As Figuras

5.4 e 5.5 representam a resposta da planta para uma situação com presença

de falhas (linha azul – gráfico Falha/Referência) do tipo degrau no sensor “q”.

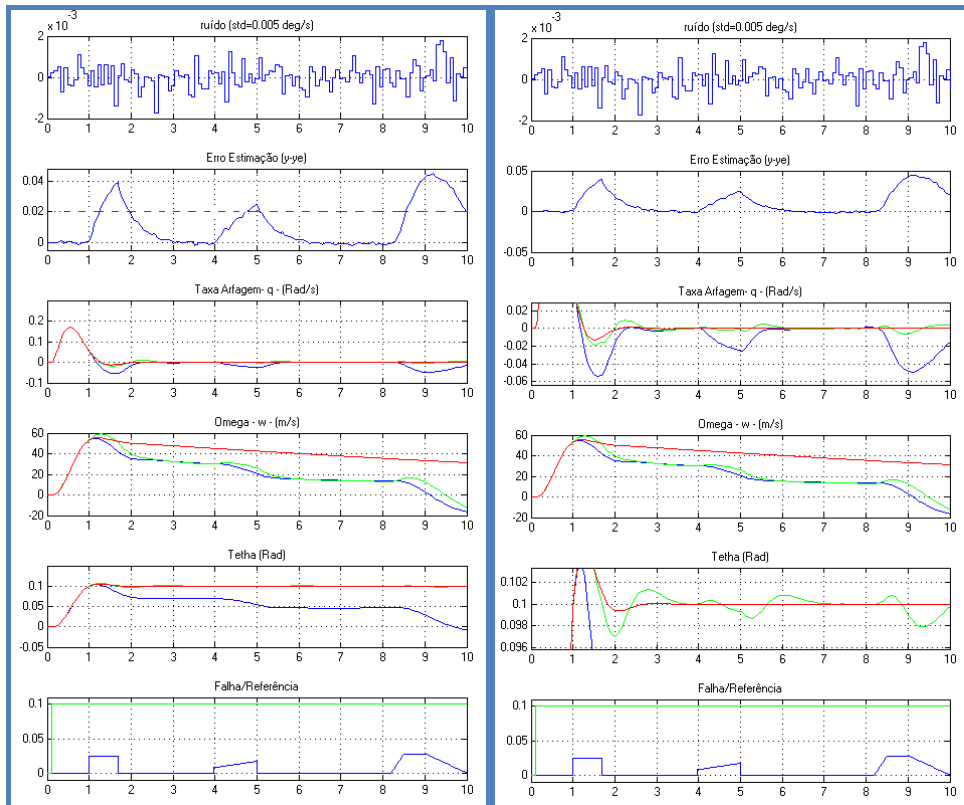


Figura 5.4 – Comparação da resposta ao degrau 0.1 rad/s c/ falha.

Figura 5.5 – Ampliação da Figura (5.4)

Na Figura 5.4 com a inserção de pequenos níveis de falha ocorre um salto no erro de estimação nos tempos de ocorrência da falha e variações mais acentuadas em torno do valor real. Observa-se, ainda, que no caso da

velocidade “ $w$ ” ( $\omega$ ), tanto a estimativa (saída do filtro de Kalman) quanto a

saída da planta com ruído divergem do valor real (linha vermelha). Mesmo com a presença da falha a saída estimada “tetha” consegue seguir a referência que não ocorre com a saída da planta ruidosa (linha azul – gráfico Tetha). Considerando um limiar de detecção de falha de quatro vezes o desvio padrão [13], ou seja, 0.02 rad/s, a falha poderia ser detectada utilizando-se o sinal referente ao erro de estimação. Na Figura 5.6, tem-se a resposta do sistema a um perfil de referência suave (linha verde – gráfico Falha/Referência) com variação de 0 a 0.3 rad e com a presença de falhas do tipo degrau.

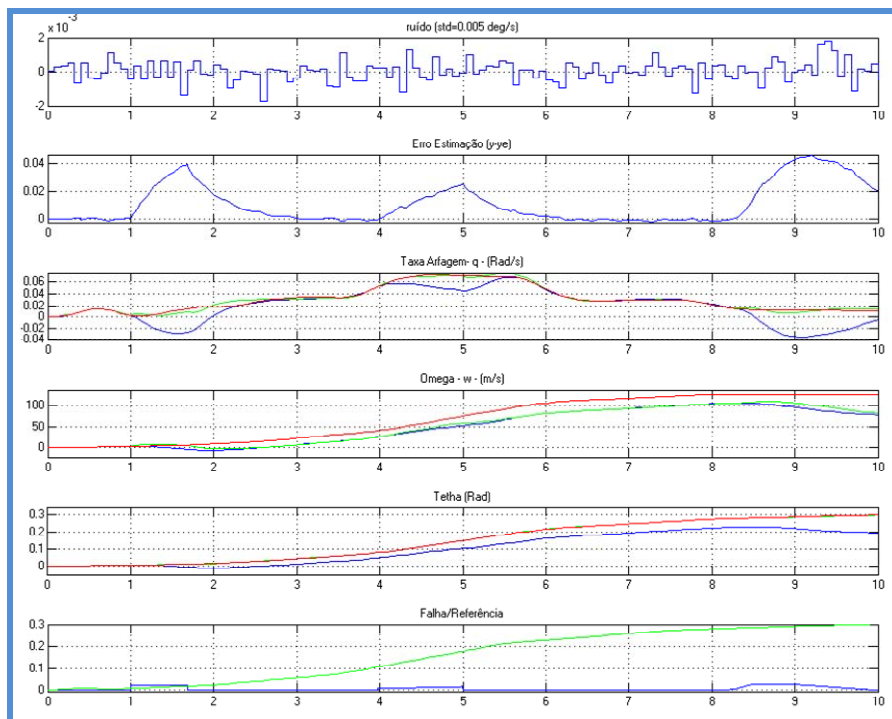


Figura 5.6 – Resposta do sistema a um perfil de referência suave.

Verifica-se que o erro de estimação apresenta o mesmo nível de variação que ocorre no caso da referência degrau de 0.1 rad e que os demais sinais apresentam comportamento análogo ao caso anterior. Em uma análise preliminar verifica-se que o erro de estimação guarda uma relação de proporcionalidade com o nível da falha. Essa observação é demonstrada em Willsky [14] para falha em atuadores. No caso de falha em sensores, o resultado obtido é análogo e mostrado a seguir.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (5.20)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (5.21)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{L}[\mathbf{y} - \mathbf{Cx}] + \mathbf{Bu} \quad (5.22)$$

$$\boldsymbol{\gamma} = \mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \quad (5.23)$$

Inserindo falha em (5.21) e derivando a equação do resíduo (5.23),

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x} + \nu \mathbf{e}_i) = \mathbf{Cx} + \nu \mathbf{C}_i \quad (5.24)$$

$$\dot{\boldsymbol{\gamma}} = \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} - \mathbf{C}\dot{\hat{\mathbf{x}}} \quad (5.25)$$

Onde  $\mathbf{C}_i$  é a  $i$ ésima coluna de  $\mathbf{C}$  e  $\nu$  é a falha.

Após manipulações algébricas, chega-se a seguinte eq. diferencial,

$$\dot{\boldsymbol{\gamma}} = -\sigma \boldsymbol{\gamma} + [\sigma \mathbf{I} - \mathbf{CLC}] \nu \mathbf{C}_i \quad (5.26)$$

Cuja solução,

$$\boldsymbol{\gamma}(t) = e^{-\sigma(t-t_0)} \boldsymbol{\gamma}(t_0) + \nu \left[ \frac{\mathbf{E}}{\sigma} (1 - e^{-\sigma t}) \right] \mathbf{C}_i \quad (5.27)$$

Onde,  $LC = \sigma I + A$  e  $E = \sigma I - CLC$ .

Na Equação 5.27 pode ser verificado que, no estado estacionário, a condição inicial e a exponencial em  $\sigma$  vão a zero e que o resíduo  $\gamma$  é proporcional à

falha  $v$  na direção  $C_i$  (i-ésimo sensor).

## **6 DETECÇÃO DE FALHAS NÃO BASEADA EM MODELOS DINÂMICOS**

Em meio às técnicas empregadas na detecção de falhas em sensores inerciais encontram-se àquelas baseadas na redundância de sensores, onde considerações geométricas, matemáticas e estatísticas são empregadas de modo a prover uma definição satisfatória do estado de falha/não-falha. Os trabalhos [15-16] apresentam, respectivamente, uma revisão das abordagens empregadas e a utilização de um sistema redundante com identificação de falhas por equações de paridade. Nesta seção será realizada uma breve abordagem do uso da configuração “Pentad” na detecção de falhas em um VLS [15].

### **6.1 Análise da configuração Pentad na detecção de falha em sensores inerciais**

A figura 6.1 mostra a configuração geométrica proposta para os cinco sensores (Pentad) com o objetivo de prover cinco informações distintas que, comparadas através de um conjunto de equações de paridade, podem resolver o problema de identificação de falhas sem a utilização de um modelo matemático da dinâmica do veículo.

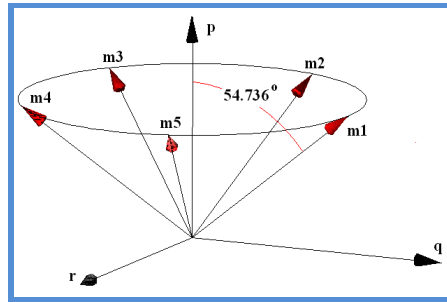


Figura 6.1 – Configuração Pentad.

A disposição geométrica dos sensores decorre das análises de configuração ótima [17-18]. Esta análise visa minimizar a incerteza estatística média associada à matriz de observação que transforma do espaço de estado para o espaço do sensor.

A formulação matemática para o sistema de sensores é descrita por,

$$\mathbf{m}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{e}(t) + \mathbf{f}(t) \quad (6.1)$$

onde,

$\mathbf{m}$  é o  $n \times 1$  vetor com as medidas dos  $n$  sensores;

$\mathbf{H}$  é a  $n \times 3$  matriz de observação que transforma do espaço de estado para o espaço do sensor;

$\mathbf{x}$  é o  $3 \times 1$  vetor de estado relativo ao sistema de eixos do corpo ( $\mathbf{p}, \mathbf{q}, \mathbf{r}$ );

$\mathbf{e}$  é o  $n \times 1$  vetor com o ruído Gaussiano do sensor;

$f$  é o  $n \times 1$  vetor de falha do sinal.

A matriz “ $H$ ” para a configuração pentad neste trabalho é representada por,

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 0.5774 & 0.8165 & 0 \\ 0.5774 & 0.2523 & -0.7766 \\ 0.5774 & -0.6605 & -0.4799 \\ 0.5774 & -0.6605 & 0.4799 \\ 0.5774 & 0.2523 & 0.7766 \end{pmatrix}$$

Para um arranjo de cinco sensores podem ser elaboradas cinco equações de paridade conforme apresentado a seguir,

$$\begin{aligned} P_1 &= 0m_1 + A_2m_2 + A_3m_3 + A_4m_4 + A_5m_5 \\ P_2 &= B_1m_1 + 0m_2 + B_3m_3 + B_4m_4 + B_5m_5 \\ P_3 &= C_1m_1 + C_2m_2 + 0m_3 + C_4m_4 + C_5m_5 \\ P_4 &= D_1m_1 + D_2m_2 + D_3m_3 + 0m_4 + D_5m_5 \\ P_5 &= E_1m_1 + E_2m_2 + E_3m_3 + E_4m_4 + 0m_5 \end{aligned} \quad (6.2)$$

Os coeficientes A, B, C e D das equações de paridade podem ser obtidos dos

vetores do espaço nulo das matrizes parciais obtidas de “ $H$ ”, conforme relação



abaixo,

$$\mathbf{p}_i = \mathbf{c}_i \mathbf{m} \quad (6.3)$$

onde,

$\mathbf{c}_i = [\text{null}(\mathbf{H}_i)]^T$ ,  $\mathbf{p}_i$  é a  $i$ -ésima equação de paridade.  $\mathbf{H}_i$  é a matriz parcial obtida

pelo uso de quatro colunas dentre as  $n$  colunas da matriz  $\mathbf{H}^T$ .

As Figuras 6.2, 6.3, 6.4, 6.5 e 6.6 mostram, respectivamente, as saídas dos cinco sensores para um modelo dinâmico do VLS, a condição sem falha das equações de paridade, o resultado das equações de paridade para os dois modos de falha, a lógica de decisão para os dois modos de falha e os dois modos de falha utilizados.

Na detecção de falhas por meio de equações de paridade, todas as equações, exceto a que contém o sensor falhado, apresentam nível diferente de zero (zero no sentido estatístico). No caso de cinco sensores, a identificação do sensor falhado só ocorre quando não há falhas simultâneas. A Figura 6.5 mostra essa condição, onde na região entre 12 e 22 segundos não se consegue definir o sensor em falha.

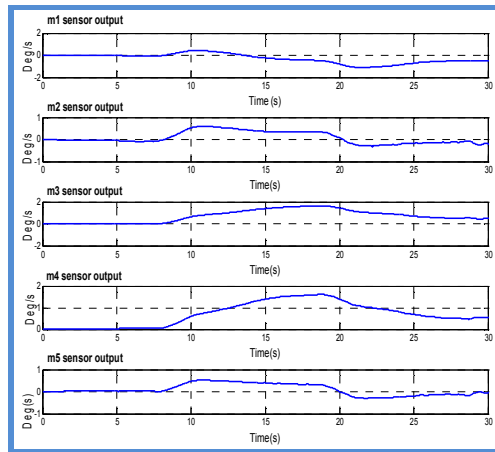


Figura 6.2 – Sinal dos sensores m1 a m5.

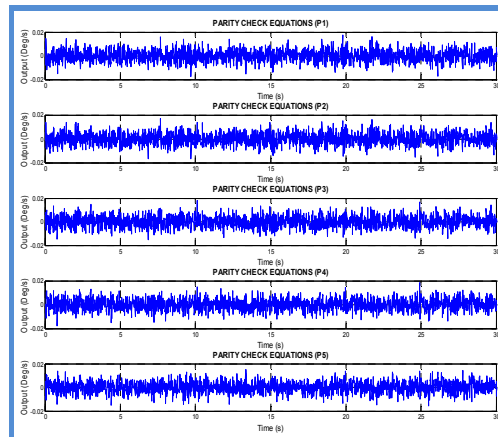


Figura 6.3 – Equações de paridade sem falha.

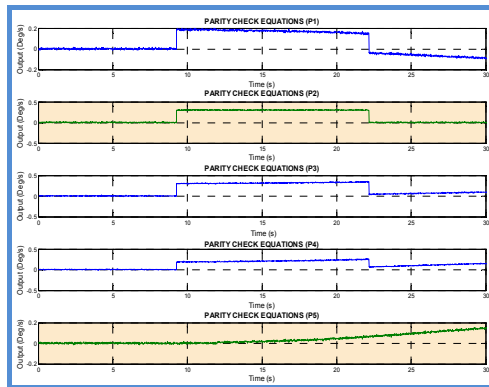


Figura 6.4 – Equações de paridade com os dois modos de falha.

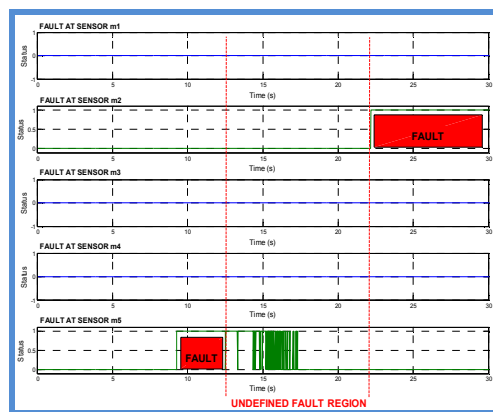


Figura 6.5 – Lógica de decisão para os dois modos de falha.

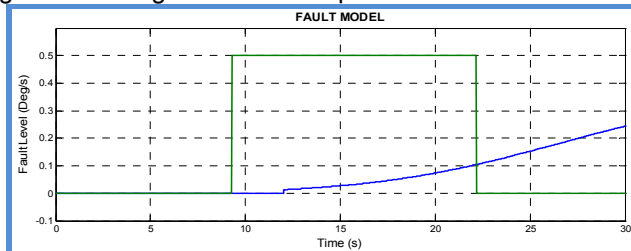


Figura 6.6 – Configuração das falhas.



## **7 CONCLUSÃO**

Este trabalho abordou os alguns elementos relacionados ao projeto do sistema de controle para um veículo lançador de satélites. O problema foi simplificado por meio de hipóteses e linearizações de modo a permitir uma análise mais simples e a aplicação direta de alguns conceitos ligados as teorias de controle e estimação. Em um projeto real têm-se muitos fenômenos que impactam a solução do problema de controle tais como vibrações estruturais elevadas, modos de flexão do veículo, variação contínua e rápida da massa do veículo, acoplamento de movimentos, ruídos não Gaussianos e imprecisões na elaboração do modelo do veículo. Em registros de medições reais de sensores

de bordo pode ser verificado, em certos instantes do voo, um forte acoplamento de modos de vibração nos três eixos principais do veículo. Essas vibrações, sobrepostas a outros tipos de interferências (ruídos), aumentam a dificuldade da abordagem do problema de estimação de estados e detecção de falhas, pois submetem os sensores a variações abruptas que poderiam indicar um falso alarme. Apesar da simulação de detecção de falhas por meio da análise dos resíduos da estimação de estado parecer próspera, tem-se que considerar que essa técnica depende do modelo dinâmico do veículo, das especificações de parâmetros estocásticos e da banda passante do filtro, logo um modelo muito simplificado leva a resultados imprecisos ou de pouca utilidade prática. Por outro lado, uma técnica baseada na redundância de sensores apresenta resultados mais rápidos e precisos, porém, apresentam inconvenientes quando se trata de limites de tamanho e peso, além de elevar o custo do conjunto de sensores. Apesar de a abordagem simplificada apresentar restrições no que tange ao emprego real, ela pode servir como linha de referência em ensaios e modelagens mais complexas, além de facilitar a estruturação da base do conhecimento acadêmico sobre o assunto.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MALYSHEV, V. V.; KRASILSHIKOV, M. N.; BOBRONNIKOV, V. T.; DISHEL, V. D.; LEITE FILHO, W. C.; RIBEIRO, T. S. **Aerospace vehicle control: Modern Theory and Applications**. 1. ed. São Paulo-SP, 1996. 388p.
- [2] MEYROVITCH, L. **Methods of analytical dynamics**. 1. ed. New York: McGraw-Hill, 1970. 524p.
- [3] LEITE FILHO, W. C. **Controle e guiamento de veículos espaciais: curso introdutório**. Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA, Junho 2007. (Apostila).
- [4] TEIXEIRA, A. J. **Detecção identificação e reconfiguração de falhas múltiplas em sensores de sistemas lineares invariantes no tempo**. 2005-12-09. 312 p. (INPE-14487-TDI/1168). Tese de Doutorado - Instituto

Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos. 2005. Disponível em: <<http://urlib.net/sid.inpe.br/MTC-m13@80/2006/02.14.18.22>>. Acesso em: 22 jul. 2008.

- [5] OLIVA, A. P. Sensor fault detection and analytical redundancy satellite launcher flight control systems. **SBA Controle & Automação**, v.9, n.3, p 156-164, 1998.
- [6] KWAKERNAAK, H.; SIVAN, R. **Linear optimal control systems**. 1. ed. New York: John Willey & Sons, 1970. 575p.
- [7] OGATA, K. **Modern control engineering**. 3. ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1997. 997p.
- [8] STEVENS, B. L. **Aircraft control and simulation**. 1. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 1992. 617p.
- [9] KIRK, D. E. **Optimal Control Theory: An Introduction**. 1. ed. New York: Dover Publications, 2004. 452p.
- [10] BRYSON, A. E.; HO, Y. **Applied optimal control**. 1. ed. New York: John Wiley & Sons, 1975. 481p.
- [11] MAYBECK, P. S. **Stochastic models, estimation and control**. 1. ed. New York: Academic Press. v. 1, 1979. 423p.
- [12] STENGEL, R. F. **Optimal control and estimation**. 1. ed. New York: Dover Publications, 1994. 639p.
- [13] KIM, S.; KIM, Y.; PARK, C. Failure diagnosis of skew-configured aircraft inertial sensors using wavelet decomposition. **IET Control Theory & Applications**. v. 1, n. 5, p. 1390-1397, 2007.
- [14] WILLSKY, A. S. A Survey of design methods for failure detection in dynamic systems. **Automatica**. v. 12, p. 601-611, 1976.
- [15] OLIVEIRA, E. J.; FONSECA, I. M.; LEITE FILHO, W. C. Fault detection and isolation analysis based on pentad configuration applied to a simplified model of the Brazilian VLS. In: BRAZILIAN CONFERENCE ON DYNAMICS, CONTROL AND APPLICATIONS, 7., 2008, Presidente Prudente, São Paulo. **Proceedings...** Presidente Prudente: Unesp, 2008. p. 36-41.
- [16] OLIVEIRA, E. J.; FONSECA, I. M. Fault detection, identification and isolation in inertial measurement units – An overview. In: CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECÂNICA, 5., 2008, Salvador, Bahia.



**Proceedings...** Salvador: ABCM, 2008. (Aceito).

[17] PEJSA, A. J. Optimum Skewed redundant inertial navigators. **AIAA Journal**. v. 12, n. 7, p. 899-902, 1974.

[18] STURZA, M. A. Skewed axis inertial sensor geometry for optimal performance. In: DIGITAL AVIONICS SYSTEMS CONFERENCE, 8., 1988, San Jose, CA. **Proceedings...** San Jose: AIAA, 1988. Part 1, p. 128-135.

## **PUBLICAÇÕES TÉCNICO-CIENTÍFICAS EDITADAS PELO INPE**

### **Teses e Dissertações (TDI)**

Teses e Dissertações apresentadas nos Cursos de Pós-Graduação do INPE.

### **Manuais Técnicos (MAN)**

São publicações de caráter técnico que incluem normas, procedimentos, instruções e orientações.

### **Notas Técnico-Científicas (NTC)**

Incluem resultados preliminares de pesquisa, descrição de equipamentos, descrição e ou documentação de programa de computador, descrição de sistemas e experimentos, apresentação de testes, dados, atlas, e documentação de projetos de engenharia.

### **Relatórios de Pesquisa (RPQ)**

Reportam resultados ou progressos de pesquisas tanto de natureza técnica quanto científica, cujo nível seja compatível com o de uma publicação em periódico nacional ou internacional.

### **Propostas e Relatórios de Projetos (PRP)**

São propostas de projetos técnico-científicos e relatórios de acompanhamento de projetos, atividades e convênios.

### **Publicações Didáticas (PUD)**

Incluem apostilas, notas de aula e manuais didáticos.

### **Publicações Seriadas**

São os seriados técnico-científicos: boletins, periódicos, anuários e anais de eventos (simpósios e congressos). Constam destas publicações o Internacional Standard Serial Number (ISSN), que é um código único e definitivo para identificação de títulos de seriados.

### **Programas de Computador (PDC)**

São a seqüência de instruções ou códigos, expressos em uma linguagem de programação compilada ou interpretada, a ser executada por um computador para alcançar um determinado objetivo. São aceitos tanto programas fonte quanto executáveis.

### **Pré-publicações (PRE)**

Todos os artigos publicados em periódicos, anais e como capítulos de livros.