

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Multicontroladores para Melhoria da Robustez e
Acomodação de Falhas em Sistemas”**

FERNANDO BARROS RODRIGUES

Orientador: Prof. Dr. José Paulo Fernandes Garcia

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia - UNESP - Campus de Ilha
Solteira, para obtenção do título de Mes-
tre em Engenharia Elétrica.
Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira - SP
Maio / 2009

FICHA CATALOGRÁFICA

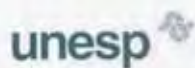
Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

R696m Rodrigues, Fernando Barros.
 Multicontroladores para melhoria da robustez e acomodação de falhas em sistemas /
Fernando Barros Rodrigues. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2009.
 85 f. : il., (algumas color.)

 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de
Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2009

 Orientador: José Paulo Fernandes Garcia
 Bibliografia: p. 83-85

 1. Engenharia elétrica. 2. Automação. 3. Controle com modos deslizantes. 4. Atraso
no sinal de controle. 5. Detecção de falhas. 6. Adaptação do controlador.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

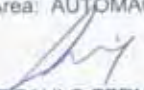
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

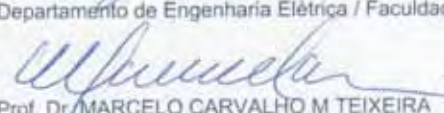
TÍTULO: Multicontroladores para Melhoria da Robustez e Acomodação de Falhas em Sistemas

AUTOR: FERNANDO BARROS RODRIGUES

ORIENTADOR: Prof. Dr. JOSE PAULO FERNANDES GARCIA

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora;


Prof. Dr. JOSE PAULO FERNANDES GARCIA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. MARCELO CARVALHO M TEIXEIRA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. JEAN MARCOS DE SOUZA RIBEIRO
SCEPP - Comércio e Serviço Ltda.

Data da realização: 05 de maio de 2009.

Aos meus pais, Aparecido e Elisabeth, a minha irmã Eloisa e ao meu cunhado Thomas, pela força e confiança em momentos difíceis e pelo amor que me fortalece. Aos meus sobrinhos, Lara e Heitor, pela alegria e pureza do seu ser.

DEDICO

Agradecimentos

A Deus, por me dar sabedoria e me fortalecer nos momentos de dificuldades e aos conselhos, reflexões e ensinamentos espirituais e religiosos passados diretamente e indiretamente por pessoas que estiveram ao meu lado, principalmente pelo Grupo de Oração Universitário (GOU), pelo Prof. Dr. Edvaldo Assunção e pelo Padre Mário.

Ao Prof. Dr. José Paulo Fernandes Garcia, quero expressar a minha profunda gratidão, mestre e orientador, pela oportunidade, acolhimento, compreensão, paciência, incentivo, sinceridade e amizade que contribuíram para o meu aprendizado e para a minha formação.

A Prof^a. Dr^a. Lizete Maria Crnkowise Fernandes Garcia pela ajuda, incentivo, conselhos e sabedorias cedidas que contribuíram para o meu aprendizado e formação.

Aos professores Dr^a. Érica Regina Marani Daruichi Machado, Dr. Laurence Duarte Colvara, Dr. Sérgio Kurokawa, Dr. Dionízio Paschoareli Júnior, Dr. Marcelo Carvalho Minhoto Teixeira e Dr. Edvaldo Assunção, que estiveram e me avaliaram em bancas de estudos especiais e qualificação, e aos demais professores, pelos conselhos, dicas e formação.

Aos professores Dr. Cláudio Kitano e Dr. Ricardo Tokio Higuti, pelo acolhimento junto à faculdade, e ao Dr. Luiz Antonio Perezi Marçal, pela força e incentivo para a realização do mestrado.

Ao grupo de estudo no qual participei junto dos professores Dr. José Paulo Fernandes Garcia e Dr^a. Lizete Maria Crnkowise Fernandes Garcia e da aluna Gisele de Carvalho Apolinário.

Aos meus amigos de Laboratório de Pesquisa em Controle (LPC), Rodrigo Cardim, Emerson Ravazzi Pires da Silva, Gisele de Carvalho Apolinário, Renato de Aguiar Teixeira Mendes e demais, pela sinceridade, ajudas, conselhos, críticas e momentos de descontração.

Aos amigos Carlos Henrique Xavier, Carlos Henrique Esteves de Souza e Marcus Vinicius Alves Pereira, que começaram comigo esta nova etapa da vida e aos amigos Daniel Paim e José Braz pelas ajudas e conselhos.

Aos meus amigos de pensão e vizinhos, principalmente Clarice Sayumi Kuriyama, Izilda Maria David Hidalgo, Eleusa Maria Lima e Bruno Pereira Navarro Macedo, pelas ajudas, con-

selhos e momentos de felicidades e tristezas que passamos juntos.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro.

A UNESP pela infra-estrutura oferecida e aos funcionários.

*Senhor, fazei-me instrumento de vossa paz.
Onde houver ódio, que eu leve o amor;
Onde houver ofensa, que eu leve o perdão;
Onde houver discórdia, que eu leve a união;
Onde houver dúvida, que eu leve a fé;
Onde houver erro, que eu leve a verdade;
Onde houver desespero, que eu leve a esperança;
Onde houver tristeza, que eu leve a alegria;
Onde houver trevas, que eu leve a luz.
Ó Mestre, Fazei que eu procure mais
Consolar, que ser consolado;
compreender, que ser compreendido;
amar, que ser amado.
Pois, é dando que se recebe,
é perdoando que se é perdoado,
e é morrendo que se vive para a vida eterna.*

Oração de São Francisco de Assis

Resumo

Usando uma função de resíduos, é proposto um novo esquema para melhoria da robustez e acomodação de falhas através de sistemas com multicontroladores. O projeto de um preditor contínuo e um Controlador com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (CEV-MD) contínuo são apresentados para obter bom desempenho na presença de atraso no sinal de entrada. Projetos de Controladores Discreto com Modos Deslizantes (CDMD) são apresentados de modo a obter boa performance para o sistema mesmo na presença de várias situações de falhas e incertezas paramétricas. Para adaptar o controlador a cada situação de operação do sistema, uma estratégia baseada na menor das funções de resíduos é proposta. O esquema proposto é aplicado em um modelo de eixos laterais que descrevem as condições de voo de um avião L-1011, em um Sistema Pêndulo Invertido Rotacional e em um Sistema de Simulação de Voo de Helicóptero para ilustrar os procedimentos do projeto e a efetividade do método.

Abstract

Using the residuals functions, it is proposed a new scheme to improve robustness and fault accommodation by controller adaptation. A Variable Structure Control and Sliding Mode VSC-SM design is presented to improve the performance of systems when computation time delay fault is present. A Discrete Sliding Mode Control (DSMC) design is presented to control several fault situations and parametric uncertainties. To adapt the controller to fault condition, a strategy based on the residuals functions is proposed. The scheme is applied to a lateral axis model of a L-1011 in cruise flight conditions, a Rotary Motion Inverted Pendulum System and a Helicopter Flight Simulation System to illustrate the design procedures and the effectiveness of the method.

Lista de Figuras

4.1	Diagrama de Bloco do Projeto Proposto.	35
4.2	Exemplo de representação gráfica do Sinal de Controle Contínuo ($u(t)$), Sinal de Controle Discreto ($u(k)$), Atraso na ação de Controle Contínuo (λ) e Atraso Computacional no Controle Discreto (h).	40
4.3	Os atrasos h e (λ) são complementares ao período de amostragem Δ	40
5.1	Esquema para Detecção de Falhas e Adaptação do Controlador Contínuo.	50
5.2	Esquema para Detecção de Múltiplas Falhas e Adaptação do Controlador Discreto.	52
6.1	Ângulos e Partes Principais de um Avião.	55
6.2	Visão Frontal de um Avião com o Ângulo de Bank (ϕ).	55
6.3	Trajetória do Avião e Ângulo de Derrapagem β	55
6.4	Sistema Pêndulo Invertido Rotacional.	57
6.5	Sistema helicóptero 3-DOF.	59
7.1	Esquema das Simulações Realizadas.	61
7.2	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,2 segundos).	63
7.3	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Resíduos e Seleção do Controlador Ativo (Atraso de 0,2 segundos).	64
7.4	Esquema Inativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,2 segundos).	65
7.5	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,5 segundos).	66

7.6	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Resíduos e Seleção do Controlador Ativo (Atraso de 0,5 segundos).	66
7.7	Esquema Inativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,5 segundos).	67
7.8	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo do Braço e Ângulo do Pêndulo.	71
7.9	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Controle e Seleção do Controlador Ativo.	72
7.10	Esquema Inativo de Detecção de Falha e Adaptação do Controlador: Instabilidade.	72
7.11	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Troca dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Elevação e Ângulo de Giro Horizontal.	77
7.12	Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Troca dos Controladores: Tensão no Motor Dianteiro (Volts) e Tensão no Motor Traseiro (Volts).	77
7.13	Resíduos e Seleção do Controlador Ativo.	78
7.14	Esquema Inativo: Sinal de Referência, Ângulo de Elevação e Ângulo de Giro Horizontal: Oscilações e Instabilidade	79
7.15	Esquema Inativo: Tensão no Motor Dianteiro (Volts) e Tensão no Motor Traseiro (Volts): Tensões Elevadas e Instabilidade.	79

Sumário

1	Introdução	12
2	Controle com Modos Deslizantes	15
2.1	Controle Contínuo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (CEV-MD-o) . . .	15
2.2	Controle Discreto com Modos Deslizantes	16
2.2.1	Modelo Discreto no Espaço de Estados	17
2.2.2	Controlador Discreto com Modos Deslizantes (CDMD-o)	19
2.2.3	Análise da Robustez	21
2.3	Comentários	22
3	Observador Robusto com Modos Deslizantes	24
3.1	Observador com Modos Deslizantes	24
3.1.1	Forma Canônica para o Projeto do Observador	25
3.1.2	Transformação Linear T_0	29
3.1.3	Algoritmo para o Projeto do Observador Robusto	30
3.2	Comentários	32
4	Controle com Modos Deslizantes Considerando Atraso	33
4.1	Controle Contínuo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes e Atraso no Sinal de Controle (CEV-MD-h)	33
4.1.1	Descrição do Preditor	33
4.1.2	Projeto do Controlador com Modos Deslizantes (CEV-MD-h)	34
4.2	Controle Discreto com Modos Deslizantes com Atraso Computacional (CDMD-h) .	38

4.2.1	Modelo Discreto no Espaço de Estados considerando o Atraso Computacional . .	38
4.2.2	Controlador Discreto com Modos Deslizantes considerando o Atraso Computacional (CDMD-h)	42
4.2.3	Análise da Robustez	44
4.3	Comentários	46
5	Deteccção de Falhas e Adaptação do Controlador	47
5.1	Esquema para Deteccção do Atraso e Adaptação do Controlador Contínuo	48
5.1.1	Resíduos	48
5.1.2	Diagnóstico da Falha e Adaptação do Controlador	49
5.2	Esquema para Deteccção de Múltiplas Falhas e Adaptação do Controlador Discreto .	49
5.2.1	Resíduos	51
5.2.2	Diagnóstico da Falha e Adaptação do Controlador	51
5.3	Comentários	53
6	Modelos Matemáticos	54
6.1	Modelo de Eixos Laterais de um Avião L-1011	54
6.2	Sistema Pêndulo Invertido Rotacional	56
6.3	Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero	58
6.4	Comentários	60
7	Resultados das Simulações	61
7.1	Resultados Obtidos para Controle Analógico do Modelo do Avião L-1011	61
7.1.1	Valores Numéricos e Condições Adotadas	62
7.1.2	Resultados da Simulação para o Atraso no Sinal de Entrada de 0,2 segundos. . .	63
7.1.3	Resultados da Simulação para o Atraso no Sinal de Entrada de 0,5 segundos. . .	64
7.2	Resultados Obtidos Utilizando Controladores Digitais	67
7.2.1	Resultados Obtidos no Sistema Pêndulo Invertido Rotacional	67

7.2.2	Simulações e Resultado do Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero	73
7.3	Comentários	80
8	Conclusões	81
	Referências	83

1 *Introdução*

Desde o começo dos anos 60, Utkin e outros têm estudado controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (EV/MD) (UTKIN, 1978, 1992; RICHARD, 2003) e recentemente, aplicação de computadores baseado em controle com modos deslizantes tem sido implementado em projetos de sistemas práticos (KOSHKOU EI; ZINOBER, 1996; FURUTA, 1990; GUO; ZHANG, 2002; GARCIA et al., 2005). Sabe-se que controle com EV-MD em sistema contínuo no tempo é robusto para uma classe de incertezas na planta (GARCIA; BENNATON, 2002; SPURGEON; DAVIES, 1993). A sua implementação em dispositivos digitais, porem, requer certo período de amostragem que traz não apenas trepidação sobre a Superfície de Deslizamento (SD), como também possível instabilidade (FURUTA, 1990; GARCIA et al., 2005). Além disso, a presença de atraso no tempo computacional não apenas reduz a estabilidade relativa e robustez, mas também degrada o desempenho de sistema (MAHMOUD, 2000; LEE; LEE, 1999; JANARDHANAN; BANDYOPADHYAY; TAKAR, 2004).

O atraso no tempo do sinal de controle é mais evidente em controle com EV-MD, uma vez que este método utiliza uma lei de controle com chaveamento de alta velocidade. Este chaveamento depende dos estados atuais e é executado pelo sinal de controle. Se o efeito do atraso não for minimizado, o chaveamento poderá não direcionar a trajetória do sistema para a superfície de deslizamento projetada podendo, com isto, levar o sistema à instabilidade (LEE; LEE, 1999).

Para suprir os efeitos causados por atraso conhecido no sinal de controle com EV-MD, é apresentado um controlador contínuo com estrutura variável e modo deslizante (CEV-MD). Este CEV-MD utiliza preditor contínuo, tal que o preditor compense o atraso no sinal de controle e assim deixe o controlador livre dos efeitos degenerativos causados quando o sistema está trabalhando na presença do atraso (GARCIA; BENNATON, 2002). Agora, para o projeto de um controlador discreto, tal que evite que os efeitos do atraso interfiram de maneira mais acintosa na estrutura de controle, será apresentado um controlador tal que, a componente chaveada de controle (CEV) não será utilizada, tratando assim de um Controlador Discreto apenas com Modos Deslizantes (CDMD), com sinal de controle único e suave, mas não menos eficiente

(RIBEIRO, 2006; CAUN, 2007; DAMAZO, 2008).

Como na prática, nem sempre é possível ter acesso pleno à todos os estados de um sistema, assim, um observador é utilizado para estimar os estados do sistema o mais próximo possível dos estados reais. O observador utilizado aqui é com MD contínuo e assim robusto (EDWARDS; SPURGEON, 1994). No seu projeto também é necessário considerar o atraso no sinal de controle para que seu desempenho não seja deteriorado (GARCIA; BENNATON, 2002; GARCIA, 2002).

Quando o sistema sofre uma condição anormal, como um mau funcionamento nos atuadores/sensores é considerado que ocorre uma falha (SIMANI; PATTON, 2008). A detecção e isolamento de falhas está se formando uma área crescentemente importante (LEE; LEE, 1999; FRANK, 1990; LIU; JIANG; ZHANG, 2007; JIN; KO; RYOO, 2008). O observador aqui utilizado além de estimar os estados, ele também gera um resíduo de erro com a comparação da saída estimada e a saída do sistema.

Usando uma função de resíduos (ZHANG; JIANG, 2008; FRANK; DING, 1997; TEIXEIRA, 2005) pode-se indicar o tipo de falha e providenciar sua detecção e acomodação dos controladores. O problema de detecção e acomodação de falhas é abordado sob dois aspectos: o primeiro aborda o sistema trabalhando com controle analógico; e o segundo aborda o sistema controlado digitalmente.

Sob o enfoque de sistemas controlados analogicamente, para identificação de falhas e adaptação dos controladores, é proposto um esquema que considera apenas o atraso no sinal de controle como uma falha a ser detectada. O sistema trabalhando sem atraso no sinal de controle, é considerado um sistema sem falha e um sistema trabalhando com atraso, é considerado um sistema com falha. Para o controle contínuo é utilizado CEV-MD. Esse esquema é aplicado a um modelo dos eixos laterais de um avião L-1011 em condições de voo (EDWARDS; SPURGEON, 1994; SPURGEON; EDWARDS, 1998).

Sob o enfoque de sistemas controlados digitalmente, é proposto um esquema para identificação de falhas e adaptação dos controladores que considera o atraso computacional no sinal de controle e também o sistema trabalhando com valores diferentes do nominal como falhas a serem detectadas. O sistema trabalhando sem atraso no sinal de controle e com valores nominais, é considerado um sistema sem falha e o sistema trabalhando com atraso no sinal de controle ou valores não nominais, é considerado um sistema com falha. Para o controle discreto é utilizado CDMD. Este esquema é aplicado a dois sistemas para ilustrar o procedimento de projeto e efetividade do método. Primeiro, um sistema de pêndulo invertido rotacional (QUAN-SER CONSULTING INC., 2005) e segundo, um sistema de simulação de voo de helicóptero

(QUANSER INNOVATE EDUCATE, 2007).

O Capítulo 2 apresenta resumidamente a teoria de Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes contínuo que não considera o atraso no sinal de controle (CEV-MD-o) e o projeto de Controle Discreto com Modos Deslizantes que não considera o atraso computacional no sinal de controle (CDMD-o).

No Capítulo 3, o observador robusto contínuo no tempo com MD que considera o atraso no sinal de controle (SPURGEON; EDWARDS, 1998) é apresentado resumidamente.

O projeto do Controle contínuo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes que considera o atraso no sinal de controle (CEV-MD-h) e o projeto do Controle Discreto com Modos Deslizantes que considera o atraso computacional no sinal de controle (CDMD-h) são apresentados no Capítulo 4.

No Capítulo 5 a nova estratégia de detecção de múltiplas falhas e adaptação do controlador utilizada em dois esquemas, é apresentada, sendo um esquema para controlador, preditor e observador contínuo, tratando apenas o atraso no sinal de controle como falha e o outro, um esquema para controlador discreto e observador contínuo (emulando discreto), tratando além do atraso computacional, valores diferentes do nominal como falhas.

O Capítulo 6 apresenta os três modelos matemáticos estudados, o Sistema do Avião L-1011, o Sistema Pêndulo Invertido Rotacional e o Sistema de Vôo de Helicóptero que serviram de exemplo para testar a nova técnica de detecção de múltiplas falhas e os resultados apresentados no Capítulo 7.

No Capítulo 8 são apresentadas as conclusões finais.

2 *Controle com Modos Deslizantes*

Baseado em (RIBEIRO, 2006; CAUN, 2007; GARCIA et al., 2005), neste capítulo é apresentado resumidamente um controlador com estrutura variável e modos deslizantes contínuo no tempo que não considera o atraso no sinal de controle (CEV-MD-o), utilizado no esquema proposto de detecção e adaptação dos controladores contínuos. Também é apresentado um controlador discreto com modos deslizantes que não considera atraso no tempo da computação (CDMD-o), utilizado no esquema proposto de detecção de falhas e adaptação dos controladores discretos.

2.1 **Controle Contínuo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (CEV-MD-o)**

Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (CEV-MD) é um controle de realimentação chaveado de alta velocidade, tal que esse chaveamento é utilizado para conduzir e manter, por todo tempo subsequente, a trajetória dos estados de uma planta sobre uma superfície especificada e escolhida no espaço de estados ou por sobre a intersecção de todas as superfícies. Essa superfície escolhida é chamada de Superfície de Deslizamento (SD) ou superfície de chaveamento (DECARLO; ZAK; MATTHEWS, 1988).

O Modo Deslizante (MD) ocorre quando a trajetória dos estados da planta atinge a SD e nela permanece por todo tempo subsequente fazendo assim, com que o sistema sofra menor influência de distúrbios externos, alterações paramétricas e incertezas casadas. A lei de controle CEV-MD fornece então um meio robusto e eficaz de controlar plantas lineares e não lineares (DECARLO; ZAK; MATTHEWS, 1988).

Para o projeto do CEV-MD considera-se o sistema incerto sem o atraso na entrada

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + f(t, x(t)) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

O Controlador com Estrutura Variável e Modos Deslizantes sem atraso (CEV-MD-o) para este sistema é

$$u(t) = u_L(t) + u_{NL}(t) \quad (2.2)$$

A superfície de deslizamento é

$$\{x(t) / \sigma(x(t)) = Sx(t) = 0\}$$

onde S é a matriz da superfície de deslizamento, sendo $S \in \Re^{m \times n}$ e $S = \frac{\partial \sigma}{\partial x}$.

Diferenciando $\sigma(x) = 0$ em relação ao tempo, tem-se

$$\left[\frac{\partial \sigma}{\partial x} \right] \dot{x} = 0 \quad (2.3)$$

Substituindo a equação (2.1) em (2.3) e fazendo alguns passos matemáticos tem-se o vetor de controle u_L

$$u_L(t) = -[SB]^{-1}SAx(t). \quad (2.4)$$

O controle chaveado $u_{NL}(t)$ escolhido é dado por

$$u_{NL}(t) = \begin{cases} \frac{-(SB)^{-1}\sigma}{\|\sigma\|} \delta_1 & \text{se } \|\sigma\| \neq 0 \\ 0 & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (2.5)$$

Para mais detalhes sobre o CEV-MD contínuo no tempo consultar (DECARLO; ZAK; MATTHEWS, 1988; UTKIN, 1978; GARCIA; BENNATON, 2002)

2.2 Controle Discreto com Modos Deslizantes

A implementação de controle de modos deslizantes contínuos em computadores digitais esbarra numa gama considerável de problemas, mencionados no Capítulo 1. Portanto, o projeto com base em ferramentas matemáticas de controle digital se faz necessário, para evitar

transtornos inerentes das técnicas de emulação¹.

Quando o controlador é ambientado no meio digital (discreto), leva-se em consideração no projeto os conversores analógico/digital (A/D) e digital/analógico (D/A), bem como o período de amostragem.

Portanto, a planta contínua a ser controlada também deve ter sua dinâmica representada na forma discreta.

2.2.1 Modelo Discreto no Espaço de Estados

Considere o modelo com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) no espaço de estados contínuo, representado por

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.6}$$

onde $u(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de controle, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados disponíveis, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de saída e $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ são matrizes constantes.

Uma solução para o sistema (2.6) é dada por (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998)

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d(\tau)\tag{2.7}$$

Definindo $t_0 = k\Delta$ e $t = k\Delta + \Delta$, onde Δ é o período de amostragem, então surge uma versão particular de (2.7):

$$x(k\Delta + \Delta) = e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_{k\Delta}^{k\Delta + \Delta} e^{A(k\Delta + \Delta - \tau)}Bu(\tau)d(\tau)\tag{2.8}$$

Este resultado é independente do tipo de bloqueio porque u é especificado em termos de tempo contínuo, $u(t)$, sobre o intervalo de amostragem. Uma suposição comum e tipicamente válida, para um bloqueador de ordem zero (ZOH) sem atraso, é que

$$u(\tau) = u(k\Delta), \quad k\Delta \leq \tau < k\Delta + \Delta\tag{2.9}$$

¹O termo Emulação é usado quando algoritmos contínuos de controle são empregados em dispositivos digitais, tornando imprescindível a utilização de pequenos períodos de amostragem, para fazer com que o sinal discreto se aproxime o máximo possível de um sinal contínuo. Isto implica o uso de altas frequências de processamento e, portanto, exige mais capacidade de processamento do hardware responsável pela ação de controle.

Para facilitar a solução de (2.8) para um ZOH sem atraso, muda-se as variáveis na integral de τ para η tal que

$$\eta = k\Delta + \Delta - \tau \quad (2.10)$$

Então tem-se

$$x(k\Delta + \Delta) = e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_0^\Delta e^{A\eta}d\eta Bu(k\Delta) \quad (2.11)$$

Definindo

$$\Phi = e^{A\Delta} \quad e \quad \Gamma = \int_0^\Delta e^{A\eta}d\eta B \quad (2.12)$$

então (2.11) e (2.6) são reduzidas para a forma

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma u_k \\ y_k &= Cx_k \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde $u_k \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de controle discreto no tempo e $x_k \in \mathbb{R}^n$, $y_k \in \mathbb{R}^p$ são os sinais amostrados. As matrizes constantes são $\Phi \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\Gamma \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$.

Note que $x_k = x(k\Delta)$, $y_k = y(k\Delta)$ e $u_k = u(k\Delta)$. Esta nova notação é adotada por questão de simplicidade.

A matriz Φ pode ser calculada pela expansão em séries

$$\Phi = e^{A\Delta} = I + A\Delta + \frac{A^2\Delta^2}{2!} + \frac{A^3\Delta^3}{3!} + \dots$$

sendo I a matriz identidade. Assim, Φ também pode ser escrita como

$$\Phi = I + A\Delta\Psi \quad (2.14)$$

onde

$$\Psi = I + \frac{A\Delta}{2!} + \frac{A^2\Delta^2}{3!} + \dots \quad (2.15)$$

A integral Γ em (2.12) pode ser validada termo a termo, resultando em

$$\Gamma = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k \Delta^{k+1}}{(k+1)!} B = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k \Delta^k}{(k+1)!} \Delta B$$

$$\Gamma = \Psi \Delta B \quad (2.16)$$

Pode-se calcular Φ por (2.14) e Γ por (2.16) de maneira mais fácil, e assim representar uma planta contínua no meio discreto.

2.2.2 Controlador Discreto com Modos Deslizantes (CDMD-o)

Considere o sistema discreto representado por (2.13). O controle é dado a cada instante de amostragem $k\Delta$. Em controle digital, a i -ésima entrada de controle $u_i(t)$ tem um valor constante entre as amostragens

$$u_i(t) = u_{ik} = u_{ik}^{eq} + u_{ik}^{\pm}, \quad k\Delta \leq t < (k+1)\Delta \quad (2.17)$$

onde u_{ik}^{eq} é a i -ésima componente do vetor de controle equivalente discreto e $u_{ik}^{\pm}$ é a i -ésima componente do vetor de controle que mantém o sistema na superfície deslizante. A técnica proposta aqui é aplicável a sistemas multivariáveis. Assim, o índice $i = 1, 2, \dots, m$, onde m caracteriza o número máximo de entradas de controle no sistema.

Projeto da Superfície Deslizante e da Lei de Controle

A superfície deslizante discreta no tempo S_k é definida por

$$S_k = Gx_k \quad (2.18)$$

onde a matriz $G \in \mathbb{R}^{m \times n}$, composta pelos ganhos da superfície deslizante, é projetada tal que o sistema, mantido sobre S_k para todo k , seja assintoticamente estável.

Uma lei de controle equivalente para o sistema (2.13) em deslizamento, para todo k , é obtida de $S_{k+1} = S_k$. Então

$$u_k^{eq} = F_{eq} x_k \quad (2.19)$$

onde $F_{eq} = -(G\Gamma)^{-1}G(\Phi - I)$ e $G\Gamma$ é uma matriz não-singular. G é uma matriz constante

projetada tal que o sistema, em modos deslizantes, seja estável.

Agora, a lei de controle $u_k^\pm$, responsável por conduzir os estados do sistema para o modos deslizantes, é projetada.

Supondo a seguinte candidata à função de Lyapunov

$$V_k = \frac{1}{2} S_k^T S_k \quad (2.20)$$

A condição de existência da superfície deslizante discreta é dada por,

$$V_{k+1} < V_k, \quad \text{para} \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (2.21)$$

Substituindo (2.20) em (2.21), a condição será

$$\frac{1}{2} S_{k+1}^T S_{k+1} < \frac{1}{2} S_k^T S_k, \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (2.22)$$

Considerando que

$$\Delta S_{k+1} = S_{k+1} - S_k = Gx_{k+1} - Gx_k = G(\Phi x_k + \Gamma u_k) - Gx_k \quad (2.23)$$

e substituindo (2.17) e (2.19) em (2.23) tem-se

$$\Delta S_{k+1} = G \Gamma u_k^\pm \quad (2.24)$$

Inserindo a relação $S_{k+1} = S_k + \Delta S_{k+1}$ e (2.24) na condição (2.22), e reorganizando os termos, obtém-se

$$(G \Gamma u_k^\pm)^T S_k < -\frac{1}{2} (G \Gamma u_k^\pm)^T (G \Gamma u_k^\pm), \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (2.25)$$

Então, a condição de existência para a superfície deslizante discreta é

$$(u_k^\pm)^T S_k < -\frac{1}{2} (u_k^\pm)^T (u_k^\pm), \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (2.26)$$

Uma lei discreta $u_k^\pm$ que satisfaz a condição de existência (2.26) é dada por

$$u_k^\pm = -S_k \quad (2.27)$$

Dessa forma, a lei de controle discreta que não considera o atraso no tempo de computação apresenta a seguinte estrutura

$$\begin{aligned} u_k &= u_k^{eq} + u_k^\pm \\ u_k &= -[(G\Gamma)^{-1}G(\Phi - I)x_k + S_k] \end{aligned} \quad (2.28)$$

com $S_k = Gx_k$.

2.2.3 Análise da Robustez

A lei de controle discreta proposta em (2.28), além da rápida computação, também apresenta robustez para uma classe de incertezas como será mostrado a seguir.

Considere o sistema discreto incerto

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma u_k + \Delta f(x_k) \\ y_k &= Cx_k \end{aligned} \quad (2.29)$$

onde $\Delta f(x_k) \in \mathbb{R}^n$ é a função discreta que representa as incertezas da planta.

Proposição 1 Se $\|\Delta f(x_k)\| < \|Gx_k\|$ para todo k , então o sistema (2.29), com lei de controle discreta (2.28), garante a condição de alcançabilidade à superfície deslizante (GARCIA et al., 2005).

Demonstração: Considerando as incertezas, tem-se

$$\begin{aligned} \Delta S_{k+1} &= S_{k+1} - S_k = Gx_{k+1} - Gx_k \\ \Delta S_{k+1} &= G(\Phi x_k + \Gamma u_k + \Delta f(x_k)) - Gx_k \end{aligned} \quad (2.30)$$

Substituindo (2.17) e (2.19) em (2.30), segue

$$\Delta S_{k+1} = G\Gamma u_k^\pm + G\Delta f(x_k) \quad (2.31)$$

Para a candidata a função de Lyapunov $V_k = \frac{1}{2}S_k^T S_k$, segue-se que

$$V_{k+1} = \frac{1}{2} S_{k+1}^T S_{k+1} \quad (2.32)$$

$$V_{k+1} = \frac{1}{2} (S_k + \Delta S_{k+1})^T (S_k + \Delta S_{k+1}) \quad (2.33)$$

Substituindo (2.31) em (2.33) segue que

$$V_{k+1} = \frac{1}{2} (S_k + G\Gamma u_k^\pm + G\Delta f(x_k))^T (S_k + G\Gamma u_k^\pm + G\Delta f(x_k)) \quad (2.34)$$

Considerando que $u_k^\pm = -S_k$, $G\Gamma = I$ e substituindo em (2.34)

$$\begin{aligned} V_{k+1} &= \frac{1}{2} (S_k - S_k + G\Delta f(x_k))^T (S_k - S_k + G\Delta f(x_k)) \\ V_{k+1} &= \frac{1}{2} (G\Delta f(x_k))^T (G\Delta f(x_k)) \\ V_{k+1} &= \frac{1}{2} \|G\Delta f(x_k)\|^2 \end{aligned} \quad (2.35)$$

Uma vez que

$$\begin{aligned} V_k &= \frac{1}{2} S_k^T S_k = \frac{1}{2} (Gx_k)^T (Gx_k) \\ V_k &= \frac{1}{2} \|Gx_k\|^2 \end{aligned} \quad (2.36)$$

Se $\|G\Delta f(x_k)\| < \|Gx_k\|$, então de (2.35) e (2.36), tem-se que

$$\begin{aligned} V_{k+1} &< V_k \\ \|G\Delta f(x_k)\|^2 &< \|Gx_k\|^2 \end{aligned} \quad (2.37)$$

e a condição de alcançabilidade à superfície deslizante é satisfeita.

2.3 Comentários

Nesse capítulo foi apresentado resumidamente o projeto de um Controle contínuo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes que não considera o atraso no sinal de controle (CEV-MD-o) e o projeto de um Controle Discreto com Modos Deslizantes também sem atraso no

sinal de controle (CDMD-o), sendo que ambos apresentam robustez a certa classe de incertezas paramétricas, só que, apresentam deterioração de desempenho na presença de atraso computacional.

No próximo capítulo será apresentado resumidamente o projeto de um observador robusto com MD que além de estimar os estados do sistema, também é utilizado para gerar um resíduo, que será usado para escolher o melhor controlador a ser utilizado na condição de operação do sistema.

3 *Observador Robusto com Modos Deslizantes*

Neste t3pico ser3 revisado um observador robusto proposto por (SPURGEON; EDWARDS, 1998). Este observador ser3 utilizado nas duas novas estrat3gias de detec33o e acomodac3o de falhas (Cap3tulo 5). Deve ser destacado que mesmo observadores convencionais, como o de Luenberger (1971) (OGATA, 1993), podem ser utilizados sem preju3zos da t3cnica proposta no Cap3tulo 5. Obviamente um observador robusto, como o apresentado aqui, sempre produz melhores resultados.

3.1 Observador com Modos Deslizantes

Considere o sistema incerto com atraso no sinal de controle descrito abaixo:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t-h) + f(t, x, u) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

onde $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$. Admite-se que as matrizes B e C s3o de posto completo, a fun33o $f : \mathbb{R}_+ \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^q$ 3 desconhecida e representa a incerteza do sistema e h o atraso no sinal de controle conhecido. Um problema natural para ser considerado inicialmente 3 o caso particular quando as incertezas do sistema podem ser consideradas casadas. Suponha ent3o que:

$$f(t, x, u) = D\xi(t, x, u)\tag{3.2}$$

onde a fun33o $\xi : \mathbb{R}_+ \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^q$ 3 desconhecida, por3m limitada, tal que

$$\|\xi(t, x, u)\| \leq r_1 \|u\| + \alpha(t, y)\tag{3.3}$$

onde r_1 é um escalar positivo conhecido e $\alpha : \mathbb{R}_+ \times \mathbb{R}^p \rightarrow \mathbb{R}_+$ é uma função conhecida. Tem-se também que a matriz constante $D \in \mathbb{R}^{n \times q}$ é de posto completo e que $p \geq q$.

3.1.1 Forma Canônica para o Projeto do Observador

Apresentado o sistema a ser estudado, será proposto e analisado o observador com modos deslizantes. Entretanto, este sistema será apresentado primeiramente em uma forma que facilitará a análise e compreensão do projeto. Esta forma é denominada forma canônica do observador.

Suponha que exista uma mudança de coordenadas linear T_0 tal que o sistema (3.1) possa ser escrito como (SPURGEON; EDWARDS, 1998):

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_{11}x_1(t) + A_{12}y(t) + B_1u(t-h) \\ \dot{y}(t) = A_{21}x_1(t) + A_{22}y(t) + B_2u(t-h) + D_2\xi \end{cases} \quad (3.4)$$

onde $x_1 \in \mathbb{R}^{n-p}$, $y \in \mathbb{R}^p$ e a matriz A_{11} tem autovalores estáveis. Considere o observador com modos deslizantes da forma:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = A_{11}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{y}(t) + B_1u(t-h) - A_{12}e_y(t) \\ \dot{\hat{y}}(t) = A_{21}\hat{x}_1(t) + A_{22}\hat{y}(t) + B_2u(t-h) - (A_{22} - A_{22}^s)e_y(t) + v \end{cases} \quad (3.5)$$

onde A_{22}^s é uma matriz de projeto estável e $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$. Seja $P_2 \in \mathbb{R}^{p \times p}$ uma matriz de Lyapunov, simétrica e positiva definida para A_{22}^s , então o vetor descontínuo v é definido por:

$$v = \begin{cases} -\rho(t, y, u) \|D_2\| \frac{P_2 e_y}{\|P_2 e_y\|} & \text{se } e_y \neq 0 \\ 0 & \text{se } e_y = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

onde a função escalar $\rho : \mathbb{R}_+ \times \mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}_+$ satisfaz

$$\rho(t, y, u) \geq r_1 \|u\| + \alpha(t, y) + \gamma_0 \quad (3.7)$$

e γ_0 é um escalar positivo.

Seja o erro de estimação de estados definido por $e_1(t) = \hat{x}_1(t) - x_1(t)$ e $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$, então dos sistemas (3.4) e (3.5) tem-se:

$$\dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) \quad (3.8)$$

$$\dot{e}_y(t) = A_{21} e_1(t) + A_{22}^s e_y(t) + v - D_2 \xi \quad (3.9)$$

O sistema formado pelas equações (3.8) e (3.9) representa a dinâmica do erro resultante da representação do espaço de estado, na forma canônica, para a planta e para o observador. Assim, para analisar a estabilidade desse sistema dinâmico, será utilizada a proposição que segue.

Proposição 2 *Existe uma família de matrizes positivas definidas e simétricas $P_2 \in \mathbb{R}^{p \times p}$, tais que a dinâmica do erro dada pela equação (3.8) é assintoticamente estável (SPURGEON; EDWARDS, 1998).*

Prova: Sejam $Q_1 \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (n-p)}$ e $Q_2 \in \mathbb{R}^{p \times p}$, matrizes de projeto positivas definidas e simétricas e define-se $P_2 \in \mathbb{R}^{p \times p}$ como a única solução positiva definida e simétrica da equação de Lyapunov

$$P_2 A_{22}^s + (A_{22}^s)^T P_2 = -Q_2 \quad (3.10)$$

Define-se

$$Q_3 = A_{21}^T P_2 Q_2^{-1} P_2 A_{21} + Q_1 \quad (3.11)$$

e nota-se que $Q_3 = Q_3^T$ e Q_3 é positiva definida.

Seja $P_1 \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (n-p)}$ a única solução positiva definida e simétrica da equação de Lyapunov

$$P_1 A_{11} + A_{11}^T P_1 = -Q_3 \quad (3.12)$$

Considere a forma quadrática dada por

$$V(e_1, e_y) = e_1^T P_1 e_1 + e_y^T P_2 e_y \quad (3.13)$$

como uma candidata a função de Lyapunov.

Derivando ao longo da trajetória do sistema a equação (3.13), tem-se

$$\dot{V}(e_1, e_y) = -e_1^T Q_3 e_1 + e_1^T A_{21}^T P_2 e_y + e_y^T P_2 A_{21} e_1 - e_y^T Q_2 e_y + 2 e_y^T P_2 v - 2 e_y^T P_2 D_2 \xi \quad (3.14)$$

Define-se uma nova identidade como sendo

$$\begin{aligned} \tilde{e}_y^T Q_2 \tilde{e}_y &= (e_y - Q_2^{-1} P_2 A_{21} e_1)^T Q_2 (e_y - Q_2^{-1} P_2 A_{21} e_1) \equiv \\ &e_y^T Q_2 e_y - e_1^T A_{21}^T P_2 e_y - e_y^T P_2 A_{21} e_1 + e_1^T A_{21}^T P_2 Q_2^{-1} P_2 A_{21} e_1 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Substituindo a identidade (3.15) na equação (3.14) tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1, e_y) &= -e_1^T Q_3 e_1 + e_1^T A_{21}^T P_2 Q_2^{-1} P_2 A_{21} e_1 - \tilde{e}_y^T Q_2 \tilde{e}_y + 2e_y^T P_2 v - 2e_y^T P_2 D_2 \xi \\ &= -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}_y^T Q_2 \tilde{e}_y + 2e_y^T P_2 v - 2e_y^T P_2 D_2 \xi \\ &= -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}_y^T Q_2 \tilde{e}_y + 2\rho(t, y, u) \|D_2\| \|P_2 e_y\| - 2e_y^T P_2 D_2 \xi \end{aligned} \quad (3.16)$$

Agora, substituindo a incerteza limitada da equação (3.3) e a expressão dada na equação (3.7) em (3.16) tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1, e_y) &= -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}_y^T Q_2 \tilde{e}_y - 2\rho(t, y, u) \|D_2\| \|P_2 e_y\| - 2\|D_2\| (r_1 \|u\| + \alpha(t, y)) \|P_2 e_y\| \\ &= -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}_y^T Q_2 \tilde{e}_y - 2\gamma_0 \|D_2\| \|P_2 e_y\| < 0 \quad \text{para } (e_1, e_y) \neq 0 \end{aligned}$$

então, a dinâmica do erro é assintoticamente estável.

Seja a superfície de deslizamento para o espaço da dinâmica do erro dada como segue:

$$S_0 = \{e(t) \in \mathbb{R}^n : Ce = e_y = 0\} \quad (3.17)$$

onde $e(t) = \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_y(t) \end{bmatrix}$.

Como é verificado, a dinâmica do erro é assintoticamente estável. Isto garante que $e(t) \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$, ou seja, os estados da dinâmica do erro “convergem” assintoticamente para o deslizamento mas não garante o alcance e a permanência no mesmo. Desta forma, surge a necessidade do corolário que segue.

Corolário 1 *A superfície de deslizamento (3.17) garante a existência e alcançabilidade do deslizamento sobre a mesma (SPURGEON; EDWARDS, 1998).*

Prova:

Considere a seguinte forma quadrática

$$V_s(e_y) = e_y^T P_2 e_y \quad (3.18)$$

Diferenciando a forma quadrática (3.18) e, em seguida, substituindo o valor da expressão (3.9) tem-se

$$\dot{V}_s = -e_y^T Q_2 e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 + 2e_y^T P_2 (v - D_2 \xi) \quad (3.19)$$

Substituindo em (3.19) as equações (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) tem-se

$$\dot{V}_s \leq 2 \|P_2 e_y\| \|A_{21} e_1\| - 2\gamma_0 \|D_2\| \|P_2 e_y\| \quad (3.20)$$

Considerando o domínio Ω como sendo:

$$\Omega = \{ (e_1, e_y) : \|A_{21} e_1\| < \|D_2\| \gamma_0 - \eta \}$$

onde η é um pequeno escalar positivo. Então a equação (3.20) torna-se

$$\dot{V}_s \leq -\eta \|P_2 e_y\|$$

Pela Proposição 2 pode-se afirmar que o erro da saída e_y entrará no domínio Ω em um tempo finito e nele permanecerá, o que garante a existência e alcançabilidade do modos deslizantes para a superfície de deslizamento (3.17).

Assim, sendo $\hat{x}$ o vetor que representa os estados estimados de x e $e = \hat{x} - x$, então o observador robusto pode ser convenientemente escrito, nas coordenadas originais do sistema, como segue:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t-h) - G_l Ce(t) + G_n v \quad (3.21)$$

o ganho linear

$$G_l = T_0^{-1} \begin{bmatrix} A_{12} \\ A_{22} - A_{22}^s \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

o ganho não-linear

$$G_n = \|D_2\| T_0^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ I_p \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

e o vetor descontínuo

$$v = \begin{cases} -\rho(t, y, u) \|D_2\| \frac{P_2 e_y}{\|P_2 e_y\|} & \text{se } e_y \neq 0 \\ 0 & \text{se } e_y = 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

Toda análise do observador foi realizada supondo a existência de uma transformação linear T_0 tal que o sistema passe para a forma canônica desejada. Então, no próximo item, é mostrado como obter essa transformação linear.

3.1.2 Transformação Linear T_0

A partir do fato que apenas a saída será considerada acessível (SPURGEON; EDWARDS, 1998), é conveniente introduzir uma transformação de coordenadas tal que o sistema passe a ter como saída os últimos p estados do mesmo. Então define-se:

$$T_c = \begin{bmatrix} N_c^T \\ C \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde $N_c \in \mathbb{R}^{n \times (n-p)}$ é o espaço nulo de C . A transformação de coordenadas $x \mapsto T_c x$ é não singular por construção e, como consequência, no novo sistema de coordenadas a matriz de distribuição da saída torna-se:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & I_p \end{bmatrix}$$

Desse ponto, será estabelecido um caso especial da forma regular já apresentada neste trabalho. Suponha que no novo sistema de coordenadas

$$D = \begin{bmatrix} D_{C1} \\ D_{C2} \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} \updownarrow \text{dimensão } (n - p) \\ \updownarrow \text{dimensão } (p) \end{array}$$

Então $CD = D_{C2}$ e então por suposição $\text{rank}(D_{C2}) = q$. Assim a pseudo-inversa

$$D_{C2}^\perp = (D_{C2}^T D_{C2})^{-1} D_{C2}^T$$

é bem definida e existe uma matriz ortogonal $T \in \mathbb{R}^{p \times p}$ tal que

$$T^T D_{C2} = \begin{bmatrix} 0 \\ D_2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde $D_2 \in \mathbb{R}^{q \times q}$ é não singular. Consequentemente, a mudança de coordenadas $x \mapsto T_B x$ onde

$$T_B = \begin{bmatrix} I_{n-p} & -D_{C1} D_{C2}^\perp \\ 0 & T^T \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

é não singular, e com respeito ao novo sistema de coordenadas, o trio (A, D, C) tem a forma

$$A = \begin{bmatrix} A'_{11} & A'_{12} \\ A'_{21} & A'_{22} \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ D_2 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 0 & T \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

onde $A'_{11} \in \mathbb{R}^{(n-q) \times (n-q)}$. Por suposição as incertezas do sistema são incertezas casadas e consequentemente o deslizamento é independente das incertezas. Por isso, a forma canônica (3.27) pode ser entendida como um caso especial da forma regular normalmente utilizada no projeto de controladores modos deslizantes.

Agora com a submatriz $A'_{11} \in \mathbb{R}^{(n-q) \times (n-q)}$, é possível particioná-la tal como

$$A'_{11} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

onde $\bar{A}_{11} \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (n-p)}$ e supondo que o par matricial $(\bar{A}_{11}, \bar{A}_{21})$ é observável. Assim, deve-se encontrar um ganho matricial $L \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (p-q)}$ tal que $\bar{A}_{11} + L\bar{A}_{21}$ seja estável. Então é definido uma transformação não-singular tal que

$$T_L = \begin{bmatrix} I_{n-p} & L_{bar} \\ 0 & T \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

onde $L_{bar} = \begin{bmatrix} L & 0_{(n-p) \times q} \end{bmatrix}$

Dessa maneira, a transformação para mudança de coordenadas T_0 , citada neste relatório é calculada como

$$T_0 = T_C^{-1} T_B^{-1} T_L^{-1} \quad (3.31)$$

3.1.3 Algoritmo para o Projeto do Observador Robusto

É possível sistematizar o projeto do observador seguindo os passos dados a seguir (DAMAZO, 2008):

Passo 1: Monte a transformação linear não-singular T_C

$$T_C = \begin{bmatrix} N_C^T \\ C \end{bmatrix}$$

com $N_C \in \mathbb{R}^{n \times (n-p)}$ e utilize-a para obter as coordenadas do sistema tal que a matriz C tenha a forma $C = \begin{bmatrix} 0 & I_p \end{bmatrix}$.

Passo 2: Obtenha D_{C1} e D_{C2} a partir de D . Se $\text{rank}(D_{C2}) < q$, não existe observador robusto. Caso contrário, encontre a matriz ortogonal $T \in \mathbb{R}^{p \times p}$, tal que

$$T^T D_{C2} = \begin{bmatrix} 0 \\ D_2 \end{bmatrix}$$

e a pseudo-inversa definida como $D_{C2}^\perp = (D_{C2}^T D_{C2})^{-1} D_{C2}^T$ para montar a transformação linear não-singular $x \mapsto T_B x$ que segue $T_B = \begin{bmatrix} I_{n-p} & -D_{C1} D_{C2}^\perp \\ 0 & T^T \end{bmatrix}$ e gere as matrizes do sistema nas novas coordenadas

$$A = \begin{bmatrix} A'_{11} & A'_{12} \\ A'_{21} & A'_{22} \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ D_2 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 0 & T \end{bmatrix}$$

Passo 3: Identifique os sub-blocos matriciais $(\bar{A}_{11}, \bar{A}_{21})$ de A'_{11} . Se não for possível ser encontrado um ganho matricial $L \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (p-q)}$ que estabilize $\bar{A}_{11} + L \bar{A}_{21}$, então não existe um observador robusto. Caso contrário encontre L .

Passo 4: Defina uma transformação não-singular T_L , tal que

$$T_L = \begin{bmatrix} I_{n-p} & L_{bar} \\ 0 & T \end{bmatrix}$$

onde $L_{bar} = \begin{bmatrix} L & 0_{(n-p) \times q} \end{bmatrix}$.

Passo 5: Seja P_2 a única solução da equação de Lyapunov para a matriz estável de projeto A_{22}^S e a matriz positiva definida e simétrica de projeto Q_2 . Defina A_{22}^S , Q_2 e compute P_2 .

Passo 6: Calcule os ganhos matriciais G_l e G_n .

ganho linear:

$$G_l = T_0^{-1} \begin{bmatrix} A_{12} \\ A_{22} - A_{22}^S \end{bmatrix}$$

ganho não-linear:

$$G_n = \|D_2\| T_0^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ I_p \end{bmatrix}$$

Passo 7: Monte o observador robusto como segue:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t-h) - G_l Ce(t) + G_n v$$

com

$$v = \begin{cases} -\rho(t, y, u) \|D_2\| \frac{P_2 e_y}{\|P_2 e_y\|} & \text{se } e_y \neq 0 \\ 0 & \text{se } e_y = 0 \end{cases}$$

onde $e_x(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ e $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$.

3.2 Comentários

Nesse capítulo foi apresentado o projeto do observador utilizado para estimar os estados do sistema, uma vez que nem sempre é possível ter acesso pleno a todos os estados do sistema, e também para gerar uma função de resíduos que irá ser uma função decisão para escolher qual controlador deverá ser usado. Essa função de resíduos será definida no Capítulo 5. O observador com MD que não considera o atraso no sinal de controle é definido como Observador MD-o e o observador com MD que considera o atraso no sinal de controle é definido como Observador MD-h.

No próximo capítulo serão abordados dois casos de atraso: i) Atraso de no sinal de controle em sistema contínuo com Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes que considera este atraso no sinal de controle em seu projeto (CEV-MD-h); ii) Atraso em sistemas com Controle Discreto com Modos Deslizantes que considera o atraso computacional em seu projeto (CDMD-h).

4 *Controle com Modos Deslizantes Considerando Atraso*

Nesta seção será apresentado o projeto de um Controlador com Estrutura Variável e Modos Deslizantes contínuo que considera um atraso no sinal de entrada (CEV-MD-h), com a descrição de um preditor contínuo utilizado para minimizar os efeitos do atraso (GARCIA; BENNATON, 2002).

Esta seção também revisa o projeto de um controlador discreto com modos deslizantes de (RIBEIRO, 2006; DAMAZO, 2008; CAUN, 2007) que, além de considerar os conversores analógico/digital (A/D) e digital/analógico (D/A) e o período de amostragem, também considera o atraso devido ao tempo de computação (CDMD-h). Com isso, pode-se melhorar significativamente a performance do sistema.

4.1 Controle Contínuo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes e Atraso no Sinal de Controle (CEV-MD-h)

Várias considerações no projeto do CEV-MD são feitas para que o controlador minimize a influência das incertezas e perturbações, e assim o controlador consiga conduzir o sistema à estabilidade, desde que este não apresente o atraso no controle, pois o atraso pode influenciar negativamente no desempenho do sistema (RIBEIRO, 2006).

Na maioria dos sistemas reais pode existir atraso na entrada de controle. Nesta seção será apresentado o projeto de um controlador que considera o atraso na entrada. O projeto é formado por um preditor, um observador e um controlador com estrutura variável e modos deslizantes.

4.1.1 Descrição do Preditor

Primeiro, considera-se um sistema incerto com atraso na entrada com acesso a todos os estados, descrito por

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t-h) + f(t, x(t)) \\ x(0) &= x_0, u_t(\theta) = u(t+\theta), u_0(\theta) = \Psi(\theta), -h \leq \theta \leq 0\end{aligned}\quad (4.1)$$

onde $x \in \mathfrak{R}^n$, $u \in \mathfrak{R}^m$ e $0 \leq h < \infty$ é o vetor de estados, o vetor de entrada e o atraso conhecido, respectivamente. $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ e $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ são matrizes constantes. A função $f(t, x(t))$ representa o modelo das incertezas e não linearidades no sistema e $\Psi(\theta) \in C([-h, 0], \mathfrak{R}^m)$ é uma função real contínua de $\theta \in [-h, 0]$.

Os estados do preditor são dados por

$$x_p(t) = e^{Ah}x(t) + \int_{-h}^0 e^{-A\theta}Bu(t+\theta)d\theta \quad (4.2)$$

Nota 1 Considere o sistema (4.1) com $f(.,.) : \mathfrak{R}_+ \times \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$, satisfazendo a condição casada

$$f(t, x(t)) = B\xi(t, x(t))$$

tal que $\|\xi\| \leq \rho$, $\xi \in \mathfrak{R}^m$ e $\rho > 0$. É também assumido que $x_p(t)$ é dado por (4.2). Então, o sistema livre de atraso é (GARCIA; BENNATON, 2002; ROH; OH, 2000)

$$\dot{x}_p(t) = Ax_p(t) + Bu(t) + e^{Ah}B\xi(t, x(t)). \quad (4.3)$$

Nota 2 Se existe um controlador que estabilize o sistema original (4.1), $x(t)$ e $u(t)$ vão pra zero. Então, $x_p(t)$ de (4.2) vai para zero, isso significa que o sistema (4.3) é estável. Inversamente, se existe um controlador que estabilize o sistema (4.3), então $x_p(t)$ e $u(t)$ vão para zero e assim também $x(t)$, desta forma o sistema original (4.1) é estável (PARK; MOON; KWON, 1999).

4.1.2 Projeto do Controlador com Modos Deslizantes (CEV-MD-h)

Considere o sistema incerto com atraso da forma

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t-h) + f(t, x(t)) \\ y(t) &= Cx(t) \\ x(0) &= x_0, u_t(\theta) = u(t+\theta), u_0(\theta) = \Psi(\theta), -h \leq \theta \leq 0\end{aligned}\quad (4.4)$$

onde $x \in \mathfrak{R}^n$, $u(t) \in \mathfrak{R}^m$, $y(t) \in \mathfrak{R}^p$ and $0 \leq h < \infty$ é o vetor de estados, o vetor de entrada, o vetor de saída e o atraso conhecido, respectivamente. $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ e $C \in \mathfrak{R}^{p \times n}$ são

matrizes constantes e $m \leq p < n$. A função $f(t, x(t))$ representa o modelo das incertezas e não linearidades no sistema e assume-se que $f(t, x(t)) = B\xi(t, x(t))$, onde a função $\xi(., .) : \mathfrak{R}_+ \times \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^m$ é desconhecida, tal que $\|\xi(t, x(t))\| \leq \rho$, $\forall x \in \mathfrak{R}^n, t \geq 0$, $\Psi(\theta) \in C([-h, 0], \mathfrak{R}^m)$. $\Psi(\theta)$ uma função real contínua de $\theta \in [-h, 0]$. Considere que o par (A, B) é controlável e (A, C) é observável com B e C de posto completo e os estados não disponíveis para realimentação, sendo assim somente acesso a saída da planta.

A estratégia de projeto proposta é mostrada no diagrama de bloco na Figura (4.1).

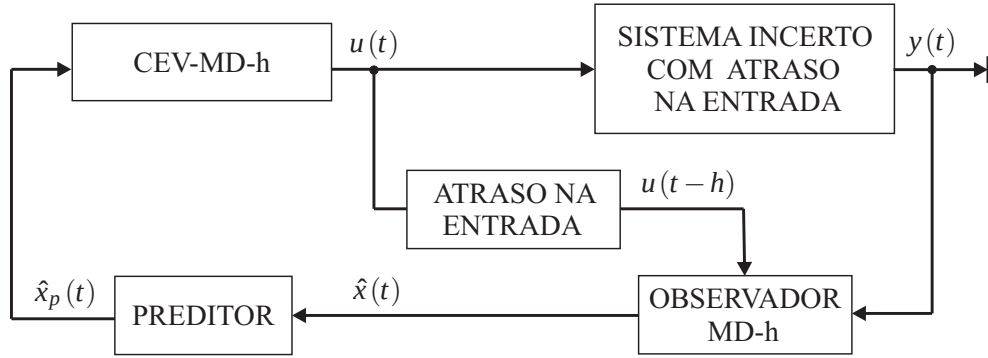


Figura 4.1: Diagrama de Bloco do Projeto Proposto.

Para o projeto do Controlador CEV-MD-h, considere uma previsão do estado estimado, $\hat{x}_p \in \mathfrak{R}^n$, como

$$\hat{x}_p(t) = e^{Ah}\hat{x}(t) + \int_{-h}^0 e^{-A\theta} Bu(t+\theta) d\theta \quad (4.5)$$

Considerando o observador com MD descrito no Capítulo 3

$$\dot{\hat{x}}_p(t) = A\hat{x}_p(t) + Bu(t) + e^{Ah}\{G_nv - G_l(C\hat{x}(t) - y(t))\} \quad (4.6)$$

Escrevendo $\mathfrak{I}(t, y(t), \hat{y}(t)) = e^{Ah}\Phi(t, y(t), \hat{y}(t))$, com $\Phi(t, y(t), \hat{y}(t)) = \{G_nv - G_l(C\hat{x} - y)\}$ tal que $\|\Phi\| \leq \rho$, $\rho > 0$. Resulta que

$$\dot{\hat{x}}_p(t) = A\hat{x}_p(t) + Bu(t) + \mathfrak{I}(t, y(t), \hat{y}(t)) \quad (4.7)$$

onde $\mathfrak{I}(., ., .) : \mathfrak{R}_+ \times \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ representa as incertezas e não linearidades do sistema.

A superfície de deslizamento é definida como

$$\{\hat{x}_p(t) | \sigma(t) = S\hat{x}_p(t) = 0\} \quad (4.8)$$

para $\sigma \in \Re^m$ e $S \in \Re^{m \times n}$.

Nota-se que a superfície de deslizamento inclui o estado estimado pelo preditor para compensar o atraso na entrada. No controle com modos deslizantes, é assumido que a matriz S é de posto completo e a matriz SB é não singular. Então, a matriz S é escolhida tal que a dinâmica na superfície de deslizamento tenha o comportamento desejado em malha fechada.

Considere a seguinte estrutura de controle da forma

$$u(t) = u_L(t) + u_{NL}(t) \quad (4.9)$$

onde $u_L(t)$ é o controle equivalente para o sistema nominal de (4.7) e $u_{NL}(t)$ é o controle chaveado para superar as incertezas do sistema.

O controle equivalente é

$$u_L(t) = -[SB]^{-1}SA\hat{x}_p(t) \quad (4.10)$$

O controle chaveado $u_{NL}(t)$ é escolhido por

$$u_{NL}(t) = \begin{cases} \frac{-(SB)^{-1}\sigma\|Se^{Ah}\|}{\|\sigma\|} \delta_1 & \text{se } \|\sigma\| \neq 0 \\ 0 & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (4.11)$$

com $\delta_1 = \rho + \beta$, $\beta > 0$.

Para determinar uma dinâmica de modos deslizantes, considera-se que a derivada no tempo de σ ao longo da trajetória do sistema (4.4) é

$$\dot{\sigma}(t) = S\dot{\hat{x}}_p(t) = S \left[A\hat{x}_p(t) + Bu(t) + e^{Ah}\Phi(t, y(t), \hat{y}(t)) \right] \quad (4.12)$$

Substituindo (4.9) e (4.10) na equação (4.12) tem-se

$$\dot{\sigma}(t) = SBu_{NL}(t) + Se^{Ah}\Phi(t, y(t), \hat{y}(t)) \quad (4.13)$$

Proposição 3 Se a lei de controle (4.9) com $u_L(t)$, $u_{NL}(t)$ e a superfície de deslizamento dados por (4.10), (4.11) e (4.8), respectivamente, são usadas para o sistema (4.4), então o modos deslizantes sempre existe, sendo que a dinâmica (4.13) é assintoticamente estável.

Prova:

Considere a função de Lyapunov

$$V(t, \sigma) = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma \quad (4.14)$$

Diferenciando $V(t, \sigma)$ com respeito ao tempo ao longo da trajetória da dinâmica (4.13) fica

$$\dot{V} = \sigma^T \dot{\sigma} = \sigma^T [S \dot{\hat{x}}_p] = \sigma^T \left[S \left(A \hat{x}_p + Bu + e^{Ah} \Phi \right) \right] \quad (4.15)$$

Substituindo as equações (4.9)-(4.11) na equação (4.15) tem-se $\dot{V} \leq -\|\sigma\| \cdot \|Se^{Ah}\| \delta_1 + \|\sigma\| \cdot \|Se^{Ah}\| \cdot \|\Phi\|$. Assim,

$$\dot{V} \leq -\beta \|\sigma\| \cdot \|Se^{Ah}\| < 0$$

para $\sigma \neq 0$. Então, $\sigma \rightarrow 0$ como $t \rightarrow +\infty$

Dinâmica no Modos Deslizantes

Uma transformação não singular $T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é introduzida tal que

$$TB = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix}$$

onde $B_2 \in \mathbb{R}^{m \times n}$ é não singular e define

$$\hat{z} = T \hat{x}_p = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \hat{x}_p = \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

com $\hat{z}_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, $\hat{z}_2 \in \mathbb{R}^m$ e T_1 , T_2 de dimensão compatível.

Então, a dinâmica de ordem reduzida nos modos deslizantes é obtida por

$$\dot{\hat{z}}_1(t) = A_{11} \hat{z}_1(t) + A_{12} \hat{z}_2(t) + \tilde{f}(t, \hat{z}_1(t), \hat{z}_2(t)) \quad (4.17)$$

onde

$$TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{f}(t, \hat{z}_1(t), \hat{z}_2(t)) = T_1 e^{Ah} \Phi$$

A superfície de deslizamento pode ser escrita como

$$\{ \hat{z} \mid \sigma = \bar{S}\hat{z} = 0 \} \quad (4.18)$$

onde $\bar{S} = ST^{-1} = [\bar{S}_1 \ \bar{S}_2]$ com $\bar{S}_1 \in \mathbb{R}^{m \times (n-m)}$ e $\bar{S}_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$.

Então, da equação (4.18) resulta $\hat{z}_2 = -K\hat{z}_1$ com $K = \bar{S}_2^{-1}\bar{S}_1$, onde $\bar{S}_2$ é escolhido para ser uma matriz não singular e

$$\dot{\hat{z}}_1(t) = (A_{11} - A_{12}K)\hat{z}_1(t) + \tilde{f}(t, \hat{z}_1(t), \hat{z}_2(t)) \quad (4.19)$$

é a dinâmica de ordem reduzida no Modos Deslizantes.

4.2 Controle Discreto com Modos Deslizantes com Atraso Computacional (CDMD-h)

O uso de dispositivos digitais programáveis para realizar o controle robusto pode causar um atraso no sinal de controle, devido ao tempo de processamento.

Conseqüentemente, quando um algoritmo é implementado por um computador digital, existe um atraso h , causado principalmente pelo tempo de execução das instruções que geram o sinal de controle, após o instante de amostragem. É assumido que este atraso é conhecido, é constante e menor que um período de amostragem Δ ($0 < h < \Delta$).

Esta seção revisa (RIBEIRO, 2006; DAMAZO, 2008; CAUN, 2007) o projeto de um controlador com modos deslizantes que, além de considerar os conversores analógico/digital (A/D) e digital/analógico (D/A) e o período de amostragem, também considera o atraso devido ao tempo de computação. Com isto, pode-se melhorar significativamente a performance do sistema.

A planta contínua a ser controlada deve ter sua dinâmica representada na forma discreta através de um modelo que também considera o atraso computacional.

4.2.1 Modelo Discreto no Espaço de Estados considerando o Atraso Computacional

Considere o modelo com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) no espaço de estados contínuo, com atraso λ na ação de controle, representado por

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t - \lambda) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{4.20}$$

onde $u(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de controle, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados disponíveis, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de saída e $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ são matrizes constantes.

A solução geral para (4.20) é dada por (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998). Assim

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau - \lambda)d\tau\tag{4.21}$$

Definindo $t_0 = k\Delta$ e $t = k\Delta + \Delta$, então

$$x(k\Delta + \Delta) = e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_{k\Delta}^{k\Delta + \Delta} e^{A(t-\tau)}Bu(\tau - \lambda)d\tau\tag{4.22}$$

Substituindo $\eta = k\Delta + \Delta - \tau$ tem-se

$$\begin{aligned}x(k\Delta + \Delta) &= e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_{\Delta}^0 e^{A\eta}Bu(k\Delta + \Delta - \lambda - \eta)(-d\eta) \\ x(k\Delta + \Delta) &= e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_0^{\Delta} e^{A\eta}Bu(k\Delta + \Delta - \lambda - \eta)d\eta\end{aligned}\tag{4.23}$$

Considera-se o atraso contínuo λ como sendo uma fração do período de amostragem Δ , complementar ao atraso no tempo de computação:

$$\lambda = \Delta - h\tag{4.24}$$

onde h é o atraso ocorrido devido ao tempo de computação.

Esta relação pode ser verificada na Figura (4.2) e na Figura (4.3).

Com esta substituição, o sistema discreto pode ser escrito como

$$x(k\Delta + \Delta) = e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_0^{\Delta} e^{A\eta}Bu(k\Delta + h - \eta)d\eta\tag{4.25}$$

A integral de (4.25) vai de 0 até Δ . Assim, pode-se quebrá-la em duas partes, obtendo

$$x(k\Delta + \Delta) = e^{A\Delta}x(k\Delta) + \int_0^h e^{A\eta}Bu(k\Delta + h - \eta)d\eta + \int_h^{\Delta} e^{A\eta}Bu(k\Delta - \eta)d\eta$$

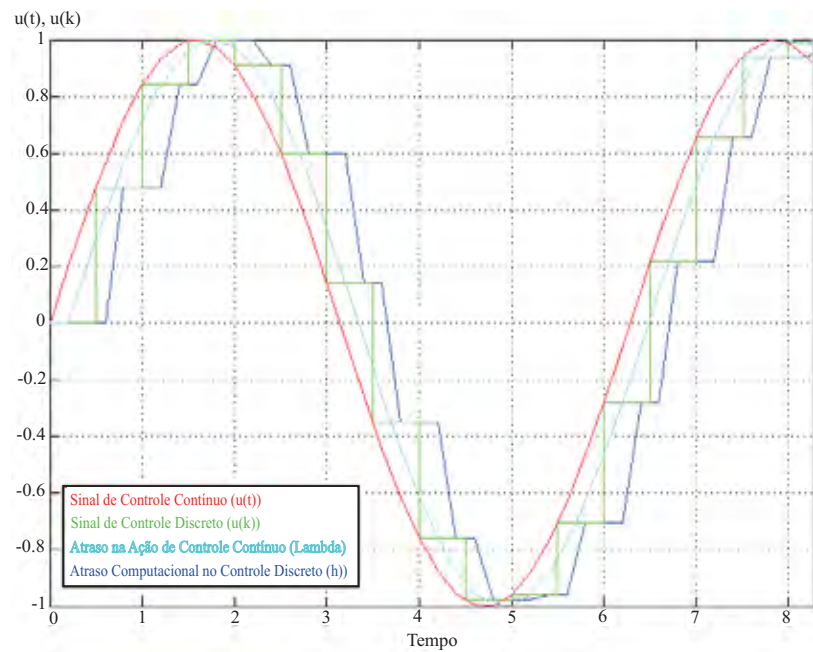


Figura 4.2: Exemplo de representação gráfica do Sinal de Controle Contínuo ($u(t)$), Sinal de Controle Discreto ($u(k)$), Atraso na ação de Controle Contínuo (λ) e Atraso Computacional no Controle Discreto (h).

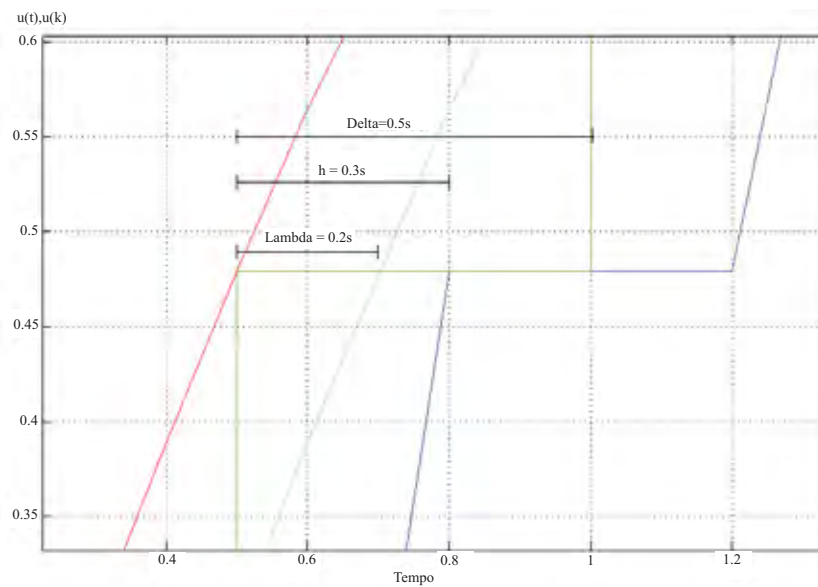


Figura 4.3: Os atrasos h e (λ) são complementares ao período de amostragem Δ .

$$x(k\Delta + \Delta) = \Phi x(k\Delta) + \Gamma_1 u(k\Delta - \Delta) + \Gamma_2 u(k\Delta) \quad (4.26)$$

Em (4.26) defini-se

$$\Phi = e^{A\Delta}, \quad \Gamma_1 = \int_h^\Delta e^{A\eta} B d\eta \quad e \quad \Gamma_2 = \int_0^h e^{A\eta} B d\eta \quad (4.27)$$

Dessa forma o modelo discreto que considera o atraso computacional é dado por

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma_1 u_{k-1} + \Gamma_2 u_k \\ y_k &= C x_k \end{aligned} \quad (4.28)$$

onde $u_k \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de controle discreto no tempo e $x_k \in \mathbb{R}^n$, $y_k \in \mathbb{R}^p$ são os sinais amostrados. As matrizes constantes são $\Phi \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\Gamma_1 \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\Gamma_2 \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$. Note que $x_k = x(k\Delta)$, $y_k = y(k\Delta)$ e $u_k = u(k\Delta)$. Esta nova notação é adotada por questão de simplicidade.

Neste modelo, a controlabilidade e a observabilidade são preservadas, mesmo na presença do atraso no tempo de computação. Note que a matriz de entrada Γ satisfaz a relação $\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2$ (CAUN, 2007).

A matriz Φ , do sistema discreto, pode ser calculada pela expansão em séries

$$\Phi = e^{A\Delta} = I + A\Delta + \frac{A^2\Delta^2}{2!} + \frac{A^3\Delta^3}{3!} + \dots$$

sendo I a matriz identidade. Assim, Φ também pode ser escrita como

$$\Phi = I + A\Delta\Psi \quad (4.29)$$

onde

$$\Psi = I + \frac{A\Delta}{2!} + \frac{A^2\Delta^2}{3!} + \dots$$

As parcelas da matriz de entrada, Γ_1 e Γ_2 , podem ser calculadas de maneira mais simples, através das seguintes relações matriciais

$$\Gamma_1 = (\Delta - h)\Phi_h\Psi_{\Delta-h}B \quad (4.30)$$

$$\Gamma_2 = h\Psi_hB \quad (4.31)$$

4.2.2 Controlador Discreto com Modos Deslizantes considerando o Atraso Computacional (CDMD-h)

Considere o sistema discreto representado por (4.28). A lei de controle ($u_i = u_{ieq} + u_{in}$) é realizada por um computador digital. O controle é dado a cada instante de amostragem $k\Delta$ com um atraso de computação h , constante e menor que Δ . Em controle digital, a i -ésima entrada de controle $u_i(t)$ tem um valor constante entre as amostragens

$$u_i(t) = u_{ik} = u_{ik}^{eq} + u_{ik}^{\pm}, \quad k\Delta + h \leq t < (k+1)\Delta + h \quad (4.32)$$

onde u_{ik}^{eq} é a i -ésima componente do vetor de controle equivalente discreto e $u_{ik}^{\pm}$ é a i -ésima componente do vetor de controle que mantém o sistema na superfície deslizante. A técnica proposta aqui é aplicável a sistemas multivariáveis. Assim, o índice $i = 1, 2, \dots, m$, onde m caracteriza o número máximo de entradas de controle no sistema.

Projeto da Superfície Deslizante

A superfície deslizante discreta no tempo, que leva em consideração o tempo de atraso, S_k é definida como (RIBEIRO, 2006; DAMAZO, 2008; CAUN, 2007)

$$S_k = Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1} \quad (4.33)$$

Observe que esta nova superfície depende da componente atrasada do sinal de controle, e este sinal é acessível. A escolha desta superfície é que compensa o atraso no sinal de controle. A matriz $G \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ é projetada tal que os estados, mantidos sobre S_k para todo k , sejam assintoticamente estável.

Uma lei de controle equivalente para o sistema (4.28), para todo k , é obtida de $S_{k+1} = S_k$. Então

$$\begin{aligned} Gx_{k+1} + G\Gamma_1 u_k^{eq} &= Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1}^{eq} \\ G(\Phi x_k + \Gamma_1 u_{k-1}^{eq} + \Gamma_2 u_k^{eq}) + G\Gamma_1 u_k^{eq} &= Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1}^{eq} \\ G\Phi x_k + G\Gamma_2 u_k^{eq} + G\Gamma_1 u_k^{eq} &= Gx_k \end{aligned}$$

Considerando que $\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2$, tem-se

$$\begin{aligned} u_k^{eq} &= F_{eq} x_k \\ F_{eq} &= -(G\Gamma)^{-1}G(\Phi - I) \end{aligned} \quad (4.34)$$

onde G é uma matriz constante projetada tal que o sistema, em modos deslizantes, seja estável.

Projeto da Lei de Controle

A lei de controle $u_k^\pm$, responsável por conduzir os estados do sistema para a superfície de deslizamento, será projetada considerando o atraso computacional.

É suposto a seguinte candidata à função de Lyapunov

$$V_k = \frac{1}{2} S_k^T S_k \quad (4.35)$$

Para garantir a condição de existência da superfície deslizante discreta,

$$V_{k+1} < V_k, \quad \text{para} \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (4.36)$$

Substituindo (4.35) em (4.36), a condição de existência para a superfície deslizante será

$$\frac{1}{2} S_{k+1}^T S_{k+1} < \frac{1}{2} S_k^T S_k, \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (4.37)$$

Considerando (4.34) e (4.37), tem-se

$$\Delta S_{k+1} = S_{k+1} - S_k = G x_{k+1} + G \Gamma_1 u_k - G x_k - G \Gamma_1 u_{k-1} \quad (4.38)$$

resultando por (4.28) e (4.34) que

$$\Delta S_{k+1} = G \Gamma u_k^\pm \quad (4.39)$$

Inserindo a relação $S_{k+1} = S_k + \Delta S_{k+1}$ em (4.37), obtém-se

$$\frac{1}{2} (S_k + \Delta S_{k+1})^T (S_k + \Delta S_{k+1}) < \frac{1}{2} S_k^T S_k, \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (4.40)$$

$$2\Delta S_{k+1}^T S_k < -\Delta S_{k+1}^T \Delta S_{k+1}, \quad \|S_k\| \neq 0, \quad \|\Delta S_{k+1}\| \neq 0. \quad (4.41)$$

Substituindo (4.39) em (4.41) obtem-se

$$(G\Gamma u_k^\pm)^T S_k < -\frac{1}{2}(G\Gamma u_k^\pm)^T (G\Gamma u_k^\pm), \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (4.42)$$

Admitindo que $G\Gamma = I$ (por uma questão simplicidade, no caso de entrada simples). Então, a condição de existência para a superfície deslizante discreta é

$$(u_k^\pm)^T S_k < -\frac{1}{2}(u_k^\pm)^T (u_k^\pm), \quad \|S_k\| \neq 0 \quad (4.43)$$

Uma lei discreta $u_k^\pm$ que satisfaz a condição de existência (4.43) é dada por

$$u_k^\pm = -S_k \quad (4.44)$$

Dessa forma, a lei de controle discreta que considera o atraso no tempo de computação apresenta a seguinte estrutura

$$\begin{aligned} u_k^\pm &= -S_k \\ u_k &= u_k^{eq} + u_k^\pm = -[G(\Phi - I)x_k + S_k] \end{aligned} \quad (4.45)$$

com $S_k = Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1}$.

4.2.3 Análise da Robustez

A lei de controle discreta proposta em (4.45), além da rápida computação, também apresenta robustez para uma classe de incertezas como será mostrado a seguir.

Considere o sistema discreto com incerteza e atraso no tempo

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma_1 u_{k-1} + \Gamma_2 u_k + \Delta f(x_k) \\ y_k &= Cx_k \end{aligned} \quad (4.46)$$

onde $\Delta f(x_k) \in \mathbb{R}^n$ é a função discreta que representa as incertezas da planta.

Proposição 4 Se $\|G\Delta f(x_k)\| < \|G(x_k + \Gamma_1 u_{k-1})\|$ para todo k , então o sistema (4.46), com lei de controle discreta (4.45), garante a condição de alcançabilidade à superfície deslizante.

Demonstração: Considerando as incertezas, tem-se

$$\Delta S_{k+1} = S_{k+1} - S_k = Gx_{k+1} + G\Gamma_1 u_k - Gx_k - G\Gamma_1 u_{k-1}$$

$$\Delta S_{k+1} = G(\Phi x_k + \Gamma u_k + \Delta f(x_k)) - Gx_k \quad (4.47)$$

Substituindo (4.32) e (4.34) em (4.47), segue

$$\Delta S_{k+1} = G\Gamma u_k^\pm + G\Delta f(x_k) \quad (4.48)$$

Para a candidata a função de Lyapunov $V_k = \frac{1}{2}S_k^T S_k$, segue-se que

$$V_{k+1} = \frac{1}{2}S_{k+1}^T S_{k+1} \quad (4.49)$$

$$V_{k+1} = \frac{1}{2}(S_k + \Delta S_{k+1})^T (S_k + \Delta S_{k+1}) \quad (4.50)$$

Substituindo (4.48) em (4.50) segue que

$$V_{k+1} = \frac{1}{2}(S_k + G\Gamma u_k^\pm + G\Delta f(x_k))^T (S_k + G\Gamma u_k^\pm + G\Delta f(x_k)) \quad (4.51)$$

Considerando que $u_k^\pm = -S_k$, $G\Gamma = 1$ (entrada única) e substituindo em (4.51)

$$V_{k+1} = \frac{1}{2}(S_k - S_k + G\Delta f(x_k))^T (S_k - S_k + G\Delta f(x_k))$$

$$V_{k+1} = \frac{1}{2}(G\Delta f(x_k))^T (G\Delta f(x_k))$$

$$V_{k+1} = \frac{1}{2}\|G\Delta f(x_k)\|^2 \quad (4.52)$$

Uma vez que

$$V_k = \frac{1}{2}S_k^T S_k = \frac{1}{2}(Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1})^T (Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1})$$

$$V_k = \frac{1}{2}\|Gx_k + G\Gamma_1 u_{k-1}\|^2 \quad (4.53)$$

se $\|G\Delta f(x_k)\| < \|G(x_k + \Gamma_1 u_{k-1})\|$, então de (4.52) e (4.53), tem-se que

$$V_{k+1} < V_k$$

$$\|G \Delta f(x_k)\|^2 < \|G(x_k + \Gamma_1 u_{k-1})\|^2 \quad (4.54)$$

e a condição e atratividade é satisfeita.

4.3 Comentários

Foi apresentado nesse capítulo o projeto de um preditor contínuo e um CEV-MD-h também contínuo, que considera um atraso no sinal de controle e o projeto de um CDMD-h que também é robusto a certa classe de incertezas e retira os efeitos degenerativos causados na presença de atraso computacional, melhorando a robustez do sistema.

No próximo capítulo tem-se a definição de falhas e será apresentada a função decisão gerada pela comparação da saída real da planta e da saída dos observadores (Observador MD-o e Observador MD-h) e os dois esquemas para detecção de falhas e adaptação dos controladores.

5 *Detecção de Falhas e Adaptação do Controlador*

Segundo (TEIXEIRA, 2005) uma falha é definida como um mau funcionamento de qualquer componente do sistema, sendo que a detecção e identificação de falhas são duas tarefas importantes a serem realizadas por um sistema de monitoramento. Uma falha pode ocorrer repentinamente (falha abrupta) ou lentamente (falha incipiente) em um componente. O fato de se detectar rapidamente uma falha incipiente pode evitar pane total da planta, que dependendo da situação pode causar perda de material como também fatalidades graves em pessoas, como por exemplo, em veículos lançadores de satélites, veículos espaciais, navios, submarinos, aviões de alto desempenho, etc.

A detecção de falha é a indicação de que alguma coisa está errada no sistema e a identificação é determinar qual a localização da falha, ou seja, é a identificação de qual componente falhou. Feita a detecção e a identificação pode-se providenciar a adaptação do controlador ao tipo de falha ocorrida ou pode-se tomar outras providências para abortar o andamento do processo em falta.

Neste capítulo o problema de detecção e acomodação de falhas é abordado sob dois aspectos: o primeiro aborda o sistema trabalhando analogicamente e o segundo aborda o sistema controlado digitalmente.

Sob o enfoque de sistemas controlados analogicamente, para identificação de falhas e adaptação dos controladores é proposto um esquema que considera apenas o atraso no sinal de controle como uma falha a ser detectada. O sistema trabalhando sem atraso é considerado um sistema sem falha e um sistema trabalhando com atraso é considerado um sistema com falha.

Sob o enfoque de sistemas controlados digitalmente, é proposto um esquema para identificação de falhas e adaptação dos controladores que considera o atraso computacional no sinal de controle e também o sistema trabalhando com valores diferentes do nominal como falhas a serem detectadas. O sistema trabalhando sem atraso no sinal de controle e com valores nominais é considerado um sistema sem falha e o sistema trabalhando com atraso no sinal de controle ou

valores não nominais é considerado um sistema com falha.

5.1 Esquema para Detecção do Atraso e Adaptação do Controlador Contínuo

O primeiro esquema proposto, é para um sistema de controle contínuo, sendo que para ele tem-se apenas o atraso no sinal de controle a ser tratado como uma falha a ser detectada. Para esse esquema utiliza-se o preditor revisado no Capítulo 4, o qual elimina os efeitos do atraso no sinal de controle. Foram utilizados dois controladores (CEV-MD-o e CEV-MD-h) e dois observadores (Observador MD-o e Observador MD-h), sendo todos contínuos no tempo.

5.1.1 Resíduos

Considera-se o sistema incerto contínuo dado por:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t - h) + f(t, x(t)) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}$$

A saída disponível contínua no tempo da planta real $y(t) \in \mathfrak{R}^p$ é comparada com as saídas dos dois observadores com modos deslizantes, o observador com Modos Deslizantes que não considera o atraso na entrada (Observador MD-o) e o observador com Modos Deslizantes que considera o atraso na entrada (Observador MD-h) (GARCIA et al., 2009a), para gerar o resíduo: na estrutura do primeiro (Observador MD-o) supõe-se que o sistema controlado está sem atraso no sinal de controle, fornecendo a saída $\hat{y}^o(t) \in \mathfrak{R}^p$ e os estados $\hat{x}^o(t) \in \mathfrak{R}^n$; no outro observador (Observador MD-h) é assumido que o atraso no sinal de controle está presente, fornecendo a saída $\hat{y}^h(t) \in \mathfrak{R}^p$ e os estados $\hat{x}^h(t) \in \mathfrak{R}^n$. Aqui, a função de resíduo é definida como

$$r^o(t) = \|\hat{y}^o(t) - y(t)\|$$

e

$$r^h(t) = \|\hat{y}^h(t) - y(t)\|.$$

5.1.2 Diagnóstico da Falha e Adaptação do Controlador

A diferença entre as funções de resíduos $r(t) = r^h(t) - r^o(t)$, é definida como função decisão.

O diagnóstico da falha pode ser formulado como:

$$\text{i) Se } r^o(t) < r^h(t) \quad (5.1)$$

então o sistema real está operando sem o atraso na saída, sob condição de sem falha.

$$\text{ii) Se } r^o(t) > r^h(t) \quad (5.2)$$

então o sistema real está operando com atraso na entrada, sob condição de falha.

A adaptação do controlador pode ser chaveada com a seguinte lógica:

i) Se a condição (5.1) ocorre, use o CEV-MD-o, equação (2.2) a (2.5);

ii) Se a condição (5.2) ocorre, use o CEV-MD-h, equação (4.9) a (4.11).

Então, a função decisão para adaptar os controladores para a condição de com falha/sem falha é escolhida como

$$\begin{cases} \text{se } r(t) < 0 \Rightarrow \text{o CEV-MD-h deve estar ativo} \\ \text{se } r(t) > 0 \Rightarrow \text{o CEV-MD-o deve estar ativo} \end{cases} \quad (5.3)$$

A Figura (5.1) ilustra o esquema proposto, tal que a saída da planta passa pelos observadores. A saída dos observadores (Observador MD-h e Observador MD-o) são comparadas com a saída real da planta, formando um resíduo que irá determinar qual saída dos controladores (CEV-MD-h e CEV-MD-o) irá controlar a planta.

5.2 Esquema para Detecção de Múltiplas Falhas e Adaptação do Controlador Discreto

Esse segundo esquema de detecção de falhas e adaptação do controlador foi criado para detectar falhas, que não é apenas o atraso no sinal de controle, mas também o sistema trabalhando com valores diferentes do nominal (GARCIA et al., 2009b). Nesse esquema, a lei de controle é formada por controladores discretos com modos deslizantes e por observadores contínuos no

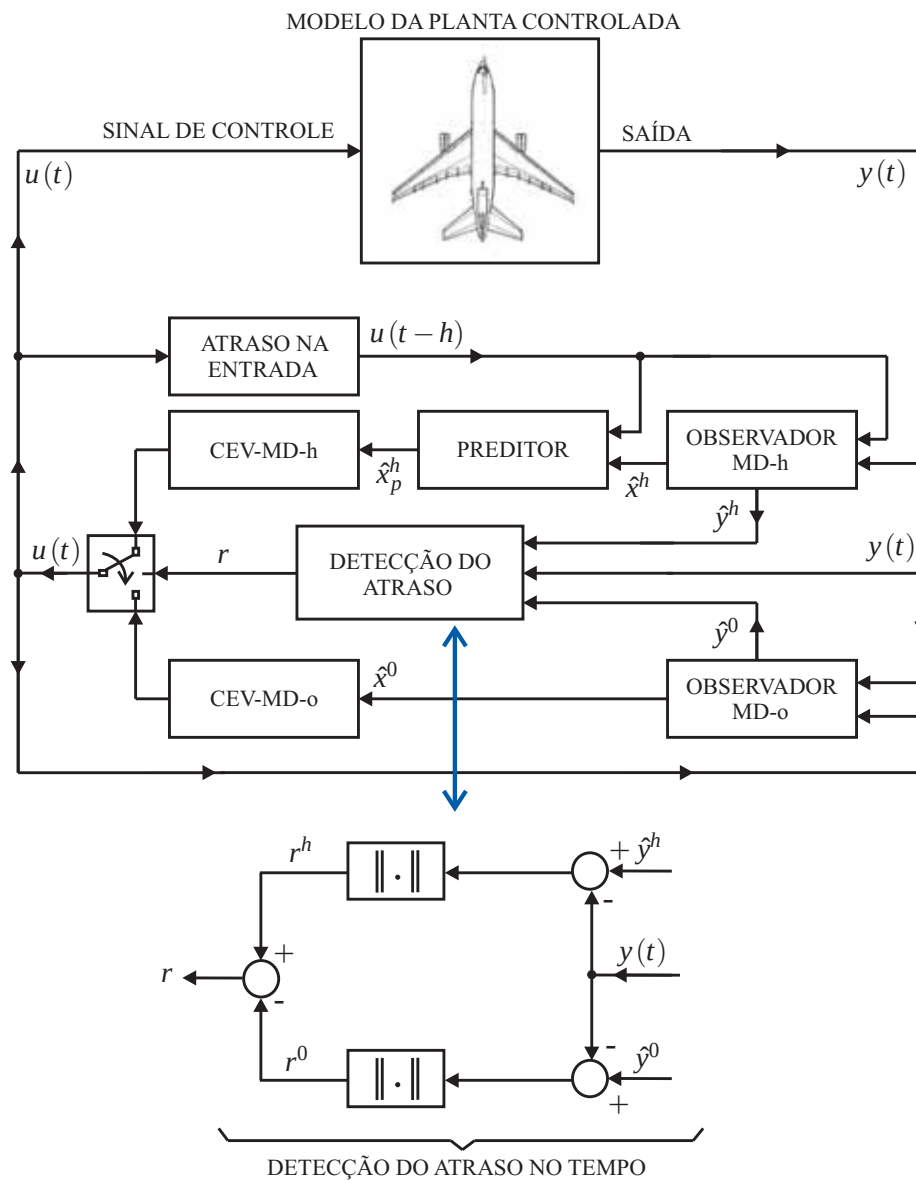


Figura 5.1: Esquema para Detecção de Falhas e Adaptação do Controlador Contínuo.

tempo emulando digital.

5.2.1 Resíduos

Considera-se o sistema discreto dado por:

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma_1 u_{k-1} + \Gamma_2 u_k \\ y_k &= C x_k\end{aligned}$$

A saída de tempo discreto disponível da planta real $y_k \in \mathbb{R}^p$ é comparada com as saídas dos Observadores com Modos Deslizantes (Observador MD). Um observador com modos deslizantes robusto será usado, por emulação, para detecção, diagnóstico e acomodação das falhas. O Observador MD aqui usado foi desenvolvido por Edwards e Spurgeon (EDWARDS; SPURGEON, 1994) e que foi revisado no Capítulo 3.

O Observador MD e o Controlador CDMD são projetados para cada condição de falha. Assim, para N condições de falhas tem-se “ N ” Observadores MD e “ N ” Controladores CDMD, respectivamente, formando um banco de Observadores MD e Controladores CDMD, baseado em (TEIXEIRA, 2005), que utiliza um banco de observadores. As saídas de cada observador são $\hat{y}_k^i \in \mathbb{R}^p, i = 1, 2, \dots, N$ e os estados são $\hat{x}_k^i \in \mathbb{R}^n, i = 1, 2, \dots, N$. As saídas de cada controlador são $U_k^i = f(\hat{x}_k^i), i = 1, 2, \dots, N$, onde $U_k^i \in \mathbb{R}^m$.

Aqui, as funções de resíduos discreto no tempo são definidas como

$$r_k^i = \|\hat{y}_k^i - y_k\|,$$

onde $i = 1, 2, \dots, F, \dots, N$ é a condição de falha e k é uma k -ésima amostragem.

5.2.2 Diagnóstico da Falha e Adaptação do Controlador

A menor das funções de resíduos indica a condição real do sistema. Assim, o diagnóstico da falha pode ser formulado como:

Se $r_k^F = \min \{ [r_k^1, r_k^2, \dots, r_k^F, \dots, r_k^N] \}$ é o menor resíduo das N funções de resíduos das N condições de falhas, então o sistema real está operando com a lei de controle

$$U_k^F = f(\hat{x}_k^F) \tag{5.4}$$

A Figura (5.2) ilustra o esquema proposto para detecção de falhas e adaptação do controlador, onde a saída da planta controlada passa pelos “ N ” Observadores MD que será comparada com a saída real da planta. De acordo com o menor resíduo, tem-se a função decisão que irá escolher qual sinal de controle $U_k^i, i = 1, 2, \dots, N$ dos “ N ” controladores CDMD será usado.

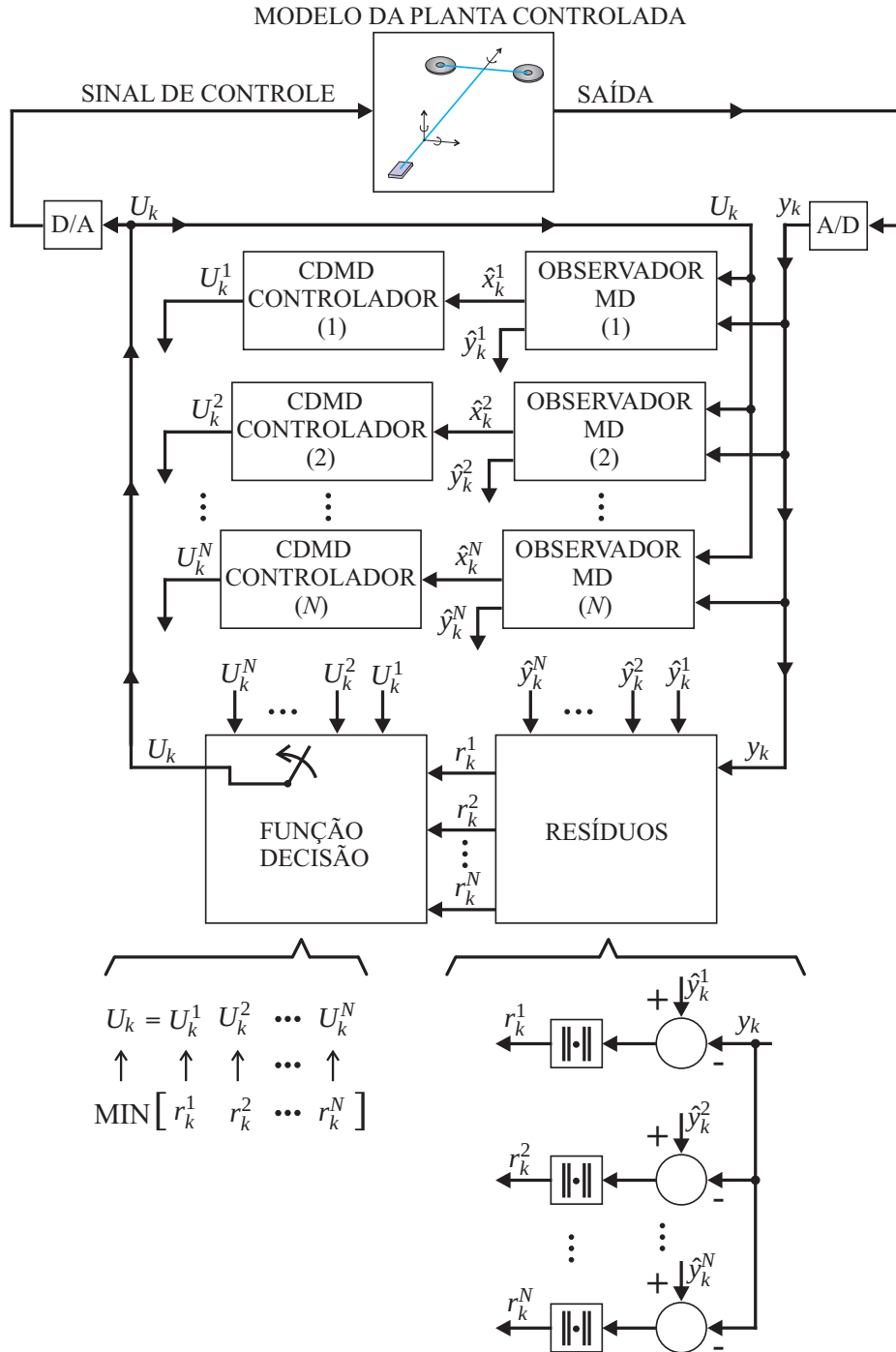


Figura 5.2: Esquema para Detecção de Múltiplas Falhas e Adaptação do Controlador Discreto.

5.3 Comentários

Nesse capítulo foi definido o que é uma falha e proposto a nova técnica para detecção de falhas e adaptação dos controladores, com a definição da função de resíduos. De acordo com o menor dos resíduos, é detectado se o sistema está com ou sem falhas e a adaptação dos controladores para a condição de operação do sistema é realizado.

No próximo capítulo, três modelos matemáticos utilizados para testar a técnica proposta são apresentados.

6 Modelos Matemáticos

Serão apresentados nesse Capítulo os seguintes modelos matemáticos: modelo dos eixos laterais de um avião L-1011 em condições de vôo; o Sistema Pêndulo Invertido Rotacional e o Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero.

Os sistemas escolhidos são naturalmente instáveis, portando objetos interessantes para aplicação de novas técnicas de controle. Eles serão utilizados para aplicação da metodologia proposta para identificação e adaptação do observador e controlador devido a falhas ocorridas.

Os resultados de simulação serão apresentados no capítulo 7.

6.1 Modelo de Eixos Laterais de um Avião L-1011

Considere o modelo de eixo lateral de um avião L-1011 em condições de vôo. O sistema descrito originalmente em (EDWARDS; SPURGEON, 1994; SPURGEON; EDWARDS, 1998) não apresenta atraso, então para esse trabalho foi acrescentado um atraso no controle do avião.

As Figuras 6.1, 6.2 e 6.3 (AEROSPACEWEB.ORG, 2009) representam um modelo de avião. Na Figura 6.1 tem-se os ângulos e as partes principais de um avião, na Figura 6.2, tem-se uma visão frontal de um avião com a definição do ângulo de bank e na Figura 6.3 tem-se um avião com o seu eixo longitudinal deslocado do eixo da trajetória, formando assim, o ângulo de derrapagem.

O sistema incerto com atraso na entrada é dado por

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t-h) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{6.1}$$

com $x \in \mathbb{R}^5$, $u \in \mathbb{R}^2$, $y \in \mathbb{R}^4$, $\xi \in \mathbb{R}^2$, $0 \leq h \leq 0.5$ segundos.

No sistema nominal sem falha, o atraso da entrada é zero, então na equação (6.1) $h = 0$.

O vetor de estados é representado por $x^T = [\phi, r, p, \beta, x_5]$, onde ϕ , r , p , β e x_5 são o ângulo

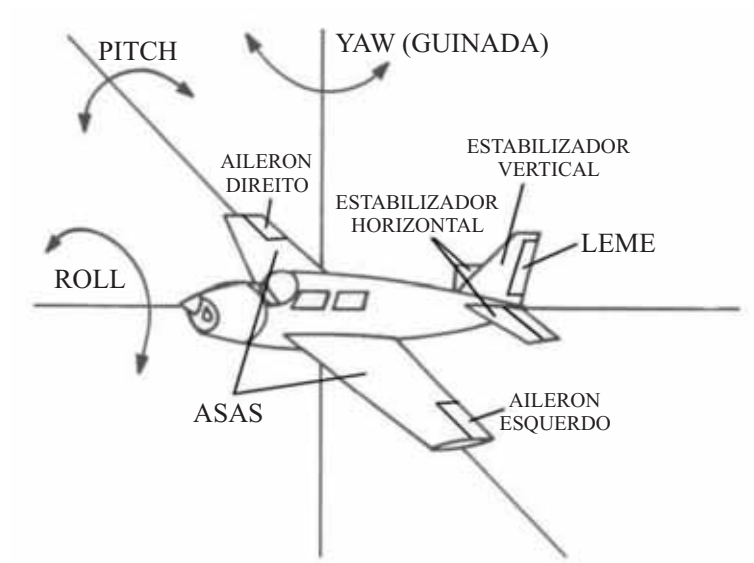


Figura 6.1: Ângulos e Partes Principais de um Avião.

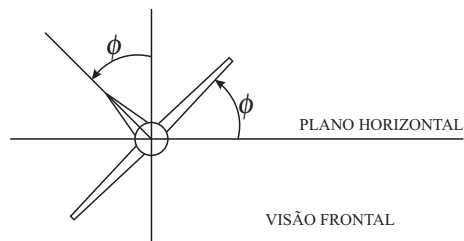


Figura 6.2: Visão Frontal de um Avião com o Ângulo de Bank (ϕ).

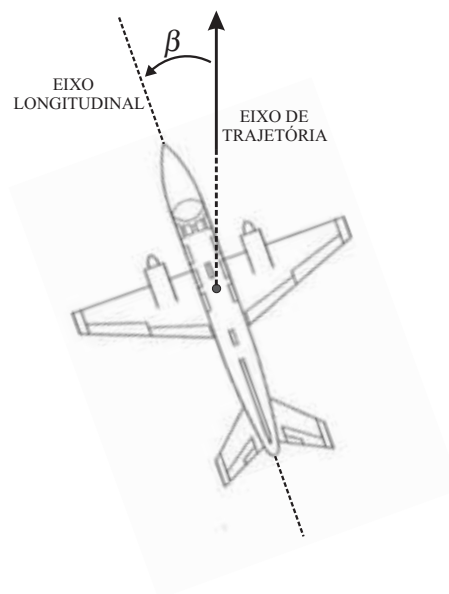


Figura 6.3: Trajetória do Avião e Ângulo de Derrapagem β .

de bank (rad), a taxa de guinada (yaw rate) (rad/s), a taxa de roll (rad/s), o ângulo de derrapagem (sideslip angle) (rad/s) e o estado do filtro de washed out, respectivamente. O vetor de controle é representado por $u^T = [\delta_r, \delta_a]$, onde δ_r e δ_a são a deflexão do leme (rad) e a deflexão do aileron (rad), respectivamente. O vetor de saída é representado por $y^T = [r_{wo}, p, \beta, \phi]$, onde r_{wo} , p , β e ϕ são a taxa de guinada de washed out, a taxa de roll (rad/s), o ângulo de derrapagem (sideslip angle) (rad/s) e o ângulo de bank (rad), respectivamente (DHAHRI et al., 2007).

As matrizes A , B e C utilizada na simulação são dadas por

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0,154 & -0,0042 & 1,54 & 0 \\ 0 & 0,249 & -1 & -5,2 & 0 \\ 0,0386 & -0,996 & -0,0003 & -0,117 & 0 \\ 0 & 0,5 & 0 & 0 & -0,5 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -0,744 & -0,032 \\ 0,337 & -1,12 \\ 0,02 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

6.2 Sistema Pêndulo Invertido Rotacional

O Sistema Pêndulo Invertido Rotacional, mostrado na Figura 6.4, possui sua base presa a uma haste horizontal através de uma junta. Esta haste é chamada de braço do pêndulo. O eixo de revolução do pêndulo é colinear com o eixo da haste horizontal. O ângulo do pêndulo é α . O braço é acoplado diretamente, ou através de engrenagens, ao eixo do motor, dando a ele o movimento rotacional. A posição angular do braço é θ . A entrada do sistema é o torque T , aplicado pelo motor.

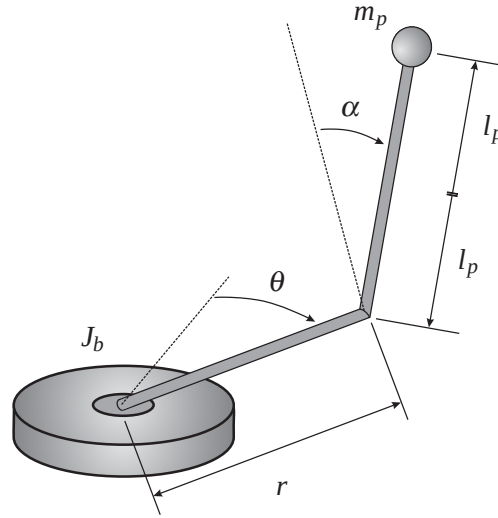


Figura 6.4: Sistema Pêndulo Invertido Rotacional.

Na Figura (6.4), J_b é a inércia total após a caixa de engrenagens incluindo o braço, r é o tamanho do braço, θ é o ângulo do braço e α é o ângulo do pêndulo. Note que l_p é metade do tamanho do pêndulo ($l_p = 0.5L_p$). O modelo matemático usado aqui é dado por (QUANSER CONSULTING INC., 2005). As equações dinâmicas não-lineares, que representam o comportamento do pêndulo, são

$$\begin{aligned} (m_p r^2 + J_b) \ddot{\theta} + m_p r \ddot{\alpha} l_p \cos(\alpha) - m_p r \dot{\alpha}^2 l_p \sin(\alpha) &= T \\ m_p l_p \cos(\alpha) \ddot{\theta} r - m_p l_p \sin(\alpha) \dot{\alpha} \dot{\theta} r + m_p \ddot{\alpha} l_p^2 - m_p g l_p \sin(\alpha) &= 0 \end{aligned} \quad (6.2)$$

O modelo desenvolvido é baseado em um torque T aplicado ao braço. O sistema real, por outro lado, é controlado por voltagem. A relação entre o torque de controle T , e a tensão V , em Volts, é

$$T = V \frac{K_m K_g}{R} - \frac{K_m^2 K_g^2}{R} \dot{\theta} \quad (6.3)$$

Os valores de todos os parâmetros físicos para esta configuração de pêndulo invertido são dados na Tabela 6.1. Todos os valores contidos nesta tabela são baseados nas medidas do sistema real, dando maior confiabilidade ao modelo matemático.

Linearizando o sistema no ponto de equilíbrio $\begin{bmatrix} \theta & \alpha & \dot{\theta} & \dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ tem-se:

Tabela 6.1: Parâmetros Físicos do Sistema Pêndulo Invertido Rotacional.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidades
Constante de torque do motor	K_m	0,00767	Nm/A
Resistência de armadura do motor	R	2,6	Ω
Relação total de engrenagens	K_g	60,5	-
Inércia total após a caixa de engrenagens	J_b	0,0044	Kgm^2
Comprimento real do pêndulo	L_p	0,43	m
Massa do pêndulo	m_p	0,14	Kg
Comprimento do braço	r	0,2	m
Constante gravitacional	g	9,8	m/s^2

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{-m_p r g}{J_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{g(m_p r^2 + J_b)}{I_p J_b} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \\ \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{J_b} \\ \frac{-r}{I_p J_b} \end{bmatrix} T \quad (6.4)$$

Substituindo a relação (6.3) na equação matricial (6.4), e inserindo os valores paramétricos apresentados na Tabela 6.1, obtém-se o seguinte modelo linear

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -67.4 & -25.6 & 0 \\ 0 & 122.8 & 25.6 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \\ \dot{\theta} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 47.4 \\ -47.4 \end{bmatrix} V \quad (6.5)$$

6.3 Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero

O Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero usado neste trabalho é o Helicóptero 3-DOF e a descrição é detalhada no manual da Quanser (QUANSER INNOVATE EDUCATE, 2007). A planta é representada na Figura 6.5.

A representação no espaço de estados com o vetor de estados para o Helicóptero 3-DOF é definido

$$x^T = \left[\varepsilon, p, \lambda, \frac{\partial}{\partial t} \varepsilon, \frac{\partial}{\partial t} p, \frac{\partial}{\partial t} \lambda, \int \varepsilon dt, \int \lambda dt \right] \quad (6.6)$$

$$B^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{L_a K_f}{2m_f L_a^2 + m_w L_w^2} & \frac{1}{2} \frac{K_f}{m_f L_h} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_a K_f}{2m_f L_a^2 + m_w L_w^2} & -\frac{1}{2} \frac{K_f}{m_f L_h} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Os valores dos parâmetros são dados na tabela seguinte:

Tabela 6.2: Parâmetros Físicos do Sistema helicóptero 3-DOF.

Descrição	Símbolo	Valor	Unidades
Resistência de armadura do motor	R_m	0,83	Ω
Constante entre corrente e torque do motor	K_t	0,0182	$N.m/A$
Momento de inércia do rotor do motor	J_m	1,91e-006	$Kg.m^2$
Constante de força-impulso da hélice	K_f	0,1188	N/V
Massa do helicóptero	M_h	1,15	Kg
Massa do contra-peso	M_w	1,87	Kg
Massa do conjunto da hélice dianteira	M_f	0,713	Kg
Massa do conjunto da hélice traseira	M_b	0,713	Kg
Distância entre o giro horizontal e o corpo do motor	L_a	0,660	m
Distância do ângulo de inclinação para cada motor	L_h	0,178	m
Distância entre o giro horizontal e o contra-peso	L_w	0,470	m
Constante gravitacional	g	9,81	m/s^2

6.4 Comentários

Neste capítulo foram apresentados os modelos matemáticos dos três sistemas que serão utilizados para comprovar a funcionalidade dos controladores descritos anteriormente e do esquema de detecção de falhas, como por exemplo, o atraso no tempo computacional do sinal de controle e a mudança de algum valor nominal do sistema.

Todos os sistemas são governados por equações dinâmicas e apresentam a propriedade de instabilidade à malha aberta, ou seja, são sistemas de natureza instável.

Quando se realiza a modelagem de um sistema, alguns dos parâmetros podem não ser considerados no projeto, porque é muito difícil representar com perfeição as dinâmicas reais por um modelo matemático. Assim, a utilização de controladores robustos, capazes de suprimir as incertezas paramétricas da planta, é essencial.

No próximo capítulo são apresentados os valores numéricos e condições adotadas nas simulações e os resultados das simulações.

7 *Resultados das Simulações*

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações para o modelo de eixos laterais do avião L-101, do Sistema Pêndulo Invertido rotacional e do Sistema de Vôo de Helicóptero, sendo que para o sistema do avião L-1011, tem como objetivo o controle do sistema, com uma falha, que é o atraso no sinal de entrada, e para os outros dois sistemas, o objetivo principal é o controle dos sistemas, não somente na presença de falha devido ao atraso computacional, como também a quaisquer outras falhas devido a alterações dos valores nominais de cada sistema. A Figura (7.1) está ilustrando as simulações que foram realizadas com cada modelo matemático. A equação linear (6.1) do avião L-1011 junto do algoritmo mostrado na Figura (5.1), a integração numérica das equações (6.2) do modelo não-linear do Pêndulo e das equações do modelo linear do Helicóptero (6.8) junto do algoritmo mostrado na Figura (5.2), foram executados no SIMULINK/MATLAB (THE MATH WORKS INC., 2005).

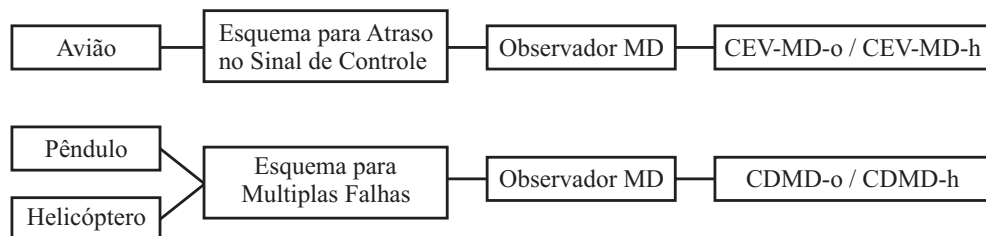


Figura 7.1: Esquema das Simulações Realizadas.

7.1 **Resultados Obtidos para Controle Analógico do Modelo do Avião L-1011**

Para a realização das simulações, foi implementado o algoritmo apresentado na Figura (5.1). Dois casos foram simulados: o primeiro considerando o atraso de 0,2 segundos e o segundo considerando o atraso de 0,5 segundos.

7.1.1 Valores Numéricos e Condições Adotadas

Para o sistema do Avião L-1011, foi utilizado um observador robusto com modos deslizantes (MD) para estimar os estados não disponíveis e obter resíduos. A partir do diagnóstico das funções de resíduos os CEV-MD-o (equação (2.2) a (2.5)) e CEV-MD-h (equação (4.9) a (4.11)), foram ativados conforme a situação de falha, sendo que o CEV-MD-h trabalha juntamente com o preditor, equação (4.6).

A condição operacional inerente do sistema foi simulada como mostrada na Tabela (7.1). O caso sem falha indica que não existe atraso na entrada, tal que o sistema deve ser controlado pelo CEV-MD-o. A condição com falha indica que existe atraso na entrada, tal que o sistema deve ser controlado pelo CEV-MD-h. Dois valores de atraso foram simulados: 0,2 e 0,5 segundos. O sinal de referência usado para ângulo de bank foi uma onda quadrada.

Tabela 7.1: Condição de Falha Inerente.

Tempo (seg.)	$0 \leq t < 40$	$40 \leq t < 80$	$80 \leq t < 120$
Condição	sem falha	com falha	sem falha
Atraso 1	0	0,2	0
Atraso 2	0	0,5	0
Controlador Ativo	CEV-MD-o	CEV-MD-h	CEV-MD-o

Para o projeto do observador robusto MD e dos controladores CEV-MD-o e CEV-MD-h foi utilizado o modelo contínuo, equação (6.1). A matriz S da superfície de deslizamento calculada é

$$S = \begin{bmatrix} 0,2197 & -1,3033 & 0,0372 & 0,8889 & -0,1613 \\ -0,9722 & -0,3955 & -0,8816 & 0,1423 & -0,0343 \end{bmatrix}$$

e os ganhos do observador, equações (3.21) a (3.23), são

$$G_l = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 5 \\ 3,4378 & 0,0087 & -15,4393 & -17,1332 \\ 0,2226 & 3,4008 & -6,1957 & -0,8803 \\ -0,8903 & -0,0033 & 8,2659 & 3,56 \\ 0,0755 & 0,0133 & -17,5951 & -17,6777 \end{bmatrix}$$

$$G_n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1,3639 \\ 0,9754 & 0,0036 & -4,7998 & -4,8223 \\ 0 & 1,2003 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1,2003 & 0 \\ -0,1158 & 0,0036 & -4,7998 & -4,8223 \end{bmatrix}$$

7.1.2 Resultados da Simulação para o Atraso no Sinal de Entrada de 0,2 segundos.

A figura (7.2) mostra o ângulo de bank e o sinal de controle do ângulo de deflexão do leme (em cor azul) e do ângulo de deflexão do aileron (em cor verde). Na figura (7.3) tem-se o gráfico dos dois resíduos e a seleção dos controladores chaveados para o atraso na entrada de 0,2 segundos, sendo que quando o gráfico de seleção do controlador ativo está na posição 1, indica que o CEV-MD-o está ativo e quando o gráfico está na posição 2, tem-se o CEV-MD-h ativo.

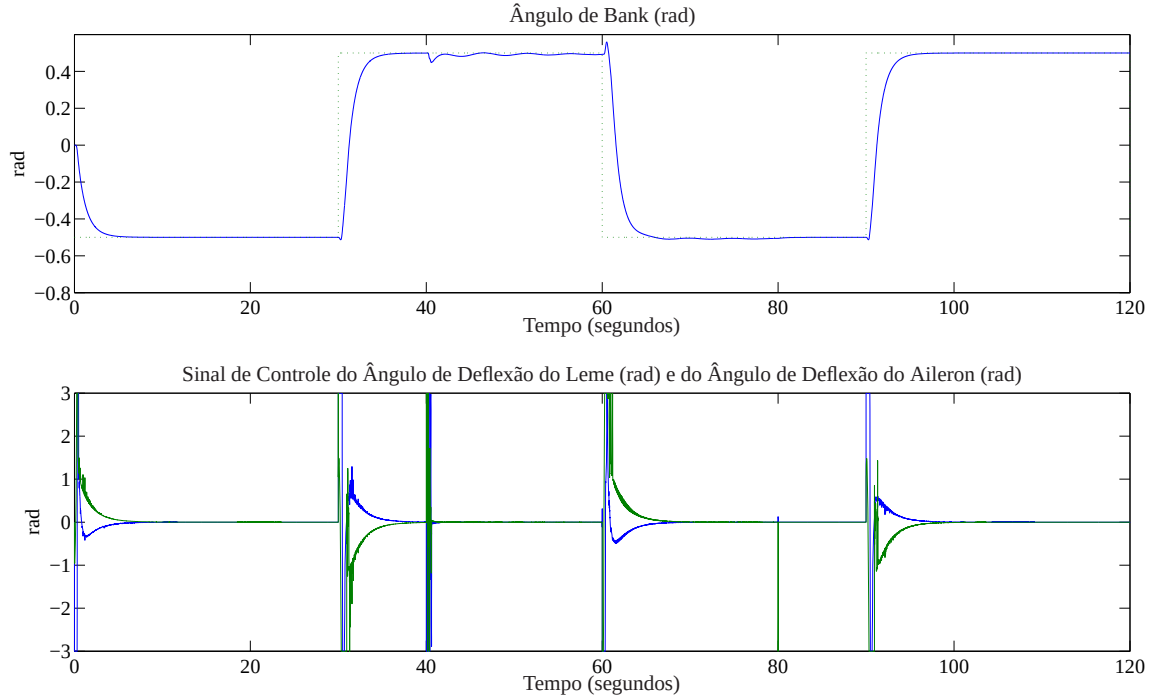


Figura 7.2: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,2 segundos).

Pelos resultados obtidos verifica-se que o ângulo de bank seguiu bem o sinal de referência e que os Controladores CEV-MD-o/CEV-MD-h foram adequadamente mudados pelo esquema

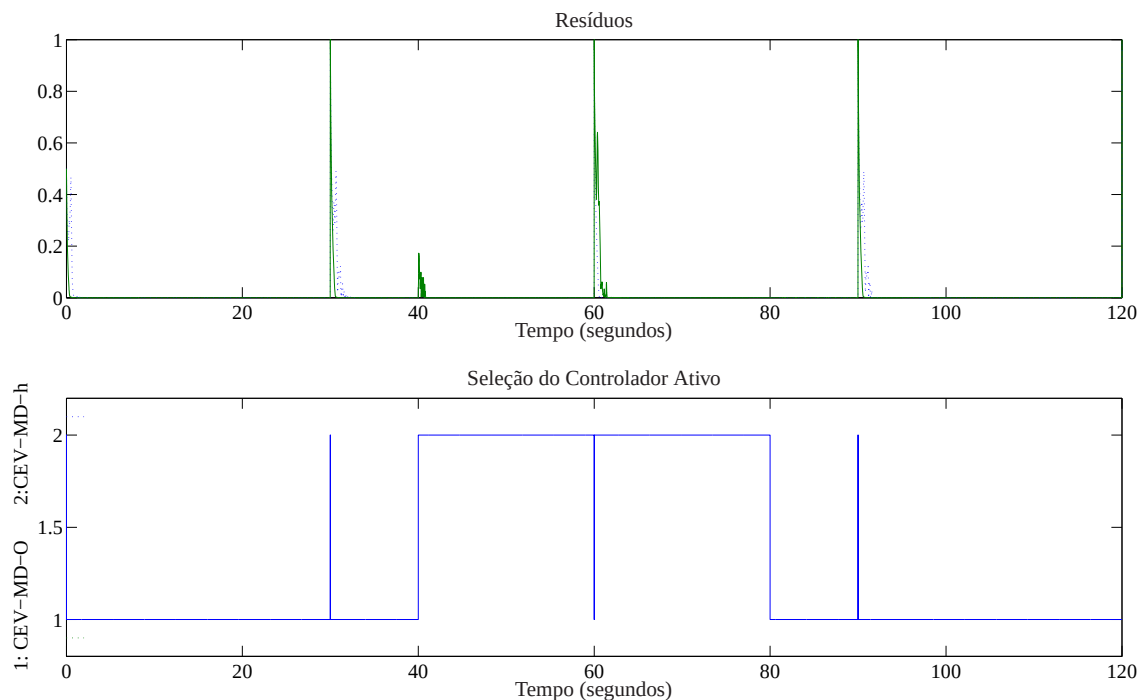


Figura 7.3: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Resíduos e Seleção do Controlador Ativo (Atraso de 0,2 segundos).

de detecção/adaptação proposto para cada condição de falha/sem falha.

A simulação do avião sem esquema de detecção e adaptação proposto tem seus resultados mostrado na figura (7.4). Pode-se verificar que quando o sistema esta trabalhando na presença do atraso o ângulo de bank e o sinal de controle do leme e do aileron sofrem várias oscilações, indicando deterioração em sua performance.

7.1.3 Resultados da Simulação para o Atraso no Sinal de Entrada de 0,5 segundos.

Outra simulação foi realiza para o modelo do avião, considerando o atraso de 0,5 segundos.

A figura (7.5) mostra o ângulo de bank e o sinal de controle do ângulo de deflexão do leme (em cor azul)e do ângulo de deflexão do aileron(em cor verde), tal que para o ângulo de bank também foi colocado um sinal de referência que é uma onda quadrada. Na figura (7.6) tem-se o

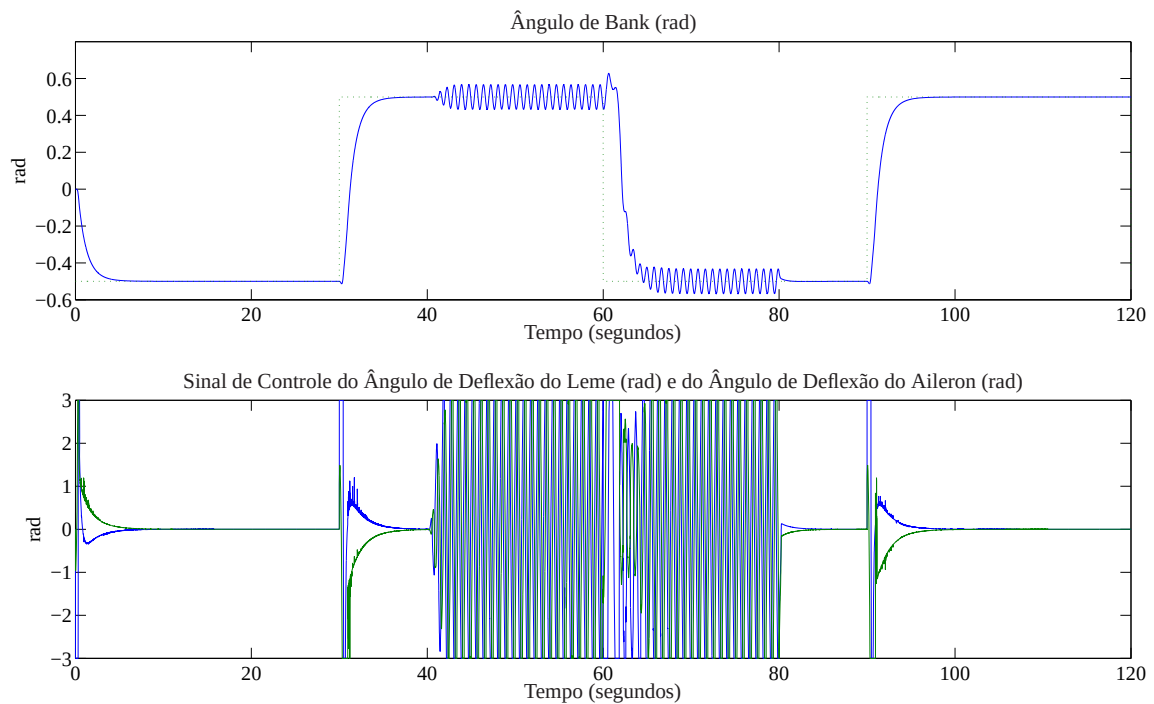


Figura 7.4: Esquema Inativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,2 segundos).

gráfico dos dois resíduos e a seleção dos controladores chaveados para a condição de falha, que é o atraso no sinal de controle.

Pelos resultados obtidos verifica-se que o ângulo de bank também seguiu bem o sinal de referência e que os Controladores CEV-MD-o/CEV-MD-h foram adequadamente mudados pelo esquema de detecção/adaptação proposto para cada condição de falha/sem falha. Também verifica-se que o esquema proposto fornece um bom desempenho, mesmo na presença de um grande valor de atraso na entrada.

Com o atraso no sinal de controle de 0,5 segundo também foi realizada a simulação sem o esquema de detecção e adaptação proposto. Os resultados são mostrados na figura (7.7), onde pode-se verificar que quando o sistema está trabalhando na presença do atraso, o ângulo de bank e o sinal de controle do leme e do aileron, sofrem maiores oscilações do que no caso da simulação com atraso no sinal de entrada de 0,2 segundos, ou seja o sistema teve sua performance totalmente deteriorada.

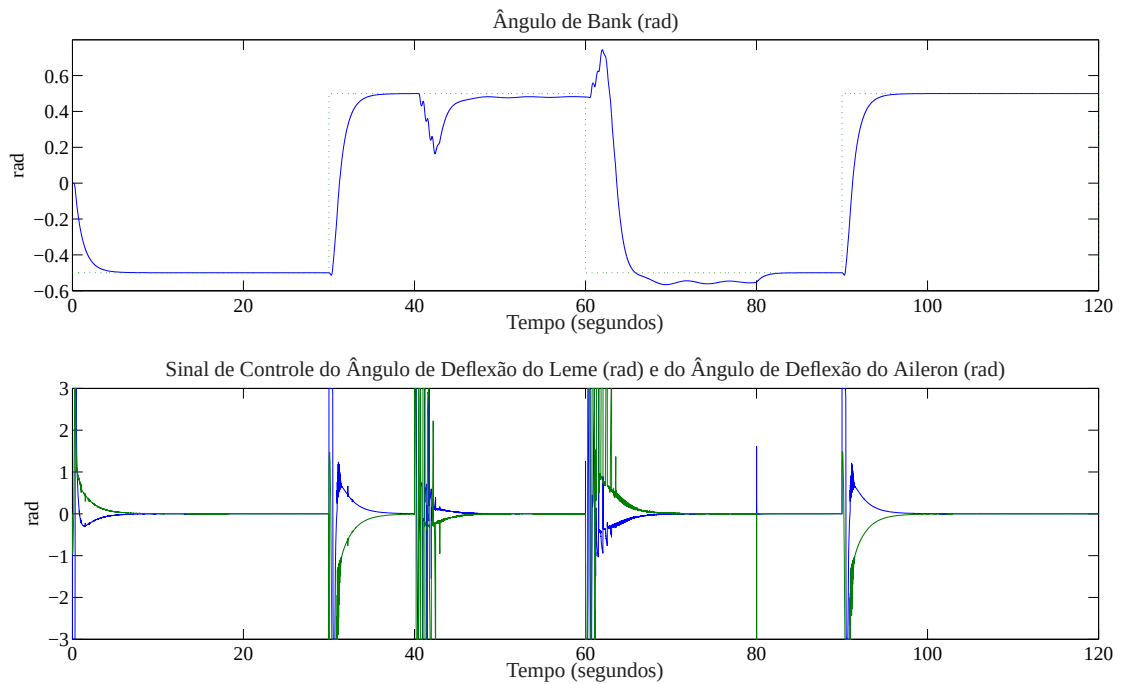


Figura 7.5: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,5 segundos).

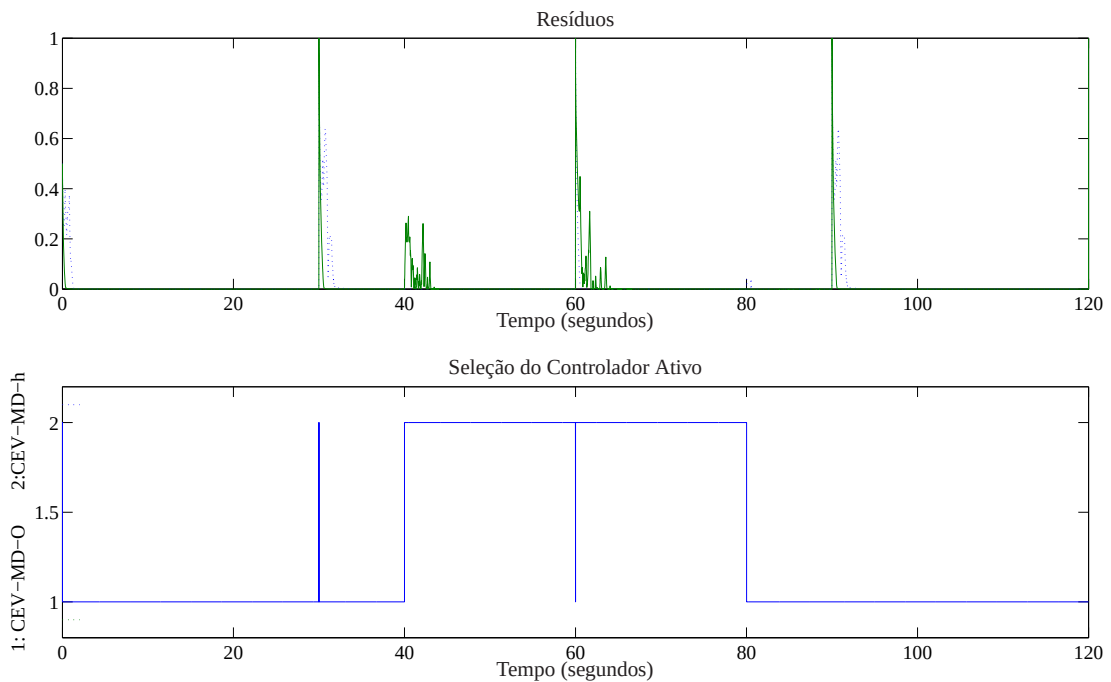


Figura 7.6: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Resíduos e Seleção do Controlador Ativo (Atraso de 0,5 segundos).

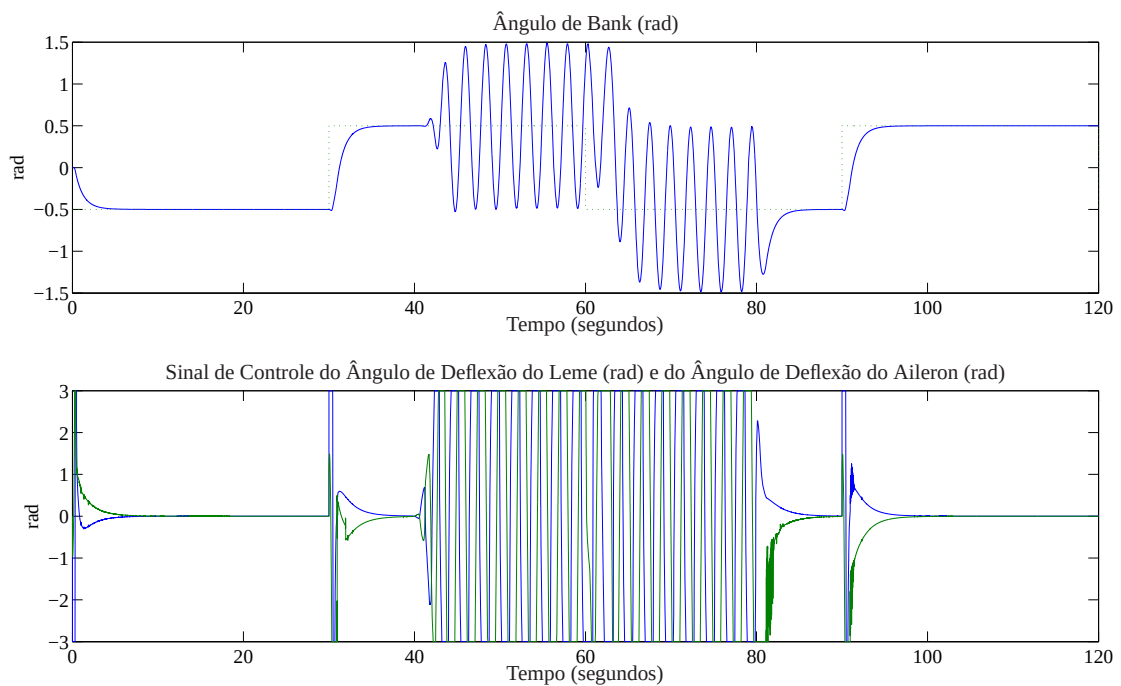


Figura 7.7: Esquema Inativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Bank e Sinais de Controle do Leme e do Aileron (Atraso de 0,5 segundos).

7.2 Resultados Obtidos Utilizando Controladores Digitais

Nesta série de simulações, o algoritmo implementado segue o esquema apresentado na Figura (5.2), e considera sistemas controlados digitalmente. Múltiplas falhas são consideradas. As simulações foram realizadas no Sistema Pêndulo Invertido Rotacional e Sistema de Simulação do Vôo de Helicóptero. Os resultados serão mostrados a seguir.

7.2.1 Resultados Obtidos no Sistema Pêndulo Invertido Rotacional

Para o Sistema Pêndulo Invertido Rotacional, foi utilizado um observador robusto contínuo (emulando discreto) com modos deslizantes (MD) para estimar os estados não disponíveis e também para obter os resíduos. A partir do diagnóstico das funções de resíduos os controladores discretos CDMD, CDMD-h ou CDMD adaptado para outros parâmetros não nominais do sistema, foram ativados conforme a situação de falha.

Valores Numéricos e Condições Adotadas

Foi assumido que apenas a saída da planta está disponível, que é o ângulo do braço θ e o ângulo do pêndulo α .

A condição operacional inerente do controlador digital foi simulada como mostrado na Tabela 7.2. O caso sem falha indica que o sistema nominal esta operando, tal que o sistema deverá ser controlado pelo CDMD-1, equação (2.28). A condição de falha (1) indica que, para um período de amostragem de 0,05 segundos, um atraso no tempo de 0,04 segundos está presente tal que o controlador CDMD-2, equação (4.45), deve estar ativo. Na condição de falha (2), a leitura de um sensor está errada, tal que o ângulo do braço é “ $x_1(t)$ ” e o sensor indica “ $1,5x_1(t)$ ”, assim o CDMD-3 deve estar ativo. Na condição de falha (3), tem-se a indicação de que o parâmetro real m_p (massa do pêndulo) é o dobro do valor nominal, tal que o controlador CDMD-4 deve estar ativo. O período de amostragem é de 0.05 segundos. Todas essas falhas implicam em instabilidade se o sistema não estiver controlado pelo controlador respectivo.

Tabela 7.2: Condição de Falha Inerente.

Tempo (seg.)	Condição	Tipo de Falha	Controlador Ideal Ativo
$0 \leq t < 40$	sem falha	Condição Normal	CDMD-1
$40 \leq t < 80$	com falha (1)	Atraso no Tempo da Computação de 0,04 seg.	CDMD-2
$80 \leq t < 120$	com falha (2)	Falha do Sensor: - Ângulo do braço real = $x_1(t)$ - Ângulo do braço do sensor = $1,5x_1(t)$	CDMD-3
$120 \leq t < 160$	com falha (3)	Parâmetro Incerto $m_p = m_{p\text{ nom}} \times 2$	CDMD-4

Para o projeto do observador robusto MD foi usado o modelo linearizado contínuo (6.5). Para o projeto dos controladores CDMD (CDMD-1) e CDMD-h (CDMD-2) foi utilizado o modelo discreto correspondente, com período de amostragem de 0,05 segundos, que é

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & -0,0646 & 0,0322 & -0,0011 \\ 0 & 1,1231 & 0,0181 & 0,0521 \\ 0 & -2,2980 & 0,3730 & -0,0646 \\ 0 & 4,6861 & 0,6452 & 1,1231 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0,0384 & -0,0391 & 1,3513 & -1,3904 \end{bmatrix}^T$$

Os valores numéricos da matriz G , usados no controle da equação (2.28) e da equação (4.45), são

$$G = \begin{bmatrix} -1,5817 & -10,0769 & -1,0016 & -1,4533 \end{bmatrix}$$

Os valores do ganho do observador MD, equação (3.22) e equação (3.23) são

$$G_l = \begin{bmatrix} 80 & 0 \\ 0 & 82 \\ 4894,2 & 1484,6 \\ 0 & 6837,4 \end{bmatrix}$$

e

$$G_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 61,1776 & 18,9275 \\ 0 & 82 \end{bmatrix}$$

Para o projeto do controlador CDMD-3 com o mesmo período de amostragem de 0,05 segundos, apenas as matrizes G_l e G_n mudam

$$G_l = \begin{bmatrix} 53,3 & 0 \\ 0 & 82 \\ 3262,8 & 967,3 \\ 0 & 6837,4 \end{bmatrix}$$

e

$$G_n = \begin{bmatrix} 0,6667 & 0 \\ 0 & 1 \\ 40,7851 & 12,6183 \\ 0 & 82 \end{bmatrix}$$

E no caso do controlador CDMD-4 com o mesmo período de amostragem, tem-se

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & -0,0656 & 0,0322 & -0,0012 \\ 0 & 1,2128 & 0,0184 & 0,0536 \\ 0 & -2,3773 & 0,3728 & -0,0656 \\ 0 & 8,4643 & 0,6674 & 1,2128 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0,0384 & -0,0397 & 1,3516 & -1,4383 \end{bmatrix}^T$$

A matriz G fica

$$G = \begin{bmatrix} -0,6271 & -8,8935 & -0,3971 & -0,8398 \end{bmatrix}$$

Os valores do ganho do observador MD, são

$$G_l = \begin{bmatrix} 80 & 0 \\ 0 & 82 \\ 4894,2 & 1484,6 \\ 0 & 6905,2 \end{bmatrix}$$

e

$$G_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 61,1776 & 18,9275 \\ 0 & 82 \end{bmatrix}$$

Resultados da Simulação para o período de amostragem de 0,05 segundos e atraso computacional de 0,04 segundos.

Os resultados das simulações com condições iniciais $\begin{bmatrix} \theta & \alpha & \dot{\theta} & \dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ são mostrados na Figura 7.8 e na Figura 7.9. A Figura 7.8 mostra o sinal de referência, o ângulo do braço real e a performance do ângulo do pêndulo para (i) condição nominal ($0 \leq t < 40$); (ii) atraso no tempo da computação de 0,04 segundos ($40 \leq t < 80$); (iii) erro no sensor ($80 \leq t < 120$); e (iv) valor na massa do pêndulo anormal ($120 \leq t < 160$). A Figura 7.9 mostra o sinal de controle e o controlador ativo para cada condição de falha, sendo que quando o gráfico de Seleção do Controlador Ativo está na posição 1, indica que o CDMD-1 esta ativo, na posição 2, tem-se o CDMD-2 ativo, na posição 3, o CDMD-3 que esta ativo e na

posição 4, o CDMD-4 que está ativo. Na falha (3), $120 \leq t < 160$, devido a robustez, vários controladores são ativados.

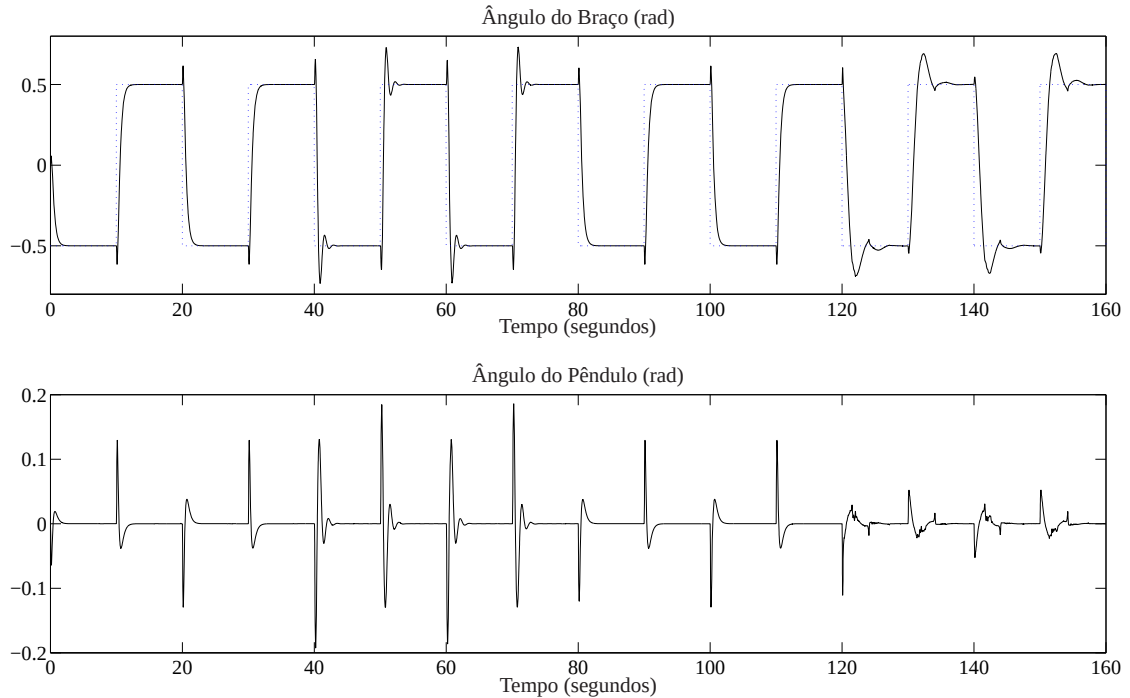


Figura 7.8: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo do Braço e Ângulo do Pêndulo.

Os controladores CDMD e CDMD-h foram adequadamente ativados pelo esquema de detecção/adaptação proposto para as condições sem falha e com falha. O esquema proposto fornece um bom desempenho para o pêndulo rotacional, tanto na presença de um grande valor de atraso computacional, como também na presença de grande divergência de valores dos parâmetros do sistema.

Com o propósito de comparação, a Figura 7.10 mostra a performance do sistema sem o esquema de detecção e adaptação proposto: o sistema é instável quando a falha está presente.

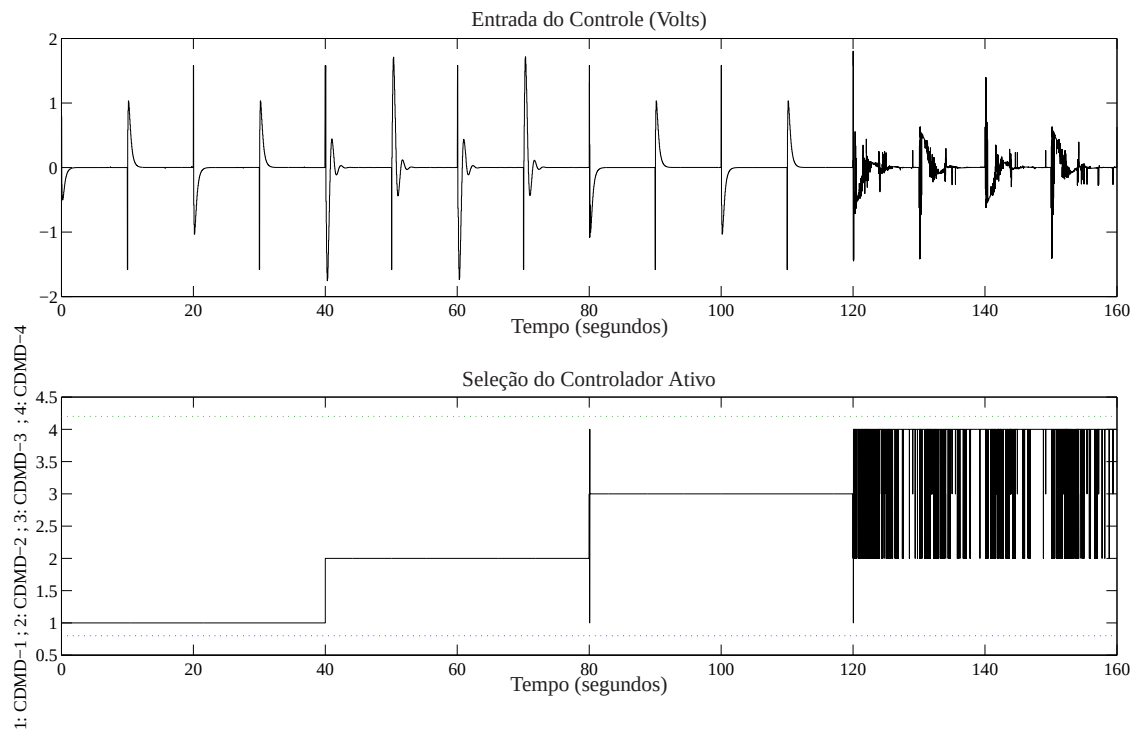


Figura 7.9: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Adaptação dos Controladores: Sinal de Controle e Seleção do Controlador Ativo.

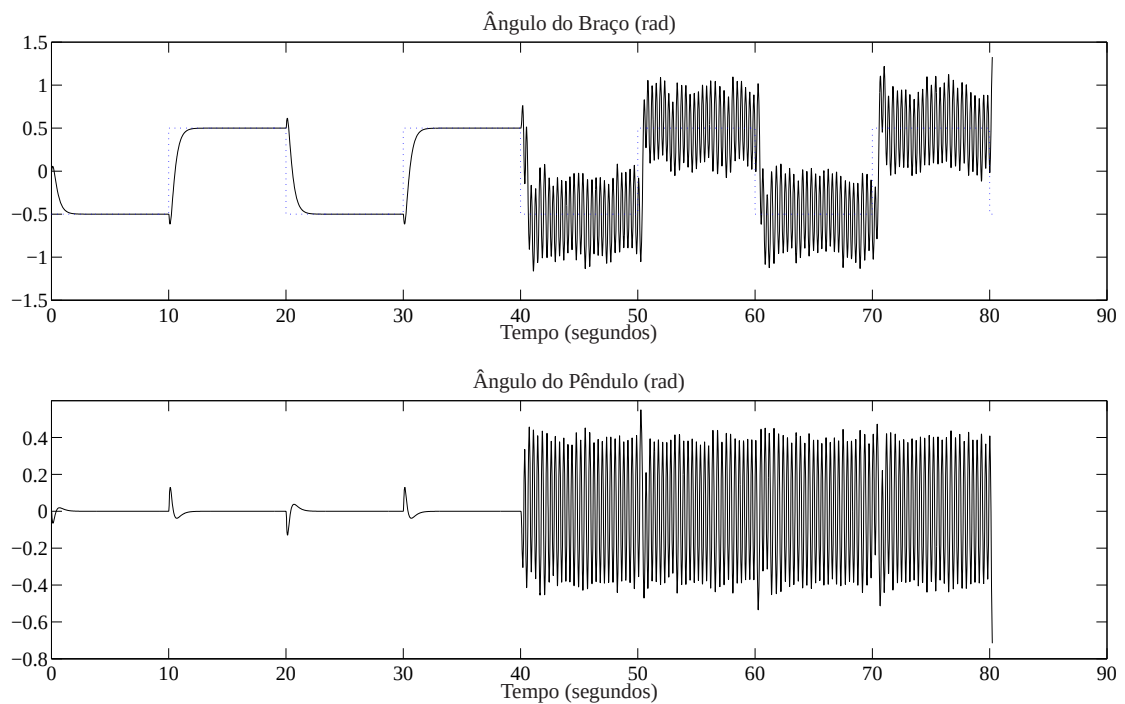


Figura 7.10: Esquema Inativo de Detecção de Falha e Adaptação do Controlador: Instabilidade.

7.2.2 Simulações e Resultado do Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero

O Sistema de Simulação de Vôo de Helicóptero também foi utilizado para testar o controle digital com o mesmo esquema de detecção/adaptação mostrado na Figura (5.2).

Valores Numéricos e Condições Adotadas

É assumido que apenas a saída da planta está disponível, que é $y^T = [\varepsilon, p, \lambda, \int \varepsilon dt, \int \lambda dt]$. Os estados são obtidos pela estimação do observador robusto com modos deslizantes.

A condição operacional inerente do sistema foi simulada como mostrado na Tabela 7.3. O caso sem falha indica que o sistema nominal está operando, tal que o sistema deverá ser controlado pelo CDMD-1, equação (2.28). A condição de falha 1, indica que ocorreu um atraso computacional de 0.009 segundos no sinal de controle, e assim o controlador CDMD-2 deve estar atuando, equação (4.45). O controlador CDMD-3 deverá atuar com a condição de falha 2, o que indica que o parâmetro L_h está com valor diferente do nominal (25%). A condição de falha 3 indica que a massa está o dobro mais pesada que o valor da massa nominal, e assim o CDMD-4 deve estar ativo. O período de amostragem é 0,01 segundos. Todas essas falhas implicam em oscilações ou até mesmo em instabilidade se o sistema não estiver controlado pelo controlador respectivo.

Tabela 7.3: Condição de Falha Inerente.

Tempo (segundos)	Condição	Tipo de Falha	Controlador Ideal Ativo
$0 \leq t < 40$	sem falha	Condição Nominal	CDMD-1
$40 \leq t < 80$	com falha (1)	Atraso no Tempo da Computação de 0,009 seg.	CDMD-2
$80 \leq t < 120$	com falha (2)	$L_h = 0,178/4$	CDMD-3
$120 \leq t < 160$	com falha (3)	$M_f = M_b = 0,713 \times 2$	CDMD-4

Para projeto do CDMD-1 e CDMD-2 foi usado o modelo de tempo discreto correspondente, com o período de amostragem de 0,01 segundos e atraso de 0,009 segundos, tal que

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0057 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0,01 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,0008 & 0,0047 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0008 & -0,0047 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Os valores numéricos da matriz G , usados no controle da equação (2.28) e da equação (4.45), são

$$G = 10^4 \begin{bmatrix} 0,4459 & 0,176 & 5,9044 & 0,0637 & 0,0098 & 2,055 & 0,7643 & 6,2141 \\ 0,4459 & -0,176 & -5,9044 & 0,0637 & -0,0098 & -2,055 & 0,7643 & -6,2141 \end{bmatrix}$$

Os valores do ganho do observador MD, equação (3.22) e equação (3.23), são

$$G_l = 10^3 \begin{bmatrix} 0,08 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,082 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,03 & 0 & 0 \\ 6,56 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2,46 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0006 & 2,4 & 0 & 0 \\ 0,001 & 0 & 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,001 & 0 & 0,02 \end{bmatrix}$$

e

$$G_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 82 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 30 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 80 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

O projeto do CDMD-3 faz com que somente as matrizes Φ , Γ e G sejam diferentes do projeto anterior

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0059 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0,01 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 0,0001 & 0 & 0,0008 & 0,0187 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0001 & 0 & 0,0008 & -0,0187 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$G = 10^4 \begin{bmatrix} 0,4459 & 0,0587 & 1,8949 & 0,0637 & 0,0033 & 0,6595 & 0,7643 & 1,9943 \\ 0,4459 & -0,0587 & -1,8949 & 0,0637 & -0,0033 & -0,6595 & 0,7643 & -1,9943 \end{bmatrix}$$

O projeto do CDMD-4 também faz com que somente as matrizes Φ , Γ e G sejam diferentes do projeto anterior

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,00564 & 0 & 0 & 0,0003 & 1 & 0 & 0 \\ 0,01 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 & 0,0001 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,0005 & 0,0023 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0005 & -0,023 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$G = 10^4 \begin{bmatrix} 0,7137 & 0,3519 & 1,185 & 0,102 & 0,0196 & 0,4124 & 1,2233 & 1,2472 \\ 0,7137 & -0,3519 & -1,185 & 0,102 & -0,0196 & -0,4124 & 1,2233 & -1,2472 \end{bmatrix}$$

Resultados da Simulação para o Período de Amostragem de 0,01 segundos e Atraso Computacional de 0,009 segundos

O período de amostragem usado foi de 0,01 segundos e o atraso computacional usado foi de 0,009 segundos. O sinal de referência usado para ambos os ângulos de elevação e de giro horizontal foi uma onda quadrada. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 7.11 e na Figura 7.12. Os valores numéricos da matriz Γ_1 são

$$\Gamma_1^T = \begin{bmatrix} 0,0007 & 0,0044 & 0 & 0,0758 & 0,468 & 0 & 0 & 0 \\ 0,0007 & -0,0044 & 0 & 0,0758 & -0,468 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

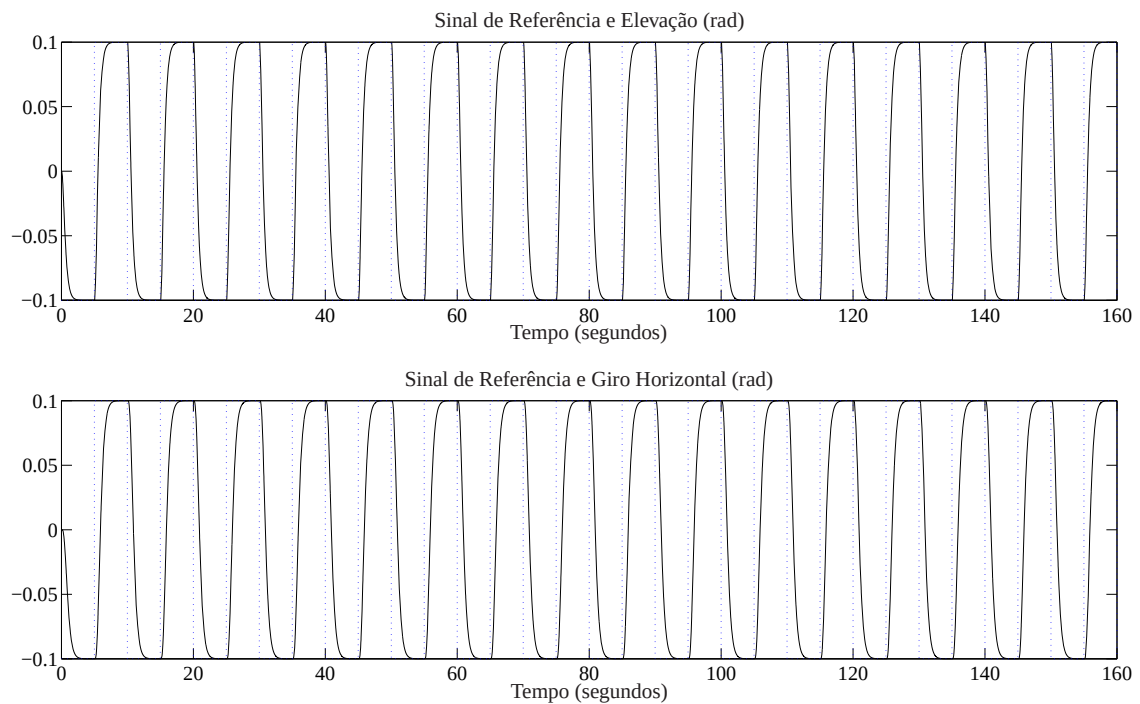


Figura 7.11: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Troca dos Controladores: Sinal de Referência, Ângulo de Elevação e Ângulo de Giro Horizontal.

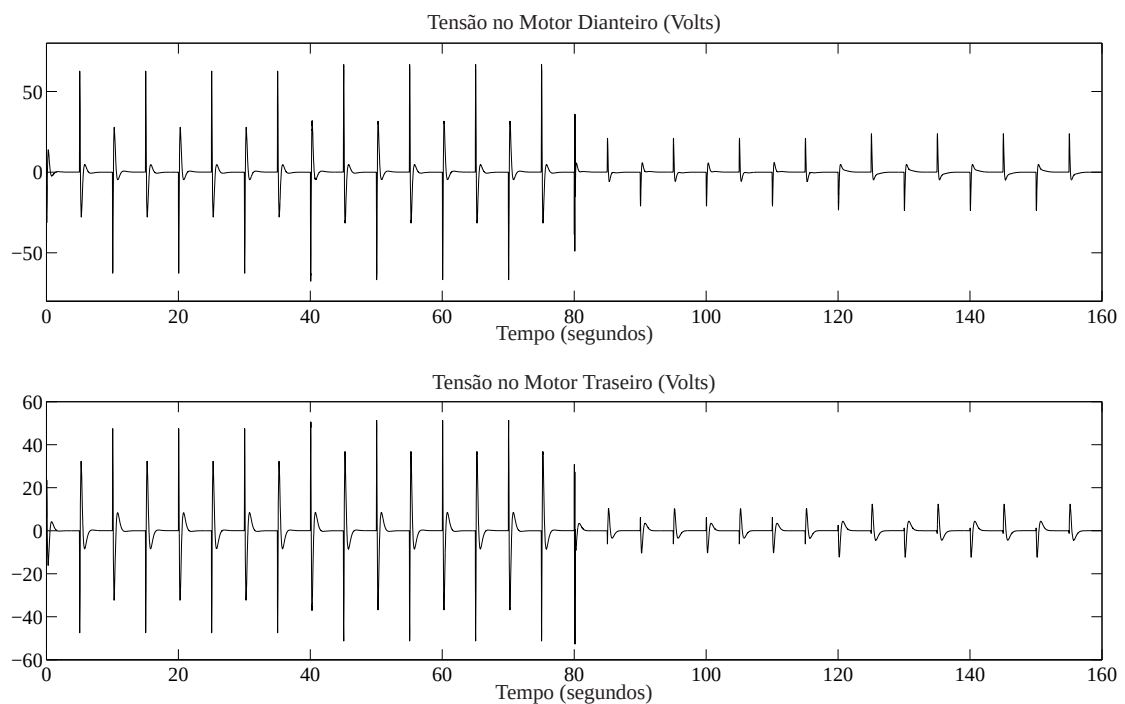


Figura 7.12: Esquema Ativo de Detecção de Falhas e Troca dos Controladores: Tensão no Motor Dianteiro (Volts) e Tensão no Motor Traseiro (Volts).

Os controladores CDMD foram adequadamente mudados pelo esquema de detecção e adaptação proposto para cada condição de sem falha/com falha. O esquema proposto fornece um bom desempenho para o Helicóptero 3-DOF, mesmo na presença de grandes valores de falhas, como o atraso computacional de 90% do período de amostragem e o comprimento entre os motores, com apenas 25% do seu valor nominal.

A Figura 7.13 mostra os resíduos r_k^1 , r_k^2 , r_k^3 e r_k^4 e os controladores ativos CDMD-1, CDMD-2, CDMD-3 e CDMD-4 respectivamente, sendo que quando o gráfico de Seleção do Controlador Ativo está na posição 1, indica que o CDMD-1 está ativo, na posição 2, tem-se o CDMD-2 ativo, na posição 3, o CDMD-3 que está ativo, e quando está na posição 4 indica que o CDMD-4 está ativo. Pode ser notado que os resíduos em certos momentos não são muito diferentes, mesmo assim, os controladores atuaram corretamente para cada situação de falha.

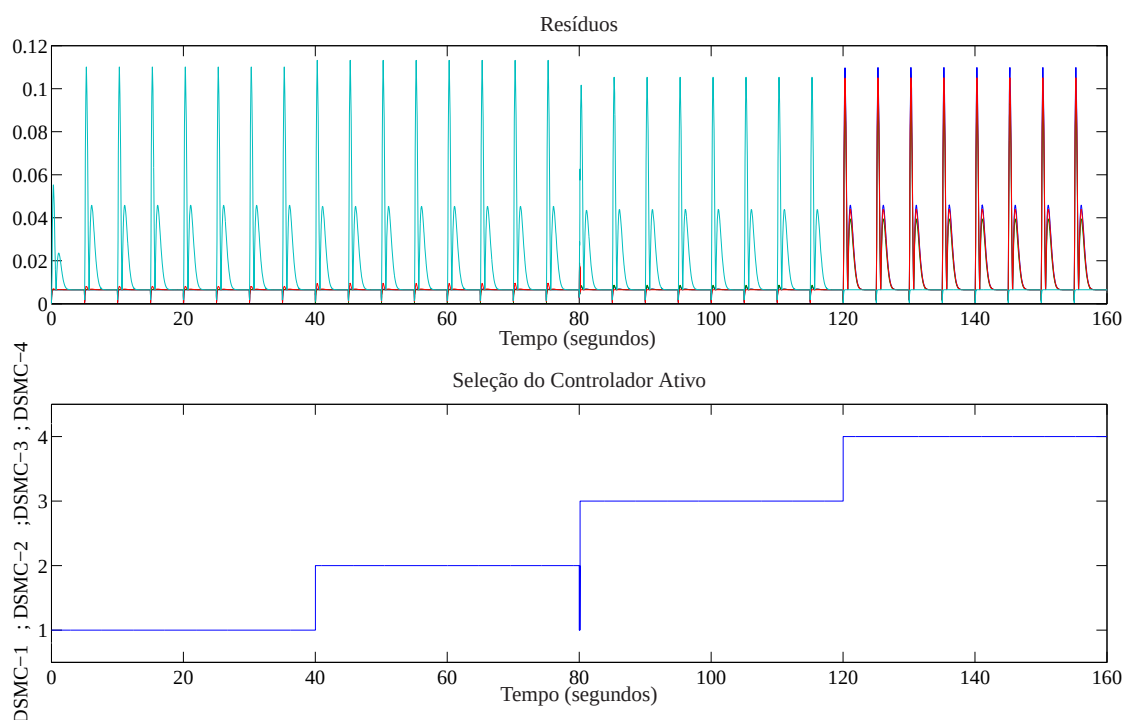


Figura 7.13: Resíduos e Seleção do Controlador Ativo.

A simulação de voo do Helicóptero sem o esquema de detecção/adaptação proposto também foi realizada e é apresentada na Figura 7.14 e Figura 7.15 com objetivo de comparação. Sem o esquema de detecção/adaptação, na Figura 7.14, o sistema passa a apresentar algumas oscilação até se tornar instável e na Figura 7.15 as tensões dos motores atingem valores muito altos quando o sistema está operando na condição de falha 2 tornando inviável o seu funcionamento e na condição de falha 3 o sistema já se torna instável.

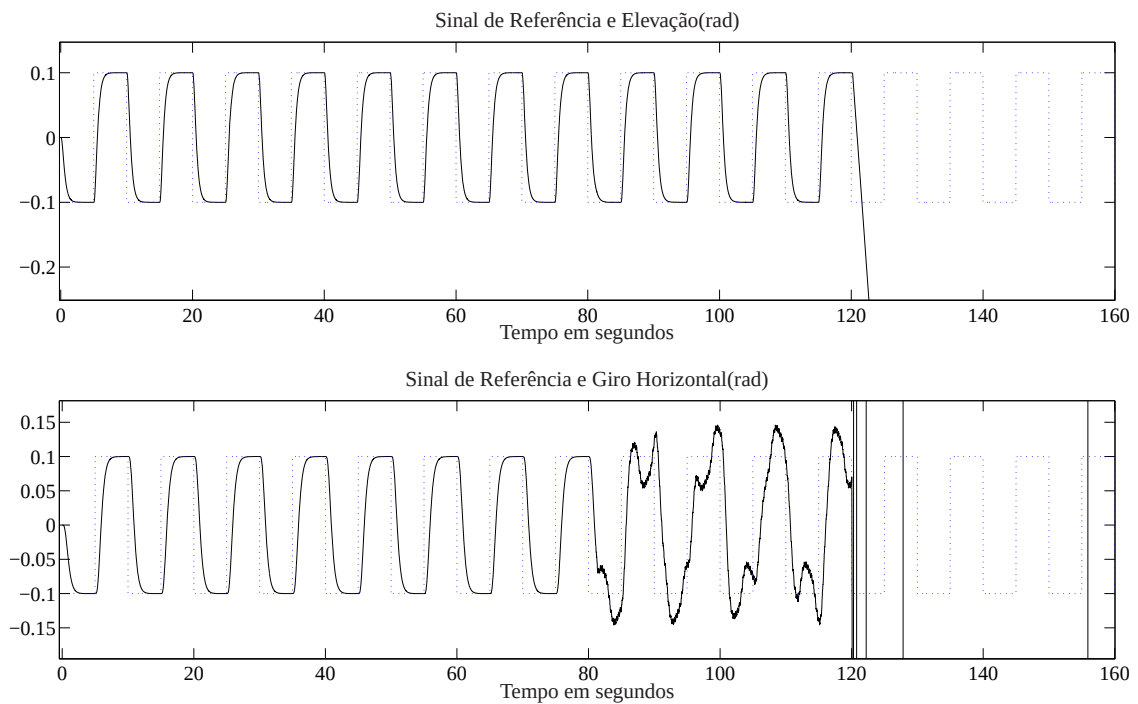


Figura 7.14: Esquema Inativo: Sinal de Referência, Ângulo de Elevação e Ângulo de Giro Horizontal: Oscilações e Instabilidade

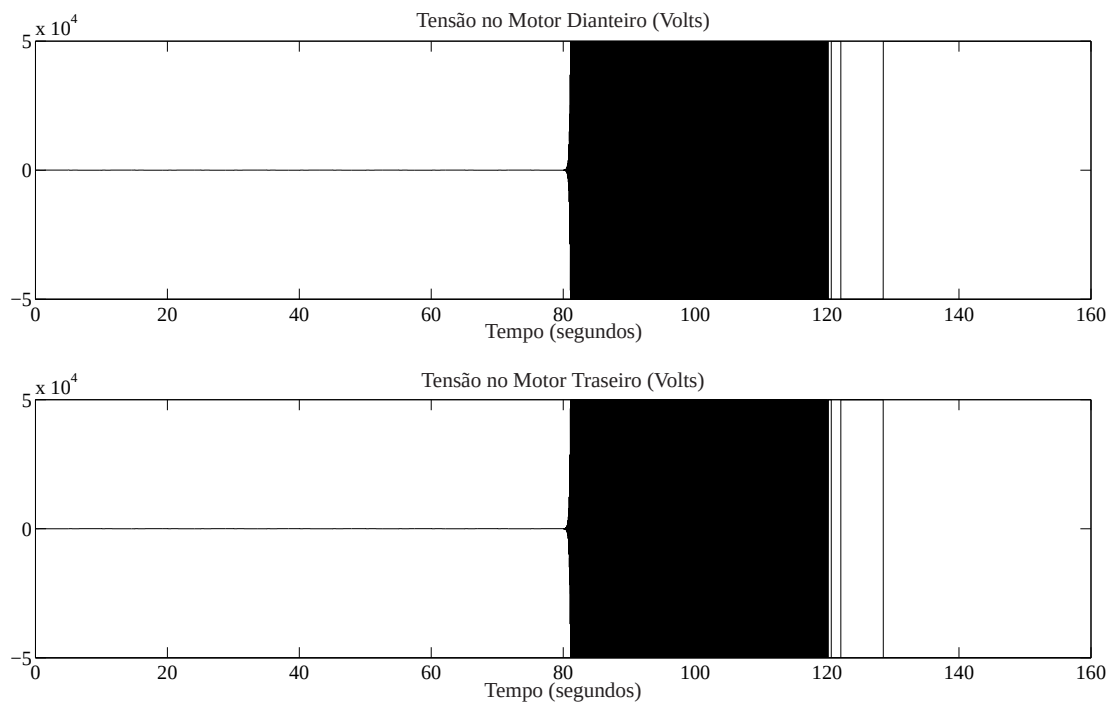


Figura 7.15: Esquema Inativo: Tensão no Motor Dianteiro (Volts) e Tensão no Motor Traseiro (Volts): Tensões Elevadas e Instabilidade.

7.3 Comentários

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações para o sistema de Vôo do Avião, sistema Pêndulo Invertido Rotacional e sistema de Vôo de Helicóptero. Pelos resultados obtidos, verifica-se que os sistemas buscam os sinais de referência e que quando uma falha ocorre, os controladores são adaptados, resultando em ótimos resultados das simulações. Verifica-se também que quando os esquemas estão inativos, os resultados apresentam oscilações e até mesmo instabilidade.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões finais.

8 *Conclusões*

Neste trabalho, tanto o sistema trabalhando com valores não nominais, como também o atraso no sinal de controle ou atraso computacional para gerar o sinal de controle, foram tratados como uma falha a ser detectada e os controladores foram trocados para melhorar a performance do sistema defeituoso. Para o propósito do desempenho do sistema não sofrer os efeitos do atraso no sinal de controle, foi mostrado resumidamente um controlador contínuo com estrutura variável e modos deslizantes que não considera o atraso (CEV-MD-o) e considerando o atraso no sinal de controle, foi evisto o projeto de um preditor contínuo e de um controlador contínuo com estrutura variável e modos deslizantes (CEV-MD-h) (GARCIA; BENNATON, 2002). Estes controladores contínuos foram utilizados para um esquema de detecção de falhas e adaptação dos controladores. Também foram revistos dois projetos de controle discreto com modos deslizantes: um controle com modos deslizantes discreto que não considera atraso computacional (CDMD-o) (GARCIA et al., 2005) e um controlador com modos deslizantes discreto que leva em conta o atraso computacional (CDMD-h) (CAUN, 2007), utilizados para o outro esquema de detecção e adaptação dos controladores.

Os resultados das simulações realizadas mostraram que os controladores apresentam robustez com respeito à certa classe de incertezas devido a não-linearidades, atraso no sinal de controle e alterações paramétricas do sistema, e que em algumas condições de operação dos sistemas, dois ou três controladores estavam ativos, deixando o sistema mais robusto.

A nova estratégia de detecção de falhas e adaptação do controlador foi apresentada, baseada na menor das funções de resíduos, tal que o sistema se tornasse mais robusto trabalhando com mais de um controlador dependendo da condição de operação do sistema. A estratégia proposta, utilizando controladores contínuos e tratando o atraso no sinal de controle como falha a ser detectada, foi aplicada ao modelo de eixos laterais do avião L-1011 em condições de voo (EDWARDS; SPURGEON, 1994). Para a estratégia de controle discreto, tratando de múltiplas falhas, foi aplicada ao Sistema Pêndulo Invertido Rotacional e ao Sistema de Voo de Helicóptero. Através dos resultados obtidos comprovou-se a eficácia dos novos esquemas para detecção de falhas e adaptação dos controladores às falhas.

Trabalhos Futuros: Analise detalhada vários controladores robustos atuando ao mesmo tempo na condição de operação do sistema. Obtenção de resultados práticos utilizando a técnica proposta.

Referências

- AEROSPACEWEB.ORG. *Bank angle and G's*. 2009. Disponível em: <<http://www.aerospaceweb.org/question/performance/q0146.shtml>>. Acesso em: 03 abr. 2009.
- CAUN, A. P. *Modos deslizantes discretos em sistemas incertos de natureza instável com atraso na computação do sinal de controle*. 2007. 94f. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2007. Disponível em: <http://www.dee.feis.unesp.br/pos/teses/arquivos/200-dissertacao_alessandro_da_ponte_caun.pdf>. Acesso em: 17 mar. 2008.
- DAMAZO, G. A. *Controle com modos deslizantes discreto aplicado em sistemas com atraso e acesso somente à saída*. 2008. 98f. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2008. Disponível em: <http://www.dee.feis.unesp.br/pos/teses/arquivos/225-dissertacao_graciliano_antonio_damazo.pdf>. Acesso em: 08 set. 2008.
- DECARLO, R. A.; ZAK, S. H.; MATTHEWS, G. P. Variable structure control of nonlinear and multivariable systems: a tutorial. *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, New York, v. 76, n. 3, p. 212–232, 1988.
- DHAHRI, S.; HMIDA, F. B.; SELLAMI, A.; GOSSA, M. LMI-based sliding-mode observer design method for reconstruction of actuator and sensor faults. *International Journal on Sciences and Techniques of Automatic Control*, Tunisia, v. 1, n. 1, p. 91–107, 2007.
- EDWARDS, C.; SPURGEON, S. K. On the development of discontinuous observers. *International Journal of Control*, London, v. 59, n. 5, p. 1211–1229, 1994.
- FRANK, P. M. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy - A survey and some new results. *Automática*, New York, v. 26, p. 459–474, 1990.
- FRANK, P. M.; DING, X. Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems. *Journal Process Control*, Oxford, v. 7, n. 6, p. 403–424, 1997.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. *Digital control of dynamics systems*. 3 ed. Menlo Park: Addison Wesley Longman, 1998.
- FURUTA, K. Sliding mode control of a discrete system. *Systems & Control Letters*, Amsterdam, v. 14, p. 145–152, 1990.
- GARCIA, J. P. F.; GARCIA, L. M. C. F.; APOLINÁRIO, G. C.; RODRIGUES, F. B. Sliding mode for detection and accommodation of computation time delay fault. *International Congress on Engineering and Computer Education*, Buenos Aires, v. 1, n. 1, 2009.

GARCIA, J. P. F.; GARCIA, L. M. C. F.; RODRIGUES, F. B.; APOLINÁRIO, G. C. Fault detection and control adaptation applied on the rotary motion inverted pendulum system. *8 th Brazilian Conference on Dynamics*, Bauru, 2009.

GARCIA, J. P. F.; RIBEIRO, J. M. S.; SILVA, J. J. F.; MARTINS, E. S. Continuous-time and discrete-time sliding mode control accomplished by a computer. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, Stevenage, v. 152, n. 2, p. 220–228, 2005.

GARCIA, L. M. C. F. *Controle com estrutura variável e modos deslizantes em sistemas incertos com atraso no controle*. 2002. 92f. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2002.

GARCIA, L. M. C. F.; BENNATON, J. F. Sliding mode control for uncertain input-delay systems with only plant output access. In: PROCEEDING OF THE INTERNATIONAL WORKSHOP ON VARIABLE STRUCTURE SYSTEMS, 7, 2002, Sarajevo. *Proceedings of the...* Sarajevo: S.n., 2002. p. 175–184.

GUO, J.; ZHANG, X. Advance in discrete-time sliding mode variable structure control theory. In: PROCEEDINGS OF THE WORLD CONGRESS ON INTELLIGENT CONTROL AND AUTOMATION, 4, 2002, Shanghai. *Proceedings of the...* Shanghai: S.n., 2002. v. 2, p. 878–882.

JANARDHANAN, S.; BANDYOPADHYAY, B.; TAKAR, V. K. Discrete-time output feedback sliding mode control for time-delay systems in uncertainty. In: PROCEEDING OF IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL APPLICATIONS, 2004, Taipei. *Proceedings of the...* Taipei: IEEE, 2004. p. 1358–1363.

JIN, J.; KO, X.; RYOO, C. Fault tolerant control for satellites with four reaction wheels. *Control Engineering Practice*, Pergamon, v. 16, n. 10, p. 1250–1258, 2008.

KOSHKOUEI, A. J.; ZINOBER, A. S. I. Discrete-time sliding mode control design. In: PROCEEDINGS OF THE IFAC WORLD CONGRESS, 13, 1996, San Francisco. *Proceedings of the...* California: S.n., 1996. p. 481–486.

LEE, S. M.; LEE, B. H. A discrete-time sliding mode controller and observer with computation time delay. *Control Engineering Practice*, Pergamon, v. 7, n. 8, p. 943–955, 1999.

LIU, G.; JIANG, B.; ZHANG, Y. Sliding mode observer-based fault detection and isolation in flight control systems. In: PROCEEDINGS OF THE IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL APPLICATIONS, 16, 2007, Singapore. *Proceedings of the...* Singapore: IEEE, 2007. 1049–1054.

MAHMOUD, M. S. *Robust control and filtering for time-delay systems*. New York: Marcel Dekker, 2000.

OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 3. ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1993.

PARK, P.; MOON, Y. S.; KWON, W. H. A stabilizing output-feedback linear quadratic control for pure input-delayed systems. *International Journal of Control*, London, v. 72, n. 5, p. 385–391, 1999.

- QUANSER CONSULTING INC. *Rotary motion inverted pendulum - User's manual*. [S.l.: S.n.]. 2005.
- QUANSER INNOVATE EDUCATE. *3-DOF Helicopter - Reference Manual*. [S.l.: S.n.]. 2007.
- RIBEIRO, J. M. S. *Controle discreto com modos deslizantes em sistemas incertos com atraso no sinal de controle*. 2006. 122f. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006. Disponível em: <http://www.dee.feis.unesp.br/pos/teses/arquivos/027-tese_jean_marcos_de_souza_ribeiro.pdf>. Acesso em: 17 mar. 2008.
- RICHARD, J. P. Time delay systems: an overview of some recent advances and open problems. *Automática*, Pergamon, v. 39, p. 1667–1694, 2003.
- ROH, Y. H.; OH, J. H. Sliding mode control with uncertainty adaptation for uncertain input-delay systems. *International Journal of Control*, London, v. 73, n. 10, p. 1255–1260, 2000.
- SIMANI, S.; PATTON, R. J. Fault diagnosis of an industrial gas turbine prototype using a system identification approach. *Control Engineering Practice*, Pergamon, v. 16, n. 7, p. 769–786, 2008.
- SPURGEON, S. K.; DAVIES, R. A nonlinear control strategy for robust sliding mode performance in the presence of unmatched uncertainty. *International Journal of Control*, London, v. 57, n. 5, p. 1107–1123, 1993.
- SPURGEON, S. K.; EDWARDS, C. *Sliding mode control: theory and applications*. Padstow, UK: Taylor & Francis, 1998.
- TEIXEIRA, A. J. *Detecção, identificação e reconfiguração de falhas múltiplas em sensores de sistemas lineares invariantes no tempo*. 2005. 312f. Tese (Doutorado) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2005.
- THE MATH WORKS INC. *MATLAB user's guide*. [S.l.: S.n.]. 2005.
- UTKIN, V. I. *Sliding modes and their applications in variable structure systems*. Moscow: Mir-Publishers, 1978.
- UTKIN, V. I. *Sliding modes in control and optimization*. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- ZHANG, Y.; JIANG, J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, Pergamon, v. 32, p. 229–252, 2008.