

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

CAP FRANCISCO EDUARDO LIMA DE MEDEIROS

**TÉCNICAS  $H_\infty$  COM ESCALONAMENTO DE GANHOS  
APLICADAS NO SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE  
DE VEÍCULOS LANÇADORES DE SATÉLITES**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Paulo César Pellanda, Dr. ENSAE

Co-orientador: Waldemar de Castro Leite Filho, D.Sc.

Rio de Janeiro  
2005

c2005

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA  
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha  
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

D001 Francisco E. L. de Medeiros.

TÉCNICAS  $H_\infty$  COM ESCALONAMENTO DE GANHOS APLICADAS NO SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE DE VEÍCULOS LANÇADORES DE SATÉLITES. Francisco Eduardo Lima de Medeiros. Rio de Janeiro : Instituto Militar de Engenharia, 2005.

84 p.: il, graf., tab.

Dissertação (mestrado) - Instituto Militar de Engenharia - Rio de Janeiro, 2005.

1. Controle de sistemas dinâmicos. 2. Controle  $H_\infty$ . I. Francisco E. L. de Medeiros II. Instituto Militar de Engenharia. III. Título.

CDD 629.8312

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

CAP FRANCISCO EDUARDO LIMA DE MEDEIROS

TÉCNICAS  $H_\infty$  COM ESCALONAMENTO DE GANHOS APLICADAS  
NO SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE DE VEÍCULOS  
LANÇADORES DE SATÉLITES

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Paulo César Pellanda, Dr. ENSAE.

Co-orientador: Waldemar de Castro Leite Filho, D.Sc.

Aprovada em 21 de Janeiro de 2005 pela seguinte Banca Examinadora:

---

Paulo César Pellanda, Dr. ENSAE do IME - Presidente

---

Waldemar de Castro Leite Filho, D.Sc. do IAE

---

Geraldo Magela Pinheiro Gomes, Dr. ENSAE do IME

---

Antonio Eduardo Carrilho da Cunha, Dr. Eng. do IME

Rio de Janeiro  
2005



Aos meus pais Francisco e Roza, ao meu filho Pedro Henrique e à minha esposa Josiany.

## AGRADECIMENTOS

Aos meus orientadores que com extrema competência, dedicação e amizade tornaram possível a conclusão desta tese.

Aos integrantes do Departamento de Engenharia Elétrica do IME, pelo apoio prestado ao longo da elaboração deste trabalho.

Aos meus amigos de curso pelos ótimos momentos de convivência.

À minha família pela compreensão e incentivo demonstrados no transcorrer desta árdua jornada.

## SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....	9
LISTA DE TABELAS .....	12
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS .....	13
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>16</b>
1.1 CONTEXTO E MOTIVAÇÃO.....	16
1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO.....	17
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	17
<b>2 ANÁLISE DO SISTEMA DE CONTROLE DO VLS .....</b>	<b>19</b>
2.1 INTRODUÇÃO.....	19
2.2 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO LANÇADOR .....	19
2.3 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE DO VLS .....	23
2.4 MODELAGEM DA DINÂMICA DE CORPO RÍGIDO DO VLS .....	23
2.5 PROJETO DO CONTROLADOR PID .....	24
2.6 OS MODOS DE FLEXÃO DO VLS .....	28
2.7 ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA PELO LUGAR DAS RAÍZES .....	32
2.8 ANÁLISE DO SISTEMA A TEMPO VARIANTE.....	40
2.9 CONCLUSÃO .....	43
<b>3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....</b>	<b>45</b>
3.1 INTRODUÇÃO.....	45
3.2 ELEMENTOS DA TEORIA DE CONTROLE ROBUSTO .....	45
3.2.1 NORMA $H_\infty$ .....	45
3.2.2 PROBLEMA DE ESTABILIDADE ROBUSTA .....	46
3.3 ELEMENTOS DA TEORIA DE ALGORITMOS GENÉTICOS .....	47
3.4 CONCLUSÃO .....	51
<b>4 ANÁLISE <math>H_\infty</math> DO SISTEMA DE CONTROLE .....</b>	<b>52</b>
4.1 INTRODUÇÃO.....	52

4.2	DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE SÍNTESE/ANÁLISE .....	52
4.3	CONTROLADOR $H_\infty$ .....	54
4.4	ANÁLISE DA ROBUSTEZ $H_\infty$ DO SISTEMA COM CONTROLA- DOR PID .....	55
4.5	EMPREGO DO FILTRO DE REJEIÇÃO DE FAIXA VARIÁVEL .....	58
4.6	ANÁLISE DO POSICIONAMENTO DO FILTRO DE REJEIÇÃO DE FAIXA .....	60
4.7	CONCLUSÃO .....	61
<b>5</b>	<b>SÍNTESE DE CONTROLADORES PID ROBUSTOS VIA AG ...</b>	<b>66</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	66
5.2	O PROJETO .....	66
5.3	COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS DE PROJETO JÁ DESEN- VOLVIDOS .....	74
5.4	CONCLUSÃO .....	75
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL E PERSPECTIVAS FUTURAS .....</b>	<b>78</b>
<b>7</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>80</b>
<b>8</b>	<b>APÊNDICE - PROGRAMAS MATLAB UTILIZADOS NESTE TRABALHO .....</b>	<b>82</b>
8.1	S-FUNCTION DO BLOCO PLANTA .....	82
8.2	PROGRAMA DE ALGORITMO GENÉTICO .....	84



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Arquitetura do VLS. ....	20
FIG.2.2	Dispositivo para ensaio dos modos de flexão da estrutura do VLS. ....	21
FIG.2.3	Ensaio aerodinâmicos realizados em túnel de vento. ....	22
FIG.2.4	Eventos do lançamento do VLS. ....	22
FIG.2.5	Diagrama de blocos do sistema de controle. ....	23
FIG.2.6	Evolução temporal do momento angular $M_\alpha$ do VLS. ....	25
FIG.2.7	Evolução temporal do momento angular $M_\beta$ do VLS. ....	25
FIG.2.8	Evolução temporal do momento angular $M_q$ do VLS. ....	26
FIG.2.9	Evolução temporal do ganho integral $K_i$ do controlador PID. ....	27
FIG.2.10	Evolução temporal do ganho derivativo $K_g$ do controlador PID. ....	27
FIG.2.11	Evolução temporal do ganho proporcional $K_c$ do controlador PID. ....	28
FIG.2.12	Evolução temporal da frequência do 1º modo de flexão. ....	29
FIG.2.13	Evolução temporal da frequência do 2º modo de flexão. ....	30
FIG.2.14	Deformação elástica estrutural gerada pelo primeiro modo de flexão. ....	30
FIG.2.15	Diagrama de Bode do filtro de rejeição de faixa. ....	31
FIG.2.16	Planta generalizada $G(s)$ . ....	32
FIG.2.17	Controlador generalizado $K(s)$ . ....	32
FIG.2.18	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} - 2$ . ....	33
FIG.2.19	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} - 1$ . ....	34
FIG.2.20	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1}$ . ....	34
FIG.2.21	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} + 1$ . ....	35
FIG.2.22	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} + 2$ . ....	35
FIG.2.23	Gráfico do lugar das raízes do 2º modo de flexão em 20s. ....	38
FIG.2.24	Gráfico do lugar das raízes do 2º modo de flexão em 50s. ....	38
FIG.2.25	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} + 0.7$ , em 20s. ....	39
FIG.2.26	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} + 0.7$ , em 35s. ....	39
FIG.2.27	Gráfico do lugar das raízes para $W_z = W_{f1} + 0.7$ , em 50s. ....	40
FIG.2.28	Gráfico da resposta do sistema sem filtro de rejeição. ....	41
FIG.2.29	Gráfico da resposta do sistema com $W_z = 32$ rad/s. ....	41
FIG.2.30	Gráfico do erro de resposta do sistema com $W_z = 32$ rad/s. ....	42
FIG.2.31	Gráfico da resposta do sistema com $W_z = 34$ rad/s. ....	42

FIG.2.32	Gráfico do erro de resposta do sistema com $W_z = 34 \text{ rad/s}$ . . . . .	43
FIG.3.1	Estrutura de controle $H_\infty$ . . . . .	47
FIG.4.1	Evolução temporal do Diagrama de Bode do filtro de análise/síntese $W(s)$ . . . . .	53
FIG.4.2	Diagrama do sistema utilizado para análise/síntese $H_\infty$ . . . . .	53
FIG.4.3	Diagrama de Bode do sistema utilizado para análise/síntese $H_\infty$ . . . . .	55
FIG.4.4	Diagrama do sistema para análise $H_\infty$ com controlador PID. . . . .	55
FIG.4.5	Diagrama do sistema para análise $H_\infty$ com controlador PID. . . . .	57
FIG.4.6	Evolução temporal da norma $H_\infty$ - Comparação entre os controladores PID. . . . .	58
FIG.4.7	Evolução temporal da norma $H_\infty$ - Antecipação do chaveamento do filtro de rejeição . . . . .	59
FIG.4.8	Evolução temporal da norma $H_\infty$ - Comparação entre técnicas de controle. . . . .	60
FIG.4.9	Diagrama do sistema para análise $H_\infty$ - PID e filtro no canal direto. . . . .	62
FIG.4.10	Evolução temporal da norma $H_\infty$ para $W_z = 34 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	62
FIG.4.11	Evolução temporal da norma $H_\infty$ para $W_z = 36 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	63
FIG.4.12	Evolução temporal da norma $H_\infty$ para $W_z = 38 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	63
FIG.4.13	Evolução temporal da norma $H_\infty$ para $W_z = 40 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	64
FIG.4.14	Evolução temporal da norma $H_\infty$ para $W_z = 42 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	64
FIG.4.15	Diagrama de Bode $W_z = 34 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	65
FIG.4.16	Diagrama de Bode $W_z = 40 \text{ rad/s}$ - Comparação entre canal direto e canal de realimentação. . . . .	65
FIG.5.1	Fluxograma de operação da síntese via AG. . . . .	67
FIG.5.2	Evolução temporal do ganho $K_c$ projetado sem restrição de variação. . . . .	68

FIG.5.3	Evolução temporal do ganho $K_i$ projetado com restrição de variação. ....	69
FIG.5.4	Evolução temporal do ganho $K_g$ projetado com restrição de variação. ....	70
FIG.5.5	Evolução temporal do ganho $K_c$ projetado com restrição de variação. ....	70
FIG.5.6	Resposta ao degrau do sistema congelado em 5 segundos de vôo. ....	71
FIG.5.7	Resposta ao degrau do sistema congelado em 15 segundos de vôo. ....	71
FIG.5.8	Resposta ao degrau do sistema congelado em 25 segundos de vôo. ....	72
FIG.5.9	Resposta ao degrau do sistema congelado em 35 segundos de vôo. ....	72
FIG.5.10	Resposta ao degrau do sistema congelado em 45 segundos de vôo. ....	73
FIG.5.11	Resposta ao degrau do sistema congelado em 55 segundos de vôo. ....	73
FIG.5.12	Evolução temporal da norma $H_\infty$ - Sem filtro de rejeição de faixa. ....	74
FIG.5.13	Evolução temporal da norma $H_\infty$ - Com filtro de rejeição de faixa. ....	75
FIG.5.14	Gráfico da resposta do sistema com $W_z = 34$ rad/s. ....	76
FIG.5.15	Gráfico do erro de resposta do sistema com $W_z = 34$ rad/s. ....	76
FIG.5.16	Evolução temporal da norma $H_\infty$ - Comparação entre técnicas de projeto. ....	77

## LISTA DE TABELAS

TAB.2.1	Frequência dos modos flexíveis. ....	29
TAB.2.2	Ângulo de partida do 1° modo de flexão ( $\alpha$ ) ....	37
TAB.3.1	Relação entre o processo de evolução natural e o problema. ....	48
TAB.4.1	Pólos e zeros da função de transferência do canal de incertezas. ....	54
TAB.4.2	Pólos e zeros da função de transferência do canal de incertezas. ....	56

## LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

### SIGLAS

IME	Instituto Militar de Engenharia
VLS	Veículo Lançador de Satélites brasileiro
IAE	Instituto de Aeronáutica e Espaço
CTA	Centro Técnico Aeroespacial
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
LQ	Linear Quadrático
LMI	Desigualdades Matriciais Lineares
TPG	Teorema do Pequeno Ganho
AG	Algoritmos Genéticos
BLG	Bloco Girométrico

## RESUMO

Esta dissertação introduz uma abordagem de análise e síntese  $H_\infty$  do sistema de controle do Veículo Lançador de Satélites brasileiro (VLS). A estratégia de controle atualmente empregada baseia-se em uma estrutura do tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) onde os ganhos são ajustados através da técnica de controle ótimo linear quadrático para atender critérios de desempenho estacionário. Os efeitos dos modos de flexão são atenuados pela inserção de um filtro rejeita-faixa na malha de realimentação. Uma técnica de escalonamento de ganhos é também utilizada para compensar variações paramétricas e não-linearidades do modelo da planta, atualizando em tempo real a estrutura PID.

Inicialmente, este estudo mostra que o efeito da utilização do filtro rejeita-faixa é semelhante ao produzido pelo uso de um controlador  $H_\infty$  projetado para rejeitar dinâmicas flexíveis. Em um segundo passo, a análise  $H_\infty$  proposta indica que uma execução antecipada da manobra de chaveamento do filtro, necessária para assegurar a estabilidade quando da transição do primeiro para o segundo estágio, pode conduzir a melhores resultados em termos de atenuação do modo de oscilação considerado. Além disso, a evolução temporal da norma  $H_\infty$  do canal da dinâmica de flexão, para o sistema em malha fechada, sinaliza que os desempenhos no tempo e na frequência podem melhorar se o filtro for implementado em cascata com a planta, ao invés de na malha de realimentação, e se os seus parâmetros também forem escalonados durante o vôo atmosférico.

Finalmente, uma nova abordagem de síntese  $H_\infty$  via Algoritmos Genéticos (AG) é implementada sobre uma seqüência de pontos de operação e sob restrições de desempenho no domínio do tempo e de estrutura do controlador. Como resultado, um conjunto de controladores PID mais robustos e facilmente interpoláveis é obtido e testado.

## ABSTRACT

This paper introduces approaches for  $H_\infty$  analysis and synthesis of the attitude control system of the Brazilian satellite launcher vehicle (VLS). The control strategy currently used in VLS is based on a PID structure, where the gains are tuned through a quadratic linear optimal control technique to reach some stationary performance criteria. The bending modes effects are attenuated by the insertion of a band-rejection filter in the feedback loop. A gain scheduling technique is also used to compensate parameter variations and nonlinearities in the plant model by updating the PID structure in real time.

This study firstly shows that the effect of introducing a band-rejection filter is similar to that produced by the use of an  $H_\infty$  controller synthesized to reject flexible dynamics. Next, the proposed  $H_\infty$  analysis indicates that the filter-switching maneuver, necessary to ensure stability at the time of the transition from the first to the second stages, should be performed earlier to get better results in terms of attenuation of the considered oscillation modes. Then, time evolutions of the  $H_\infty$  norm of the closed-loop flexible dynamics channel pointed out that improvements in time and frequency performances are possible if the filter is implemented in cascade with the plant instead in the feedback loop and if its parameters are also scheduled during the atmospheric flight.

Finally, a new  $H_\infty$  synthesis approach via genetic algorithms is performed over a sequence of operating points and under time domain performance restrictions and controller structure constraints. As a result, a set of corresponding robust PID controllers, which are amenable to interpolation, is obtained and tested.

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTO E MOTIVAÇÃO

Os veículos de lançamento geralmente são longos e delgados. Por ser um corpo contínuo, o seu movimento elástico é teoricamente descrito por um modelo de ordem infinita, ou seja, com infinitos modos de flexão. Por causa destas características físicas e geométricas, em qualquer projeto de piloto automático deve-se também considerar a natureza flexível do lançador. O desempenho e a estabilidade do sistema de controle são altamente dependentes da inclusão das dinâmicas de flexão no modelo do veículo. Como os sensores medem não só o movimento rígido do corpo, mas também a deformação elástica local, sob circunstâncias adversas, o torque do sistema de controle pode excitar alguns desses modos, produzindo oscilações que podem desestabilizar o lançador. O problema de estabilização dos modos flexíveis é uma das partes mais difíceis do projeto do piloto automático do veículo de lançamento, haja vista que as propriedades desses modos não são conhecidas com grande precisão e também porque a frequência deles varia com tempo de vôo, como é visto em GREENSITE (1970). A definição da metodologia de projeto de controle em uma aplicação aeroespacial é dependente do conhecimento da arquitetura do sistema e do objetivo da missão. Conseqüentemente, a metodologia é baseada no modelo da planta, na estrutura do controlador e no algoritmo de controle. Apesar do contínuo desenvolvimento da teoria de controle moderno no campo aeroespacial, a metodologia clássica de projeto continua sendo a mais utilizada nos projetos de sistemas de controle de lançadores. Somente nos últimos anos, técnicas modernas de controle robusto  $H_\infty$  associadas a técnicas de escalonamento de ganhos começaram a ser estudadas e aplicadas para a solução do problema de rejeição dos modos de flexão em veículos de lançamento. Em VOINOT (2002a), VOINOT (2002d), VOINOT (2002c) e VOINOT (2002b) são apresentados alguns desses estudos, sendo empregadas algumas das técnicas desenvolvidas em PELLANDA (2001). Em MAUFFREY (2003), são apresentados aspectos relativos à implementação prática e à industrialização dessas técnicas no projeto do sistema de controle do lançador europeu ARIANE 5. O projeto do sistema de controle de atitude do VLS foi desenvolvido no Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE), do Centro Técnico Aeroespacial (CTA). Uma exposição minuciosa das características do VLS, tanto da sua dinâmica de corpo rígido como da dinâmica de seu movimento de flexão, é apresentada



em KIENITZ (1993), LEITE FILHO (2000), RAMOS (2003) e RAMOS (2002). A metodologia clássica utilizada no sistema de controle de atitude do VLS é baseada no emprego de controladores com estrutura PID. Os ganhos são ajustados através da técnica de controle ótimo Linear Quadrático (LQ) para atender requisitos de desempenho estacionário. Estes ganhos são escalonados em tempo real para compensar as variações paramétricas do sistema. A estratégia adotada para cálculo dos ganhos dos controladores PID é mostrada em RAMOS (2003). Os efeitos dos modos de flexão são atenuados pela inserção de filtros rejeita-faixa na malha de realimentação, como pode ser visto em LEITE FILHO (2000) e RAMOS (2002). A metodologia de simulação hardware-in-loop do sistema é apresentada em LEITE FILHO (1996). Apesar dos resultados obtidos nos lançamentos já executados serem considerados satisfatórios, o desenvolvimento do projeto de controle de atitude do VLS carece de uma análise de robustez aos modos de flexão mais aprofundada.

## 1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver uma metodologia de análise do sistema de controle de atitude do VLS baseada em técnicas  $H_\infty$ .

Para alcançar o objetivo principal, propõe-se atingir os seguintes objetivos intermediários:

- aplicar técnicas de análise e de síntese  $H_\infty$  no problema de atitude do VLS, visando verificar as características de robustez do controlador atualmente utilizado, sugerindo possíveis modificações na estratégia de controle empregada;
- aplicar técnicas de síntese  $H_\infty$  no mesmo problema de controle, sob restrições estruturais e de desempenho temporal, a fim de obter controladores PID robustos aos modos de flexão, comparando-os com os demais projetos já aplicados no VLS.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A dissertação está organizada em 5 capítulos, além desta introdução. Os capítulos estão organizados da seguinte maneira:

- O Capítulo 2.0 apresenta os aspectos mais relevantes do projeto de controle atualmente empregado e uma análise global do mesmo por intermédio de técnicas clássicas. Também são apresentadas algumas características técnicas do VLS.

- O Capítulo 3.0 apresenta resumidamente as ferramentas teóricas básicas utilizadas neste estudo. São abordadas a teoria de controle robusto  $H_\infty$  e a de algoritmos genéticos.
- No Capítulo 4.0 é apresentado um processo de síntese e análise do sistema de controle atualmente empregado via técnicas  $H_\infty$ .
- O Capítulo 5.0 apresenta uma nova abordagem do projeto do controlador PID. Foi utilizado um processo de síntese via algoritmos genéticos e norma  $H_\infty$ , ponderando critérios de desempenho pré-estabelecidos com a robustez do sistema aos modos de flexão.
- No Capítulo 6.0 são apresentadas conclusões tiradas a partir dos resultados obtidos ao longo do trabalho apontando para perspectivas futuras.

Os Capítulos 4.0 e 5.0 constituem o cerne do trabalho e englobam as contribuições do mesmo.

O Apêndice apresenta os programas MATLAB utilizados neste trabalho.

## 2 ANÁLISE DO SISTEMA DE CONTROLE DO VLS

### 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por finalidade apresentar os aspectos mais relevantes do projeto do sistema de controle de atitude atualmente empregado no VLS. Também são consideradas as características não estacionárias da planta e do controlador, com verificação da sua implicação na estabilidade e no desempenho do sistema a tempo variante.

### 2.2 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO LANÇADOR

O VLS é um lançador de satélites convencional que parte de uma plataforma terrestre. Na decolagem, o comprimento do veículo é de 19 m, a massa é de 50 toneladas e o empuxo de 1000 kN. A propulsão principal é fornecida por propulsores a propelente sólido, em todos os estágios. O desempenho do VLS permite a inserção de satélites, com massa de 100 a 350 Kg, em órbita circulares de 250 a 1000 km, em larga faixa de inclinações, desde as equatoriais até as polares.

A arquitetura do VLS é apresentada na FIG. 2.1. Ela é constituída de quatro estágios. O primeiro estágio é formado por quatro propulsores iguais, que operam simultaneamente e são fixados simetricamente ao segundo estágio. Suas tubeiras são móveis para permitir o controle de atitude do veículo. Todas as quatro tubeiras têm uma inclinação fixa, para minimizar as perturbações sobre o veículo, resultantes de possíveis diferenças entre os quatro propulsores, no fim da queima do primeiro estágio. O propulsor do segundo estágio é idêntico aos do primeiro estágio, a menos de sua tubeira móvel, adaptada ao vôo em atmosfera rarefeita. O propulsor do terceiro estágio também é equipado com tubeira móvel. O propulsor do quarto estágio possui tubeira fixa e é o responsável pelo último incremento de velocidade, injetando o satélite em sua órbita.

O veículo dispõe de baia de equipamentos para acomodar sistemas de controle e guiação, além de equipamentos de bordo tais como: transponder, telemetria, teledestruição, etc.

A coifa é a estrutura que possui as funções de dar ao veículo uma forma aerodinâmica adequada e proteger o satélite desde a fase de preparação do lançamento até o final da travessia do veículo na atmosfera mais densa. A coifa do VLS é uma estrutura de

geometria cone-cilindro-cone montada, através de sua base, na saia dianteira do propulsor do quarto estágio. A separação da coifa ocorre no início do voo do terceiro estágio quando as condições de pressão dinâmica e aquecimento cinético sobre o satélite são desprezíveis. A separação é iniciada através do acionamento de pirotécnicos que liberam a cintura ejetável na sua base, ao mesmo tempo em que é iniciada a liberação das travas mecânicas por meio de um atuador pirotécnico alimentado por sistema gerador de gás.

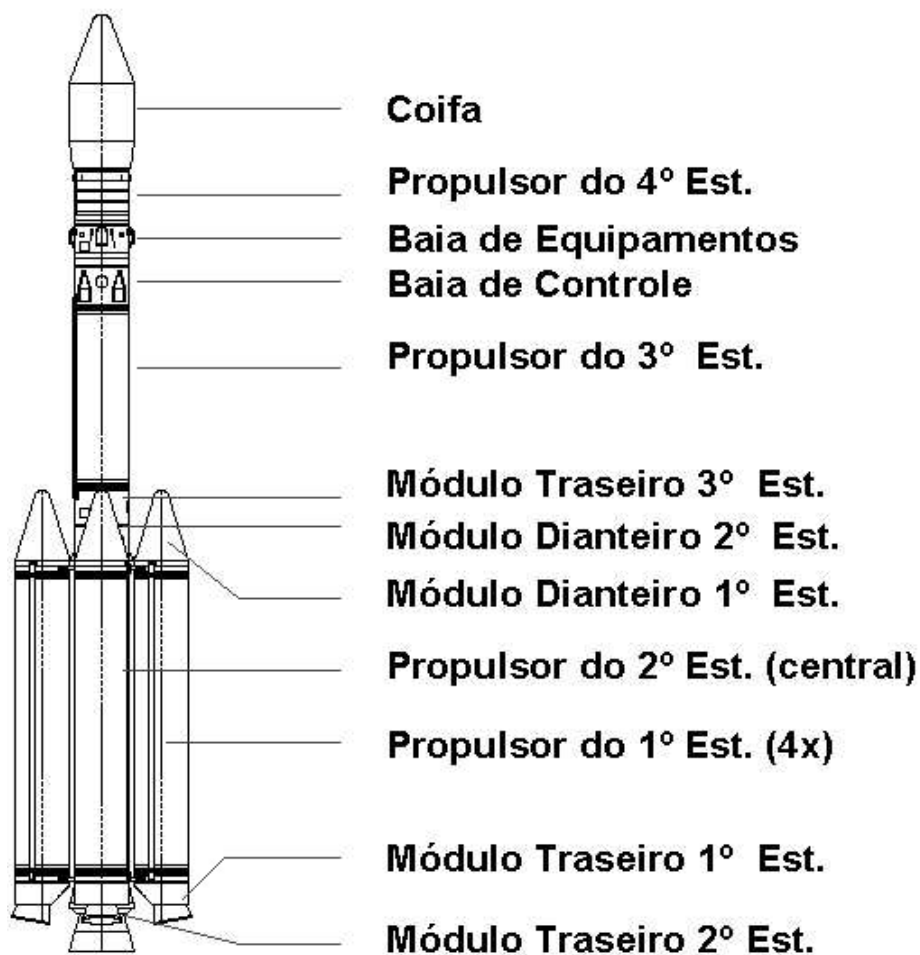


FIG. 2.1: Arquitetura do VLS.

Para o desenvolvimento do VLS é necessário um grande número de ensaios, realizados em instalações específicas e especialmente montadas para este fim, tais como as apresentadas nas FIG. 2.2 e 2.3. O IAE possui 49 laboratórios em várias áreas de atuação.

A FIG. 2.4 ilustra o perfil das diversas etapas da missão do VLS (fases do lançamento). Este estudo diz respeito às fases de voo atmosférico, até a separação do primeiro estágio:

1) No instante inicial do lançamento do VLS, os quatro motores do primeiro estágio são acionados simultaneamente, de maneira a permitir a decolagem do veículo.

2) O passo seguinte é a ignição do segundo estágio, antes do fim de queima do primeiro estágio, de maneira a propiciar o efetivo controle do veículo na fase entre o final de queima dos quatro motores do primeiro estágio e a separação destes.

3) O terceiro estágio é acionado instantes após o fim de queima do segundo estágio e da separação deste. No início do vôo do terceiro estágio ocorre a separação da coifa de proteção do satélite. Após o fim de queima do terceiro estágio, o motor vazio do terceiro estágio e a baia de controle de rolamento são separados do veículo. Neste instante, o computador de bordo começa a realizar os cálculos para determinar a orientação e o instante de ignição do quarto estágio.

4) Segue-se uma manobra de basculamento que visa posicionar o conjunto quarto estágio/satélite na atitude desejada.

5) Após a orientação do veículo, este é colocado em rotação pelo sistema impulsor de rolamento e em seguida é feita a separação da baia de controle, liberando o quarto estágio para seu acendimento, e a conseqüente injeção do satélite em órbita.



FIG. 2.2: Dispositivo para ensaio dos modos de flexão da estrutura do VLS.

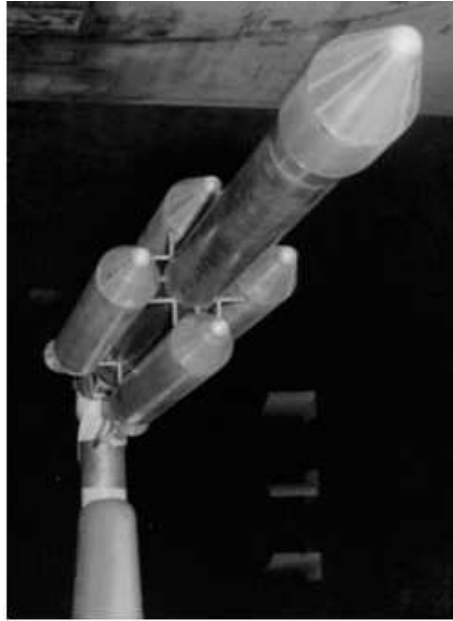


FIG. 2.3: Ensaios aerodinâmicos realizados em túnel de vento.

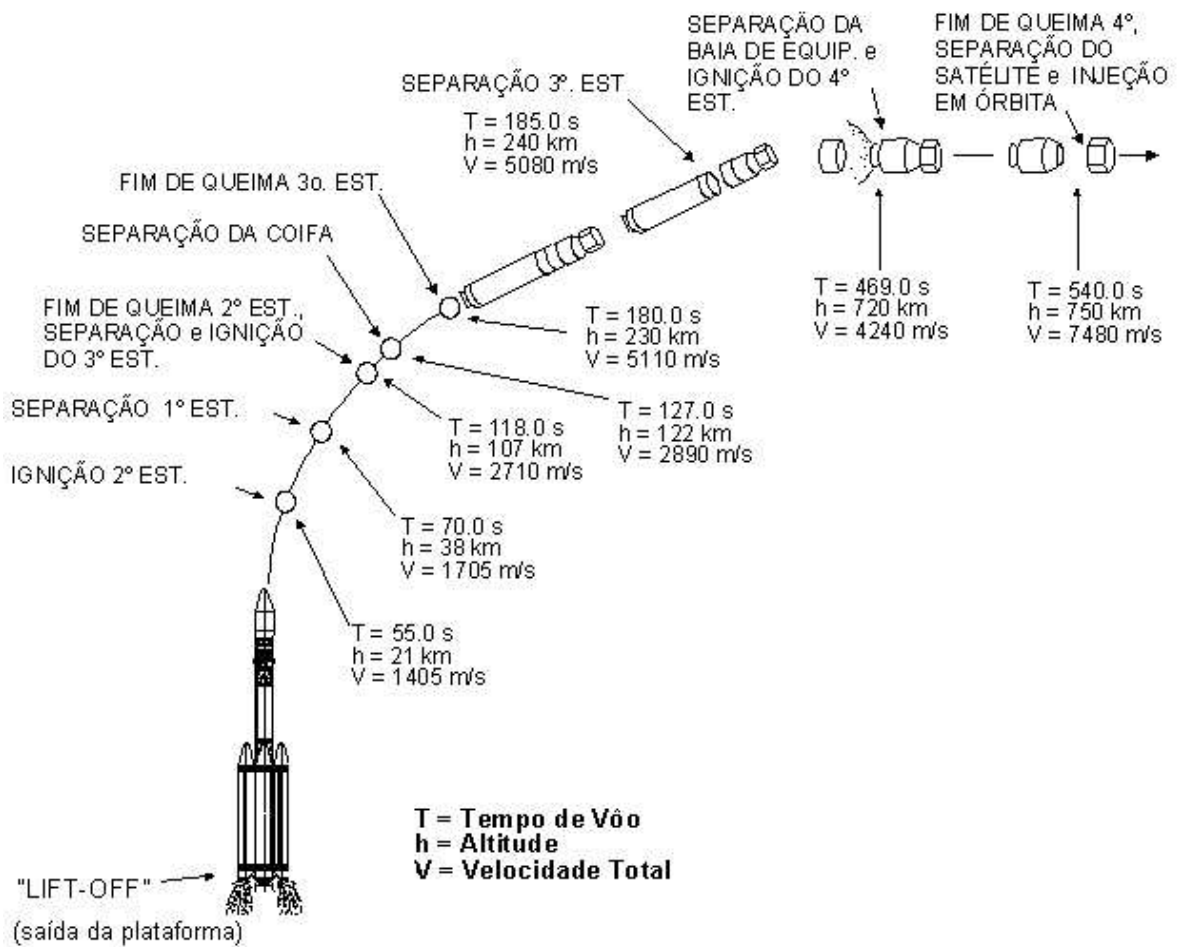


FIG. 2.4: Eventos do lançamento do VLS.

### 2.3 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE DO VLS

A FIG. 2.5 representa o sistema de controle de atitude do VLS, sendo utilizada uma entrada de referência angular, com o acompanhamento da saída angular medida.

A descrição de cada elemento do sistema será realizada nas próximas seções.

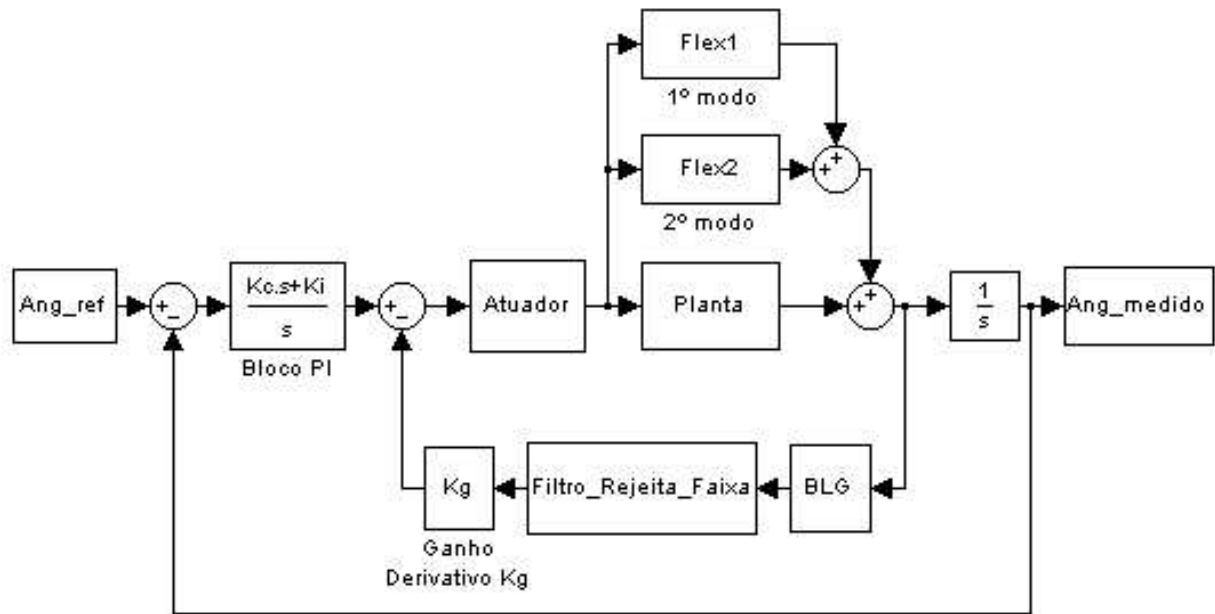


FIG. 2.5: Diagrama de blocos do sistema de controle.

### 2.4 MODELAGEM DA DINÂMICA DE CORPO RÍGIDO DO VLS

O modelo do VLS engloba dinâmicas de corpo rígido e modos de flexão. O estudo dos modos de flexão é apresentado na Seção 2.6. Conforme RAMOS (2003), para a modelagem da dinâmica de corpo rígido foi utilizada a técnica de desacoplamento de planos. Este método permite um tratamento isolado para cada eixo de manobra: arfagem, guinada e rolamento. A dinâmica de corpo rígido do veículo pode, então, ser dividida em três subsistemas lineares. Assim, verifica-se que o sistema de controle de atitude do VLS é composto por três controladores independentes, ou seja, um controlador multivariável descentralizado com três entradas e três saídas.

O modelo do veículo como um corpo rígido é expresso por uma função de transferência de terceira ordem para cada plano de manobra. Estas funções são obtidas a partir do modelo linear do lançador.

As dinâmicas do sistema relativas aos três eixos de manobra são semelhantes. Desta forma, a partir deste ponto o trabalho focaliza somente o plano de arfagem, cuja função

de transferência de 3° ordem é dada por:

$$G_P(s) = \frac{\dot{\Theta}(s)}{B_Z(s)} = -\frac{M_\beta s^2 + (M_\beta Z_\alpha - M_\alpha Z_\beta) s / U}{s^3 + (M_q + Z_\alpha/U) s^2 + (M_q Z_\alpha/U - M_\alpha) s + M_\alpha g/U} \quad (2.1)$$

onde  $\dot{\Theta}(s)$  é a velocidade de arfagem em relação ao referencial inercial,  $B_z(s)$  é a saída do atuador e  $U$  é módulo do vetor de velocidade do lançador. Os coeficientes  $M_\beta$ ,  $M_\alpha$  e  $M_q$  são momentos angulares. Os parâmetros  $Z_\beta$  e  $Z_\alpha$  são forças que variam com o tempo de vôo.

Os valores dos coeficientes aerodinâmicos do modelo foram obtidos através de simulações e ensaios, sendo determinados para cada segundo de vôo. Uma tabela de dados contendo os valores nominais de cada parâmetro é fornecida em IAE (1992). Para efeito de escalonamento de ganhos, os parâmetros do sistema são interpolados linearmente entre os pontos tabelados, como é visto em PELLANDA (2001).

As FIG. 2.6 a 2.8 apresentam graficamente os valores de alguns parâmetros aerodinâmicos do modelo ao longo do tempo de vôo, sendo obtidos a partir de IAE (1992).

Observa-se que o momento angular  $M_\alpha$  (FIG. 2.6) possui uma significativa descontinuidade por volta de 25 segundos de vôo. Esta ocorrência está ligada ao evento do transônico. Uma descontinuidade por volta de 70 segundos de vôo também pode ser observada. Este fenômeno está ligado ao evento da separação do primeiro estágio.

Os gráficos dos momentos angulares  $M_\beta$ (FIG. 2.7) e  $M_q$  (FIG. 2.8) possuem significativas descontinuidades nos instantes do vôo quando ocorrem os eventos da ignição do segundo estágio, da cauda de empuxo do primeiro estágio e a separação do primeiro estágio.

## 2.5 PROJETO DO CONTROLADOR PID

Conforme RAMOS (2003), para o projeto do sistema de controle de atitude do VLS foi utilizada a técnica de separação de efeitos. A dinâmica dos modos de flexão é tratada pela inserção de um filtro rejeita-faixa na malha de controle, conforme apresentado na próxima seção. Para a dinâmica de corpo rígido, foi empregado um controlador com estrutura do tipo PID. Os ganhos desse controlador foram ajustados através da técnica de controle ótimo LQ visando atender requisitos de desempenho estacionário, sendo escalonados em tempo real em função das variações paramétricas do modelo.



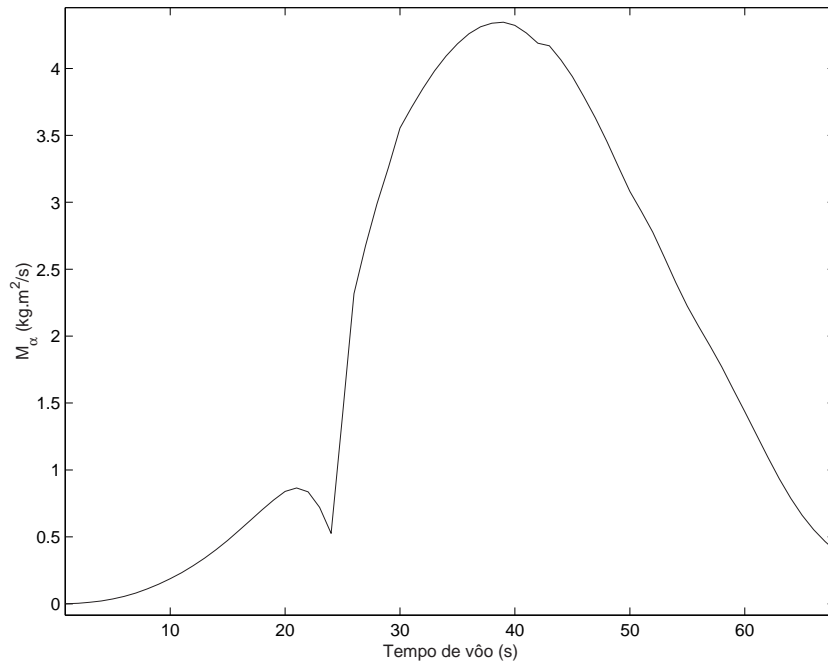


FIG. 2.6: Evolução temporal do momento angular  $M_\alpha$  do VLS.

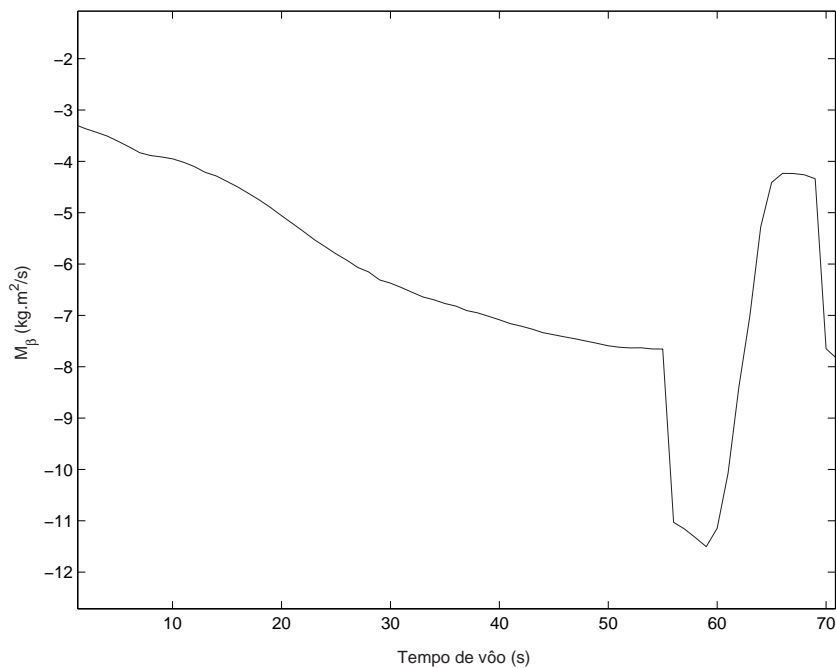


FIG. 2.7: Evolução temporal do momento angular  $M_\beta$  do VLS.

No projeto de um sistema de controle deseja-se utilizar uma função de transferência de baixo grau para representação da planta. Assim, conforme é visto em LEITE FILHO (2000) e RAMOS (2003), no projeto clássico do piloto automático do VLS, um modelo simplificado foi definido.

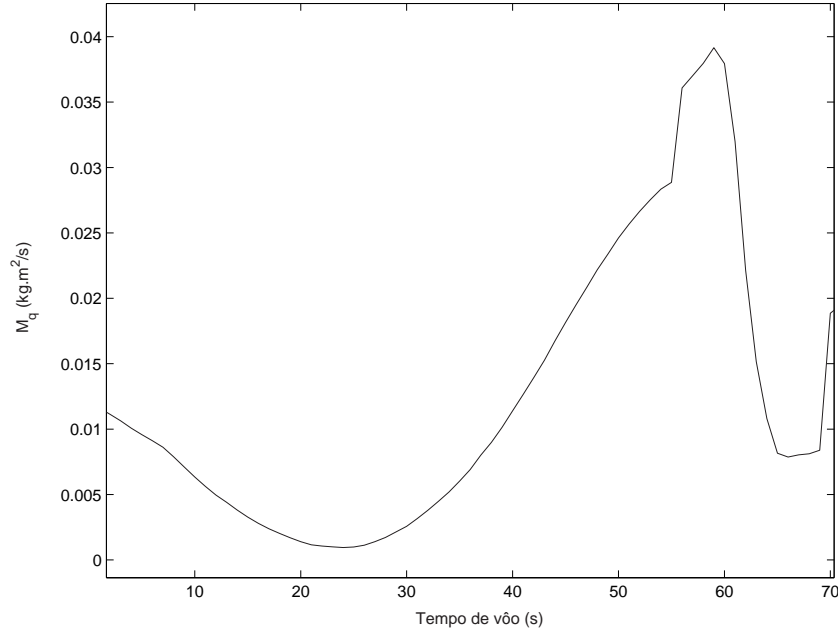


FIG. 2.8: Evolução temporal do momento angular  $M_q$  do VLS.

A partir da EQ. 2.1, considera-se que a velocidade  $U$  tem valor muito elevado e que  $M_q$  pode ser negligenciado. Assim, chega-se a seguinte equação:

$$G_P(s) = \frac{\dot{\Theta}(s)}{B_Z(s)} = -\frac{M_\beta s}{s^2 - M_\alpha} \quad (2.2)$$

O computador embarcado possui o código de programa relativo aos algoritmos do controlador, incluindo a tabela de ganhos e o filtro rejeita-faixa, permitindo a execução de todas as decisões de controle do veículo e de seqüenciamento de eventos.

O integrador, que é o elemento do controlador responsável pelo acompanhamento da entrada de referência, permanece desligado durante os quatro primeiros segundos de voo. Esta estratégia visa evitar sinais de controle provenientes de eventuais erros residuais nos sensores inercias, capazes de provocar um possível contato físico entre o veículo e a torre de lançamento.

As FIG. 2.9 a 2.11 apresentam graficamente a evolução temporal dos ganhos do controlador PID projetado.

Conforme LEITE FILHO (2000) e RAMOS (2003), a dinâmica do atuador pode ser representada pela função de transferência de terceira ordem:

$$G_a(s) = \frac{6554800}{s^3 + 300 s^2 + 243100 s + 6554800} \quad (2.3)$$

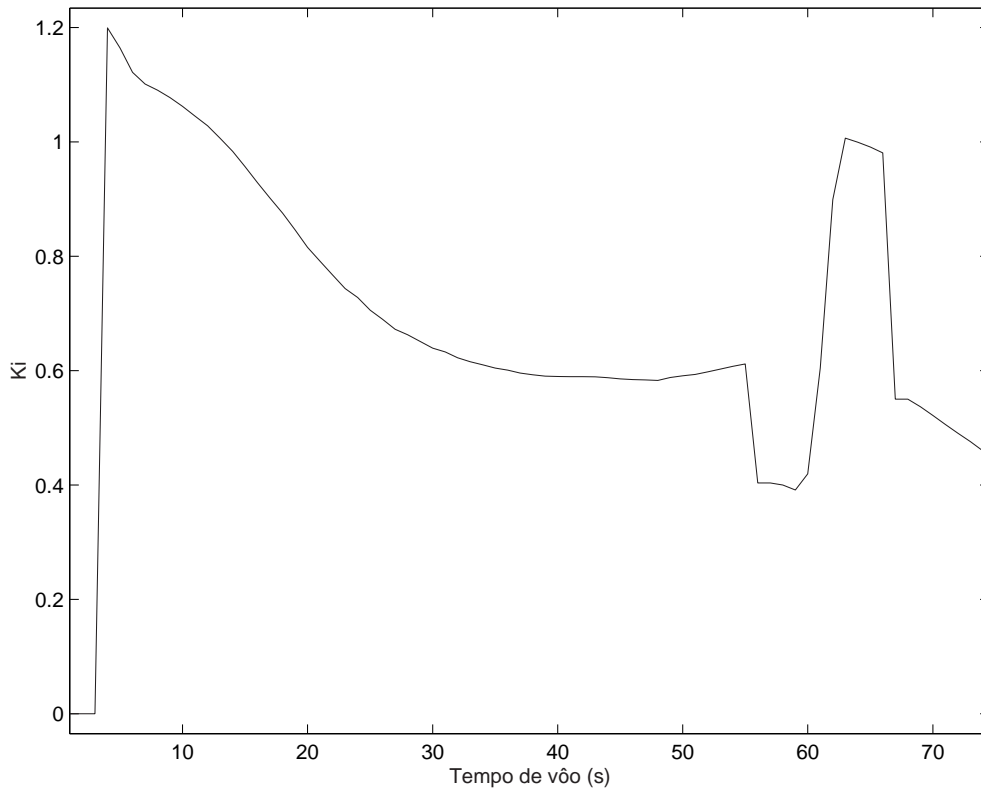


FIG. 2.9: Evolução temporal do ganho integral  $K_i$  do controlador PID.

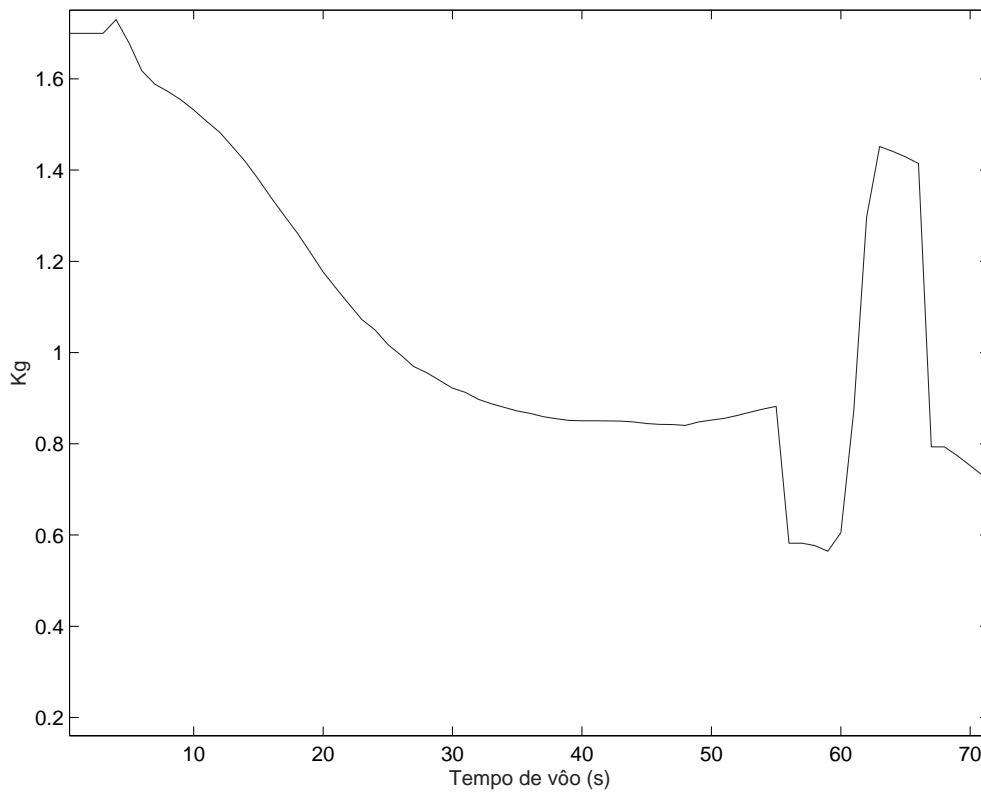


FIG. 2.10: Evolução temporal do ganho derivativo  $K_g$  do controlador PID.

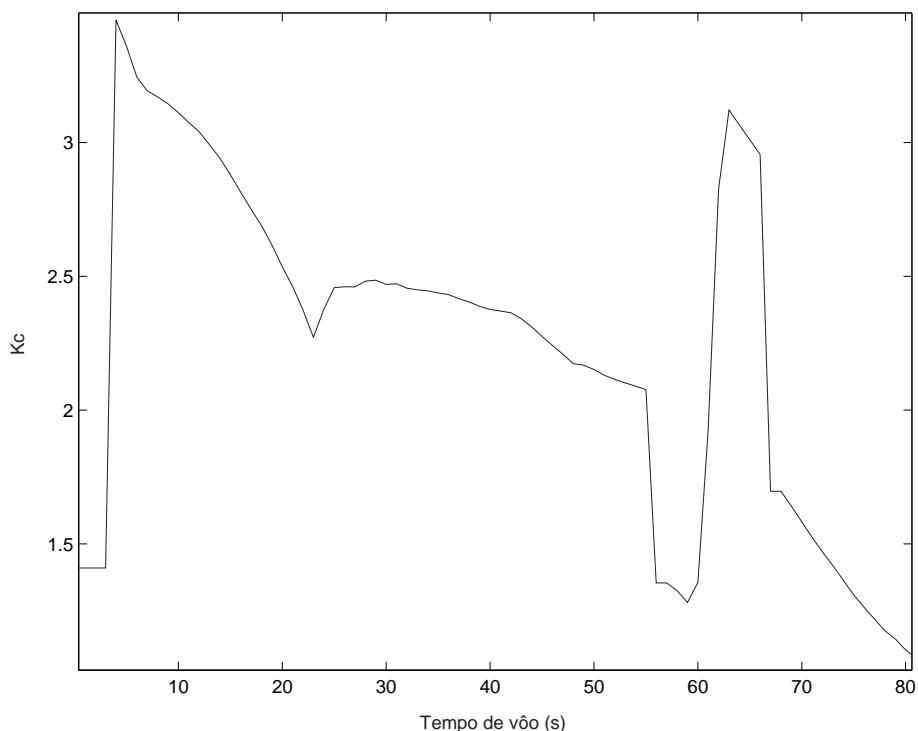


FIG. 2.11: Evolução temporal do ganho proporcional  $K_c$  do controlador PID.

Como é visto em LEITE FILHO (2000) e RAMOS (2003), a dinâmica do filtro do Bloco Girométrico (BLG) pode ser representada pela função de transferência de terceira ordem:

$$G_b(s) = \frac{1}{2.1684 \times 10^{-7} s^3 + 4.6266 \times 10^{-5} s^2 + 1.0648 \times 10^{-2} s + 1} \quad (2.4)$$

## 2.6 OS MODOS DE FLEXÃO DO VLS

O VLS é um veículo lançador longo e delgado. Por causa dessas características físicas e geométricas, no projeto do piloto automático deve-se também considerar a natureza flexível do lançador.

As propriedades de atenuação das altas frequências de uma função de transferência qualquer, juntamente com a inerente estrutura de amortecimento, são suficientes para eliminar os efeitos dos modos flexíveis de frequências mais elevadas. Como é visto em GREENSITE (1970), normalmente, há a necessidade de se considerar apenas os três modos flexíveis de frequências mais baixas. No caso do VLS, somente os dois primeiros modos de flexão permitem uma boa aproximação para propósitos de análise de projeto.

A TAB. 2.1 apresenta a faixa de variação da frequência dos dois primeiros modos flexíveis do VLS.

TAB. 2.1: Frequência dos modos flexíveis.

MODO FLEXÍVEL	FREQÜÊNCIA (rad/s)
1º modo	$25.8 \leq W_{f1} \leq 33.7$
2º modo	$75 \leq W_{f2} \leq 84$

As FIG. 2.12 e 2.13 apresentam a evolução dos valores das frequências dos dois primeiros modos de flexão.

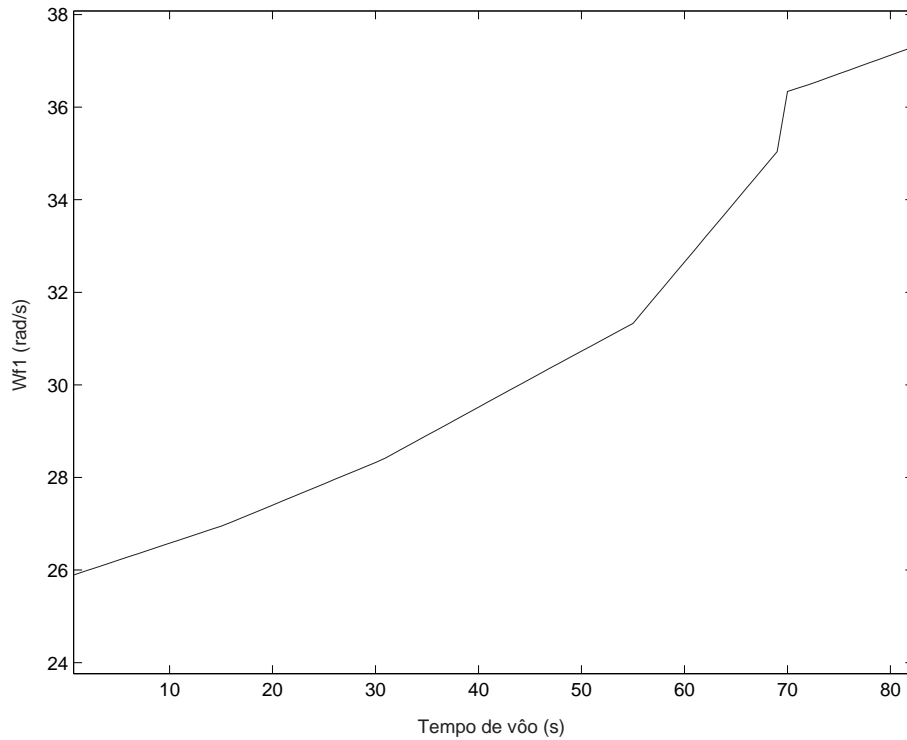


FIG. 2.12: Evolução temporal da frequência do 1º modo de flexão.

No caso do VLS, considera-se que, em função da deformação estrutural gerada por cada modo de flexão, o 1º modo flexível é instável e que o 2º modo flexível é estável. A FIG. 2.14 ilustra a geometria da deformação do 1º modo de flexão.

As posições do sensor e do vetor pressão  $T_c$  são indicadas pelas marcações  $l_S$  e  $l_T$ , respectivamente. O deslocamento lateral gerado é dado por  $z$ , a deflexão gerada por um comando de entrada é dada por  $\beta$  e a atitude real do veículo é dada por  $\theta$ .

Conforme GREENSITE (1970), o modo de flexão pode ser expresso por uma função de transferência de segunda ordem:

$$G_f(s) = \frac{K_f s}{s^2 + 2\zeta w_f s + w_f^2} \quad (2.5)$$

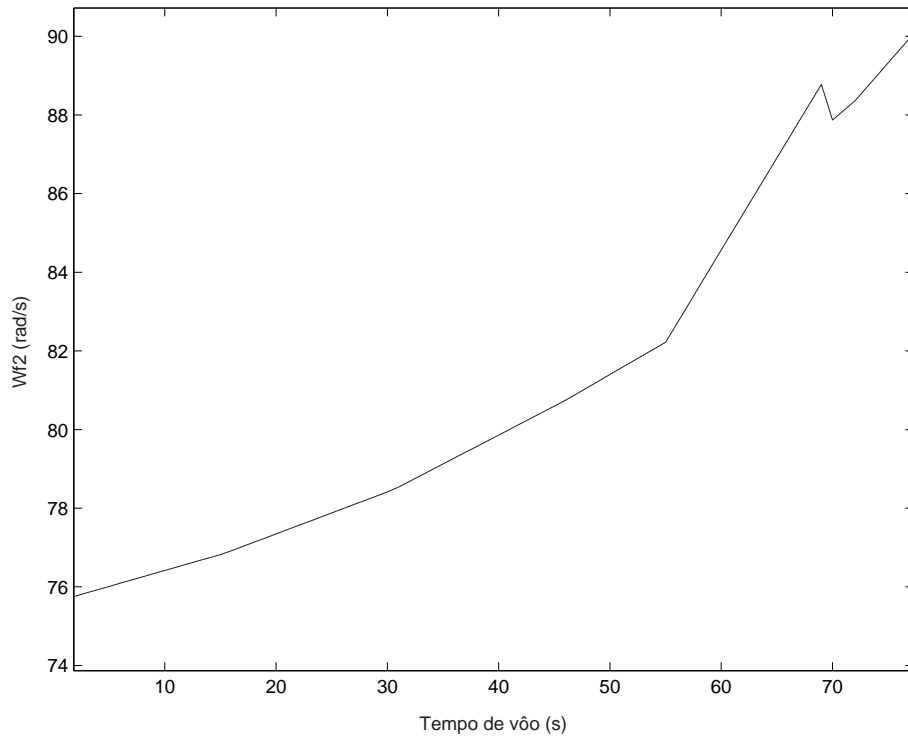


FIG. 2.13: Evolução temporal da frequência do 2º modo de flexão.

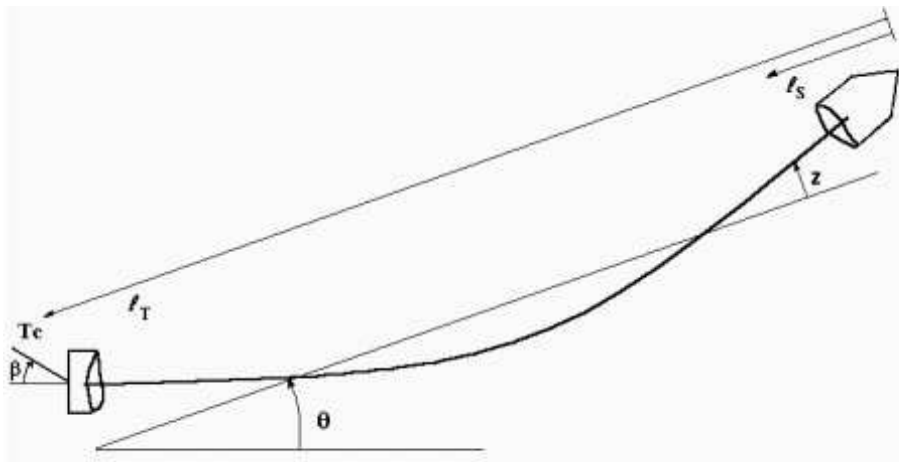


FIG. 2.14: Deformação elástica estrutural gerada pelo primeiro modo de flexão.

No caso do VLS, os valores dos amortecimentos  $\zeta_1$  do 1º modo e  $\zeta_2$  do 2º modo são iguais a 0.002. A constante de rigidez do modo de flexão  $K_f$  e a frequência natural do modo de flexão  $\omega_f$  foram levantadas através de ensaios e posteriormente tabeladas.

Para atenuar os efeitos do 1º modo flexível foi utilizado um filtro de rejeição de faixa. O emprego do filtro rejeita-faixa é uma maneira clássica de suprimir um sinal oscilatório não desejado na malha de controle, tendo como resultado a estabilização de um modo flexível particular.

A função de transferência gerada para o filtro de rejeição é:

$$G_r(s) = \frac{s^2 + 2 \zeta_z \omega_z s + \omega_z^2}{s^2 + 2 \zeta_p \omega_z s + \omega_z^2} \quad (2.6)$$

O filtro de rejeição de faixa aloca zeros junto aos modos indesejados. Os pólos gerados pelo filtro são desprezados devido à pequena contribuição dos mesmos. O valor usual de  $\zeta_z$  é aproximadamente igual a cinco vezes o valor do amortecimento do 1º modo, ou seja, igual a 0.01. O valor do amortecimento  $\zeta_p$  é igual a 1. O valor da frequência natural  $\omega_z$  deve ser escolhida próxima do valor da frequência  $\omega_f$  do modo de flexão considerado. A avaliação da proximidade adequada entre o zero gerado pelo filtro e o 1º modo de flexão, com vistas à garantia da estabilidade do sistema, é abordada na Seção 3.6, através da análise do ângulo de partida do 1º modo no Gráfico do Lugar das Raízes.

A FIG. 2.15 apresenta o Diagrama de Bode do filtro de rejeição de faixa, sendo adotado o valor de 30 rad/s para o parâmetro  $\omega_z$  do filtro. Pode-se observar que na faixa da frequência  $W_z$  ocorre uma variação brusca de aproximadamente 180º no gráfico da fase e um entalhe no gráfico do módulo.

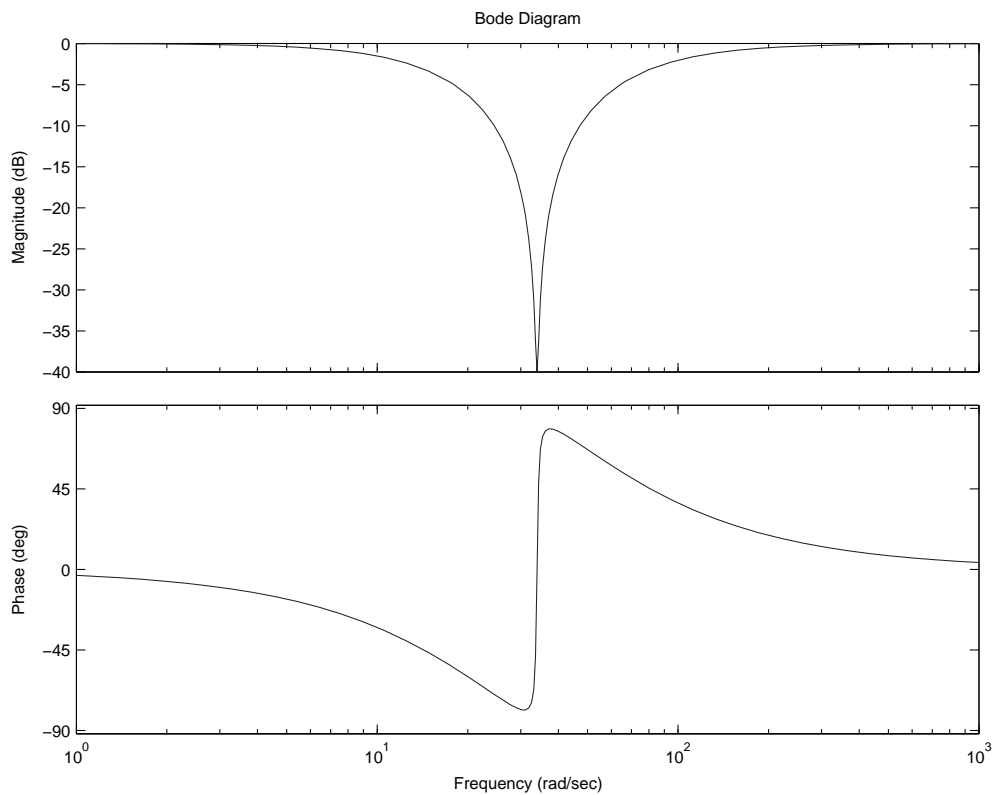


FIG. 2.15: Diagrama de Bode do filtro de rejeição de faixa.

## 2.7 ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA PELO LUGAR DAS RAÍZES

O modelo do sistema em malha aberta é gerado pelo produto:

$$M(s) = K(s)G(s) \quad (2.7)$$

onde  $G(s)$  é a planta completa, composta pela planta (EQ. 2.1), pelo atuador (EQ. 2.3) e pelos modos de flexão (EQ. 2.5), conforme a FIG. 2.16. O controlador  $K(s)$  é composto pelo bloco PID, pelo integrador, pelo filtro de rejeição de faixa (EQ. 2.6) e pelo filtro BLG (EQ. 2.4), conforme a FIG. 2.17.

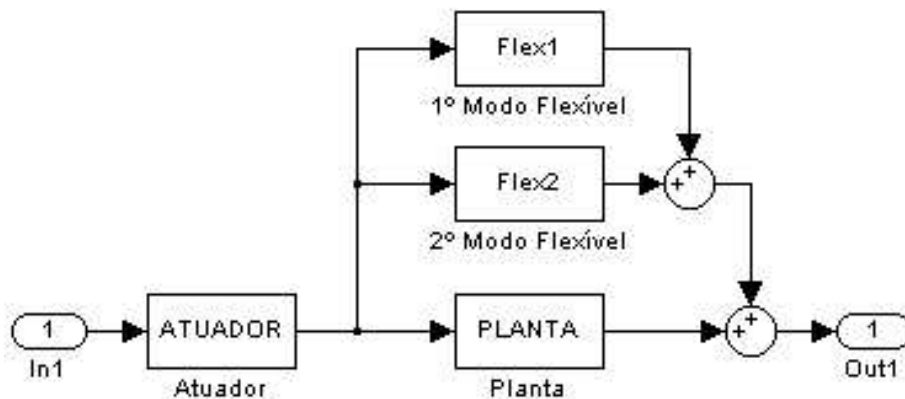


FIG. 2.16: Planta generalizada  $G(s)$ .

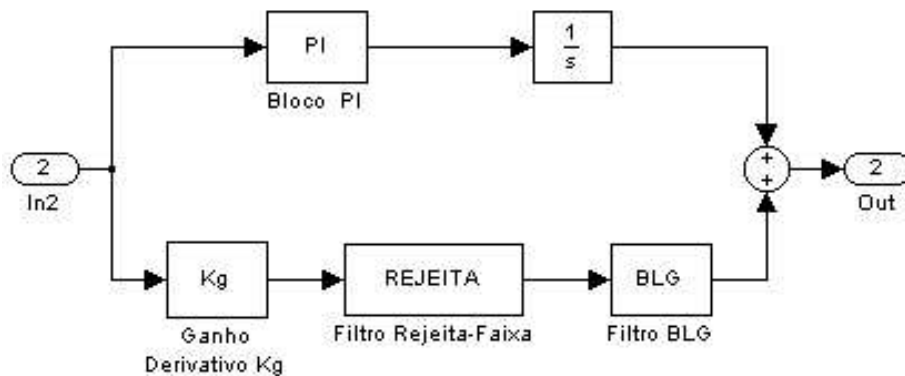


FIG. 2.17: Controlador generalizado  $K(s)$ .

No projeto do filtro de rejeição de faixa, devem ser selecionados valores para o parâmetro  $W_z$  tal que os efeitos dos modos flexíveis sejam atenuados durante o vôo.

A seleção inicial dos valores de  $W_z$  é baseada na estabilidade do sistema. Deseja-se que, no gráfico do lugar das raízes, o ângulo de partida dos pólos críticos, modos de flexão, esteja entre  $90^\circ$  e  $270^\circ$ , o que favorece a estabilidade do sistema em malha fechada.



Para o traçado do gráfico do lugar das raízes do sistema, foram selecionados alguns valores de  $W_z$  e alguns instantes de tempo. Com o objetivo de facilitar a análise, os valores de  $W_z$  adotados foram obtidos a partir dos valores das frequências dos modos flexíveis.

As FIG. 2.18 a 2.22 apresentam os gráficos do lugar das raízes do 1º modo flexível, sendo detalhado em cada um deles o ramo que parte do 1º modo de flexão até o zero alocado pelo filtro de rejeição de faixa, ou seja, o caminho do 1º modo em malha fechada.

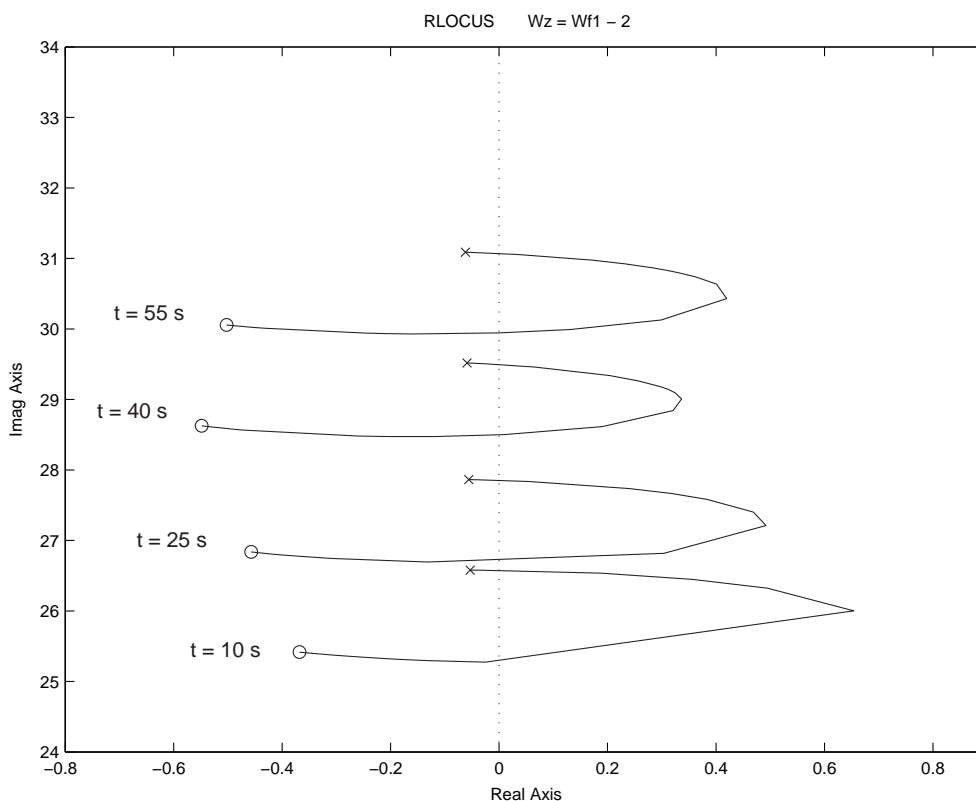


FIG. 2.18: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} - 2$ .

Os resultados obtidos indicam que, para a estabilidade do sistema em relação ao 1º modo flexível, no projeto do sistema de controle devem ser adotados valores para o parâmetro  $W_z$  do filtro de rejeição tal que  $W_z = W_{f1} + \Delta W_z$ , sendo  $\Delta W_z \geq 1.0 \text{ rad/s}$ .

No entanto, uma análise mais criteriosa pode indicar uma faixa mais precisa para  $\Delta W_z$ , sendo realizada através do cálculo do ângulo de partida do primeiro modo no gráfico do lugar das raízes. Este cálculo numérico pode ser feito a partir do conhecimento das contribuições de fase dos demais pólos e zeros da função de transferência de  $M(s)$  (EQ. 2.7).

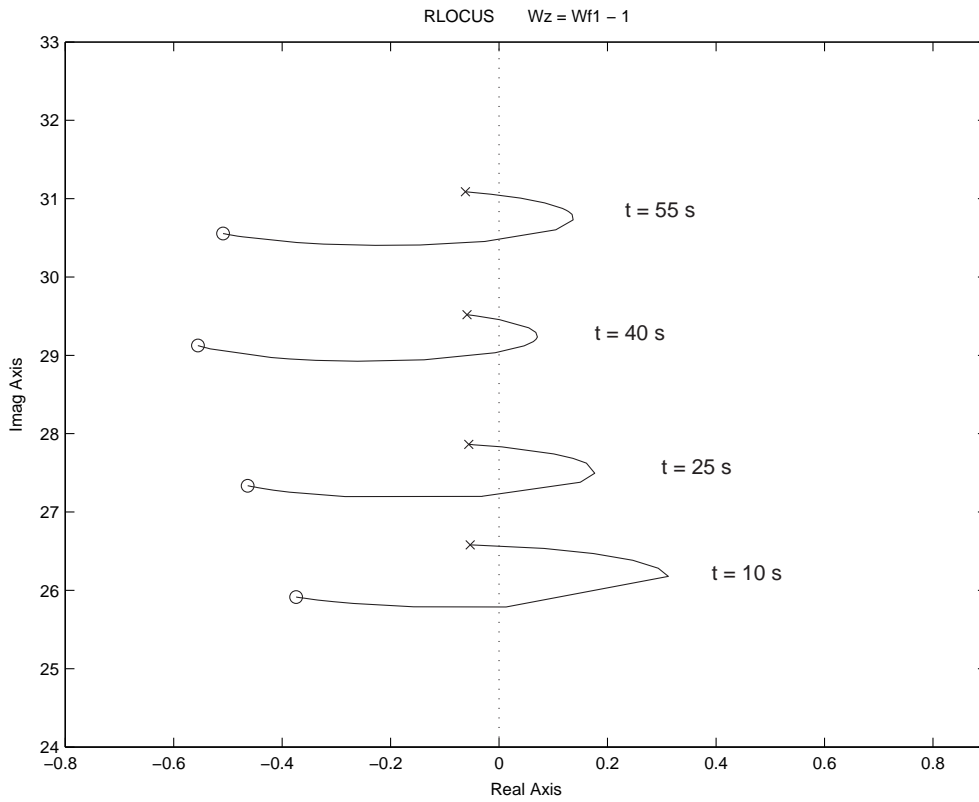


FIG. 2.19: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} - 1$ .

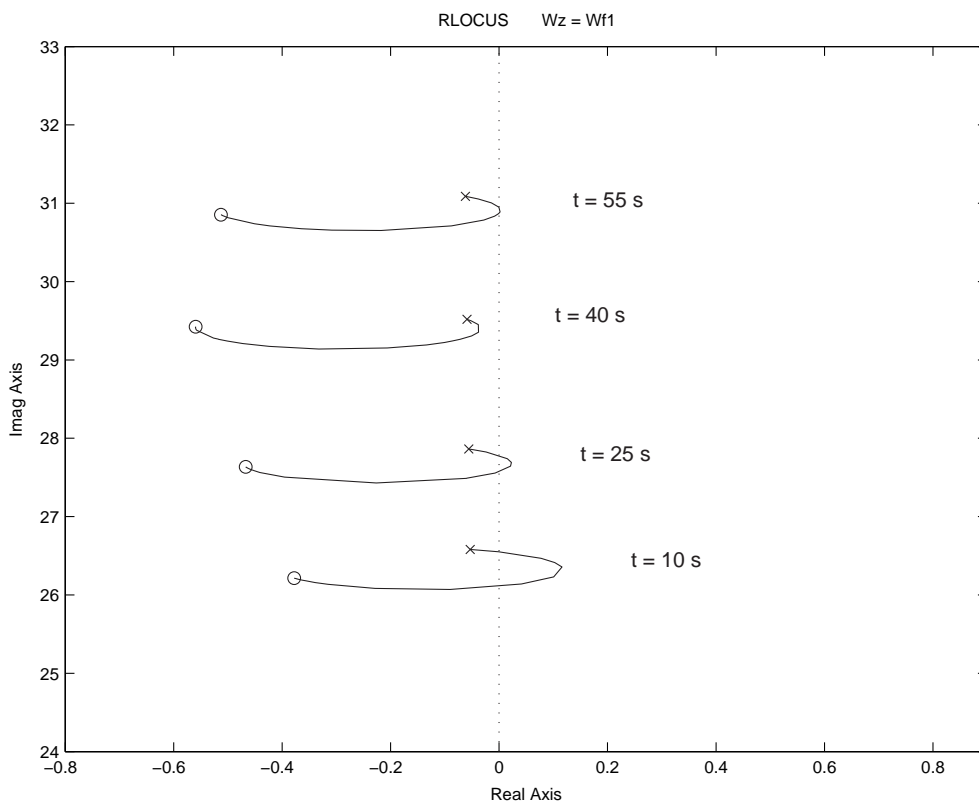


FIG. 2.20: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1}$ .

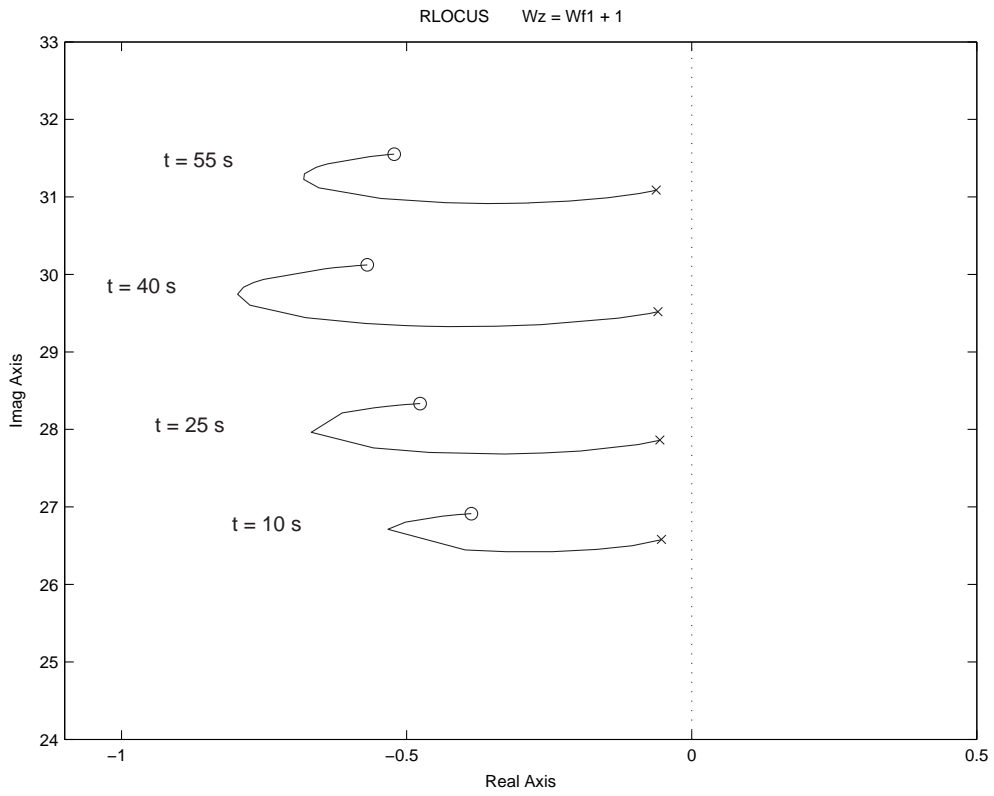


FIG. 2.21: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} + 1$ .

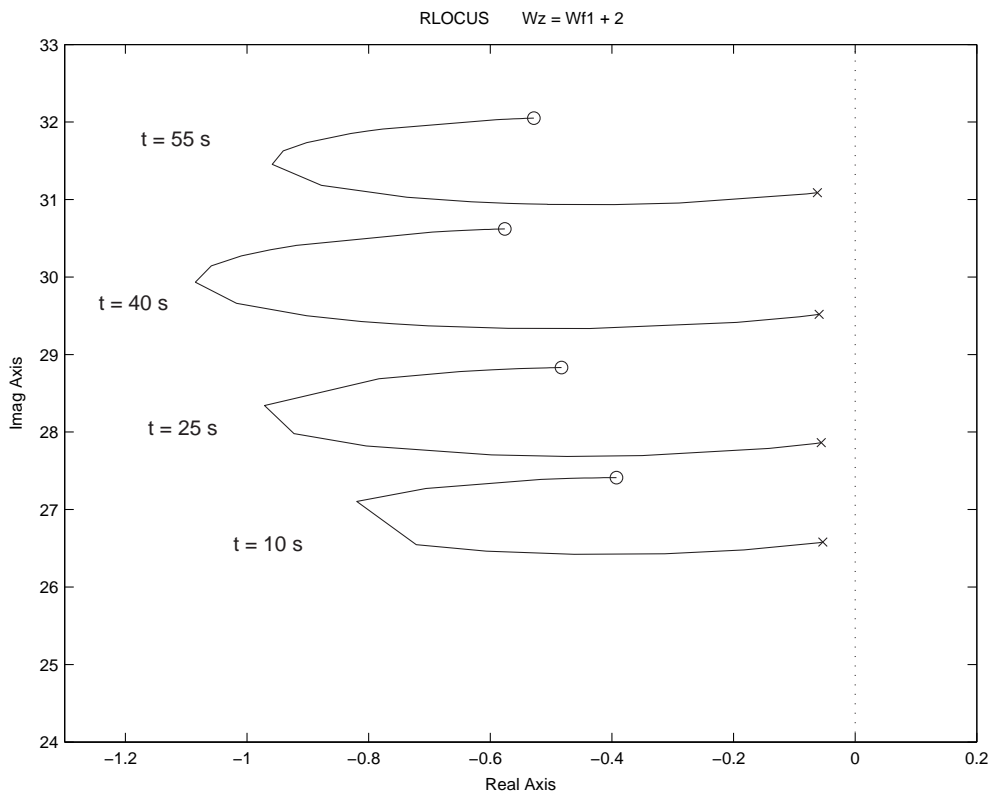


FIG. 2.22: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} + 2$ .

A contribuição total em fase dos zeros de  $M(s)$  é dada por  $\sum \theta_{MZEROS}$ , enquanto que a contribuição total em fase dos pólos de  $M(s)$  é dada por  $\sum \theta_{MPOLOS}$ . Sendo assim, pode-se afirmar que  $\sum \theta_M = \sum \theta_{MZEROS} - \sum \theta_{MPOLOS}$ .

Os ângulos são tomados em relação ao pólo de interesse, ou seja, aquele relacionado com o primeiro modo de flexão. O ângulo de partida é expresso por:

$$\alpha = 180^\circ - \sum \theta_M \quad (2.8)$$

A partir da EQ. 2.7, observa-se que:

$$\sum \theta_M = \sum \theta_G + \sum \theta_K \quad (2.9)$$

Considerando o sistema congelado em um determinado instante de tempo, pode-se afirmar que:

- A contribuição total de fase de  $G(s)$  independente do valor do parâmetro  $W_z$  do filtro de rejeição de faixa, sendo um valor numérico facilmente obtido por  $\sum \theta_G = \sum \theta_{GZEROS} - \sum \theta_{GPOLOS}$ .
- A contribuição total de fase de  $H(s)$  depende do valor de  $W_z$ , sendo dada por  $\sum \theta_K = \sum \theta_{KZEROS} - \sum \theta_{KPOLOS}$ .

A função de transferência calculada para  $K(s)$  é:

$$K(s) = \frac{K_C s + K_C K_I}{s^2} + K_G G_a(s) G_r(s) \quad (2.10)$$

Assim, a partir das EQ. 2.8, 2.9 e 2.10, chega-se ao valor do ângulo de partida  $\alpha$  em função de diferentes valores de  $W_z$ .

A TAB. 2.2 apresenta os valores de  $\alpha$  para diferentes instantes de tempo de vôo. Com o objetivo de facilitar a análise, os valores de  $W_z$  adotados foram obtidos a partir do valor de  $W_{f1}$  no respectivo instante de tempo.

A partir dos resultados apresentados na TAB. 2.2, verifica-se que o ângulo de partida do 1º modo de flexão ( $\alpha$ ) varia bruscamente de aproximadamente  $180^\circ$  a partir de  $\Delta W_z = 0.7rad/s$ . Portanto, para a estabilidade do sistema em relação ao 1º modo flexível, os projetos de controladores devem selecionar valores de  $\Delta W_z \geq 0.7rad/s$ .

TAB. 2.2: Ângulo de partida do 1° modo de flexão ( $\alpha$ )

t(s)	$W_z = W_{f1}$	$W_z = W_{f1} + 0.4$	$W_z = W_{f1} + 0.5$	$W_z = W_{f1} + 0.6$	$W_z = W_{f1} + 0.7$
15	352.13	354.08	355.16	357.88	183.14
25	347.22	349.15	351.82	353.64	187.99
35	344.98	345.73	347.60	348.49	193.97
45	341.77	343.07	344.96	345.22	198.01
55	338.28	340.12	342.78	343.33	201.90

Com o objetivo de avaliar a margem de estabilidade do sistema em relação ao 2° modo flexível, foi executada uma análise através do gráfico do lugar das raízes do 2° modo flexível, conforme as FIG. 2.23 e 2.24. A análise foi realizada com diferentes valores de  $\Delta W_z$ . Observa-se que quanto maior a variação paramétrica  $\Delta W_z$  em relação à frequência  $W_{f1}$  do 1° modo flexível, maior é a margem de estabilidade do sistema em relação ao 2° modo flexível. Porém, o limite superior do valor de  $\Delta W_z$  depende de defasagens angulares não contabilizadas neste estudo, como, por exemplo, a defasagem gerada pela discretização.

As FIG. 2.25 a 2.27 apresentam os gráficos do lugar das raízes dos dois modos flexíveis, sendo detalhados em cada um deles os ramos que partem do 1° modo de flexão até o zero alocado pelo filtro de rejeição de faixa e do 2° modo de flexão até o zero no infinito, ou seja, o caminho desses modos em malha fechada. Foi adotado o valor de  $\Delta W_z = 0.7rad/s$ .

Os resultados colhidos acima indicam que, para o ganho nominal, o sistema é sempre estável em relação ao 2° modo flexível. Sendo assim, a partir deste ponto, o trabalho focaliza somente a atenuação dos efeitos do 1° modo de flexão.

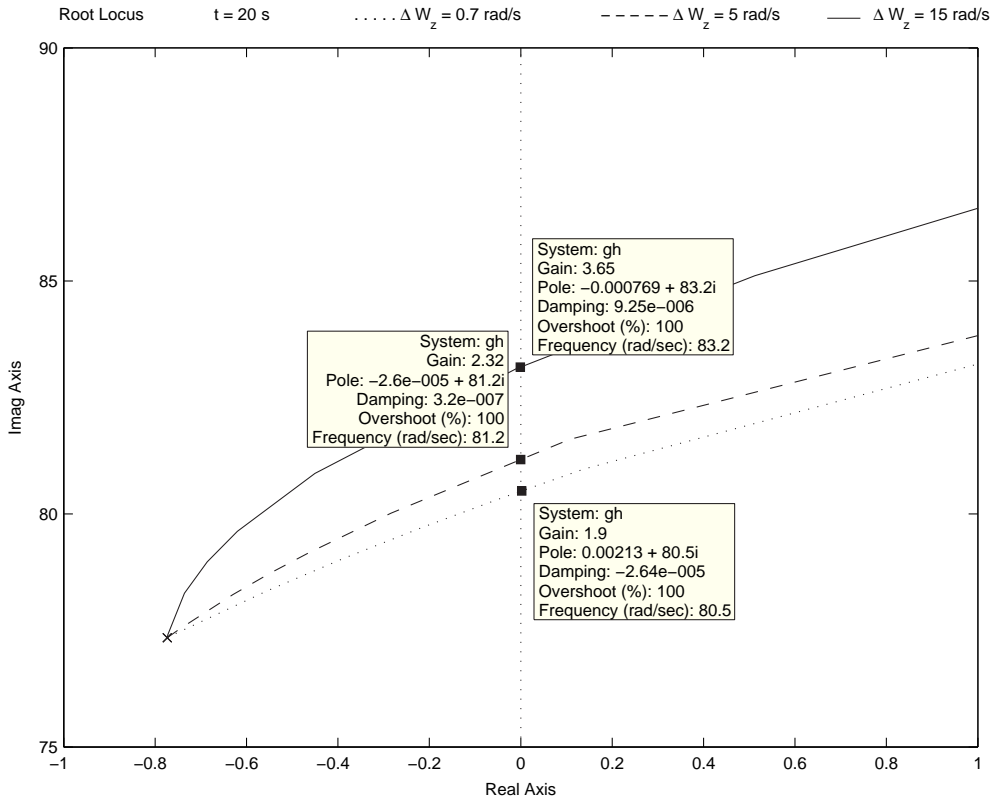


FIG. 2.23: Gráfico do lugar das raízes do 2º modo de flexão em 20s.

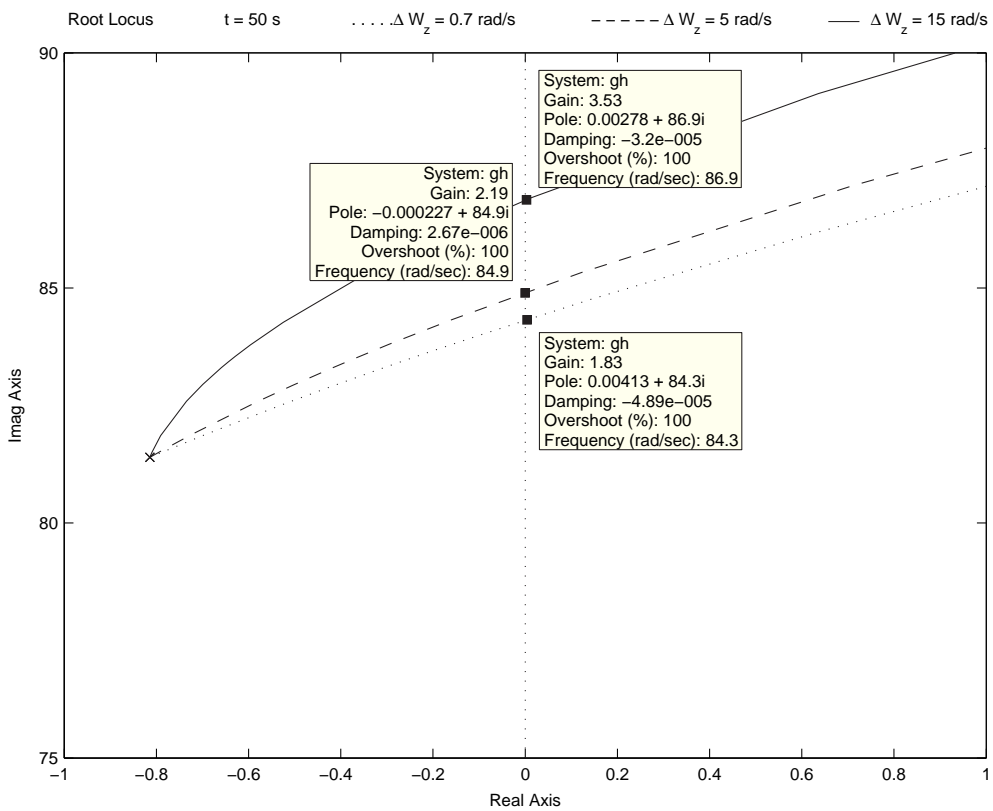


FIG. 2.24: Gráfico do lugar das raízes do 2º modo de flexão em 50s.

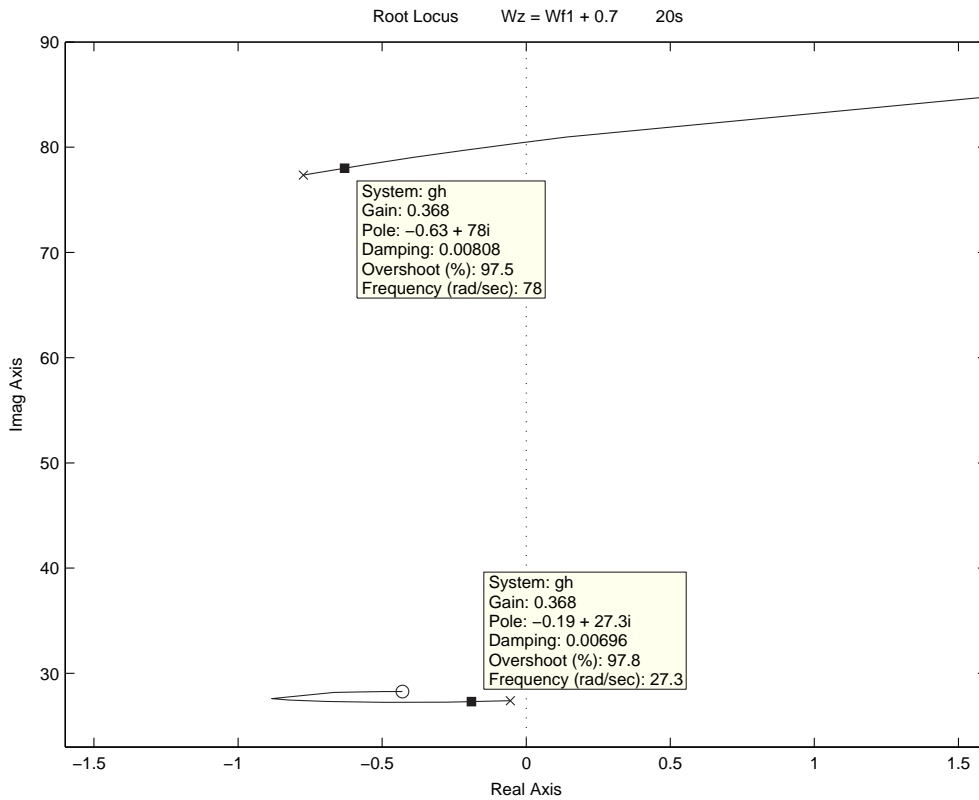


FIG. 2.25: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} + 0.7$ , em 20s.

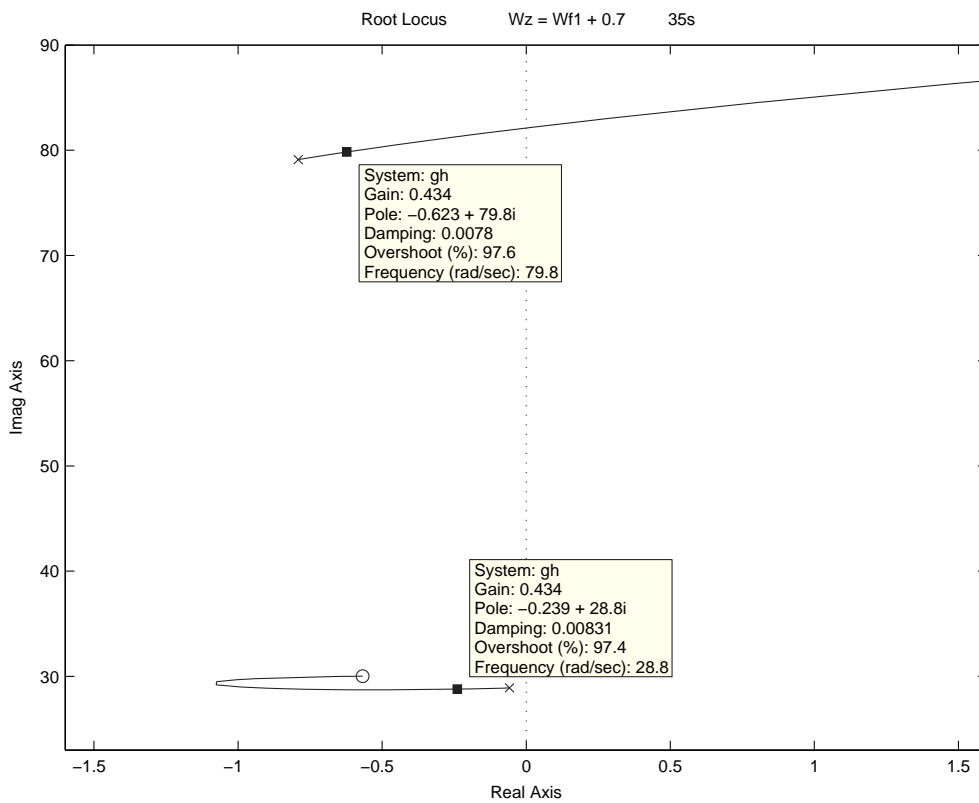


FIG. 2.26: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} + 0.7$ , em 35s.

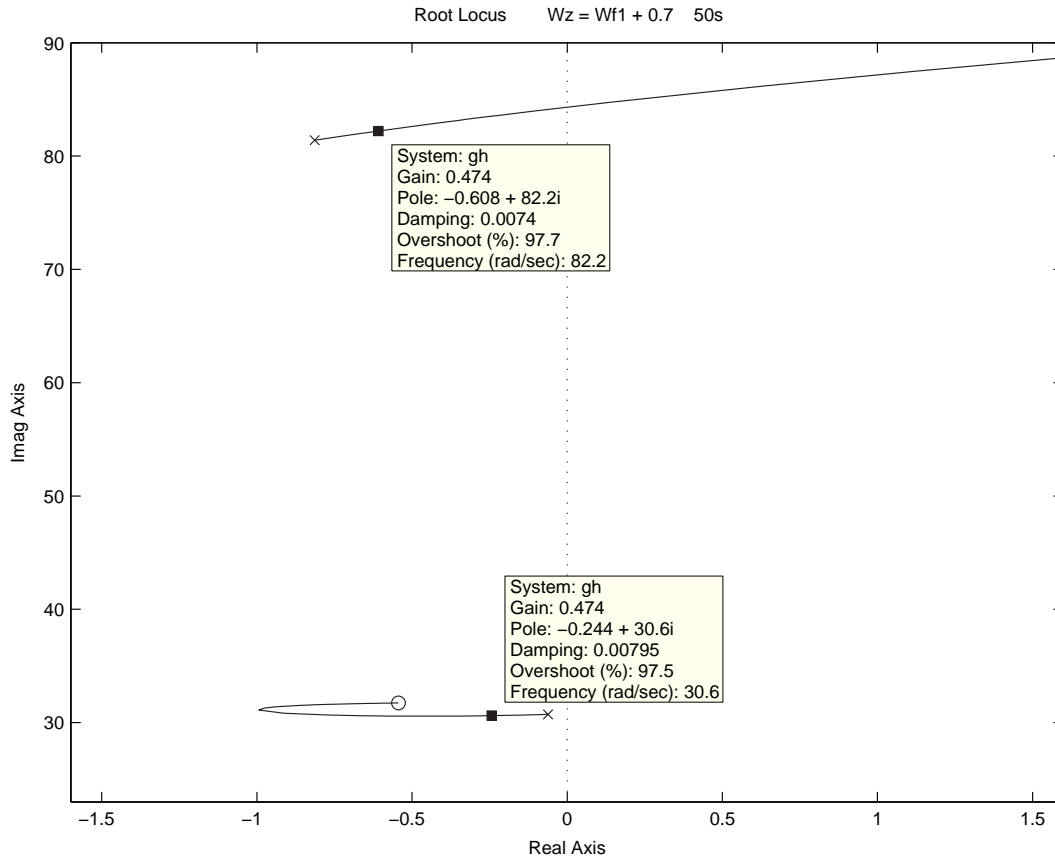


FIG. 2.27: Gráfico do lugar das raízes para  $W_z = W_{f1} + 0.7$ , em 50s.

## 2.8 ANÁLISE DO SISTEMA A TEMPO VARIANTE

Visando avaliar a estabilidade do sistema a tempo variante, foi realizada uma análise através da resposta do sistema em malha fechada. Para tanto, foram utilizados diferentes valores do parâmetro  $W_z$  do filtro de rejeição de faixa, todos tomados em relação à frequência do 1º modo flexível.

A entrada é um sinal de referência para o ângulo de arfagem. A saída medida do sistema é a atitude angular de arfagem.

Para a simulação da resposta do sistema, foi utilizado o diagrama apresentado na FIG. 2.5 e as funções S-FUNCTION e INTERP1 do MATLAB, conforme o Apêndice.

As FIG. 2.28 a 2.32 apresentam os gráficos das respostas do sistema a uma entrada de referência.

Analisando os resultados obtidos, observa-se que, para o ganho ajustado, a estabilidade do sistema em relação ao 1º modo de flexão é restrita somente aos projetos de controle com  $W_z \geq 34rad/s$ .



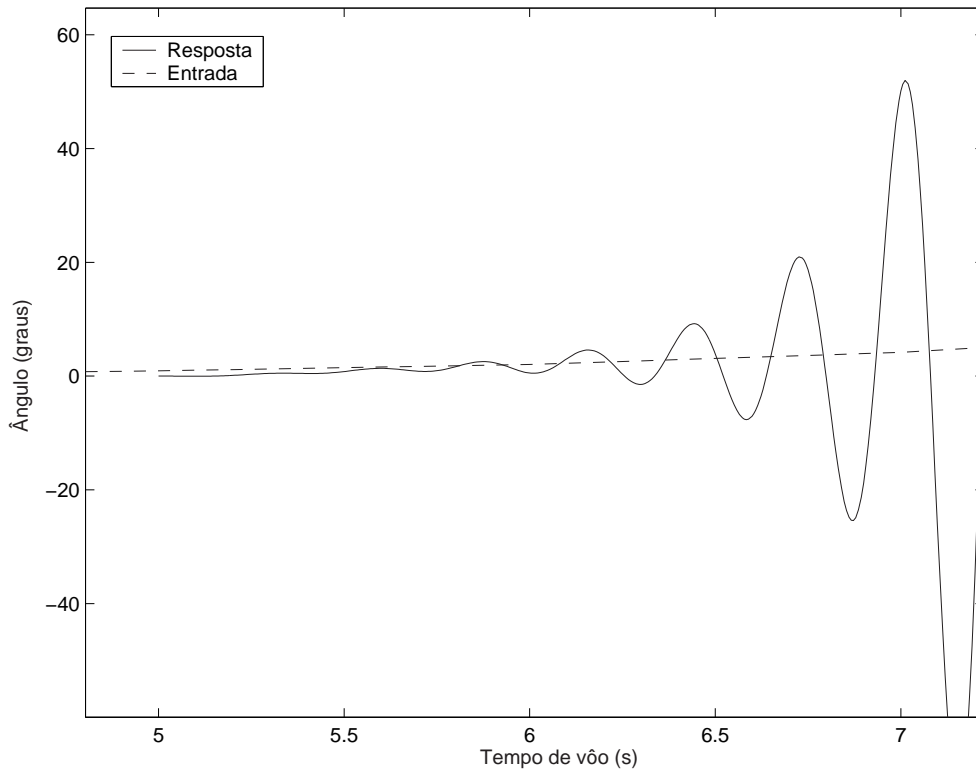


FIG. 2.28: Gráfico da resposta do sistema sem filtro de rejeição.

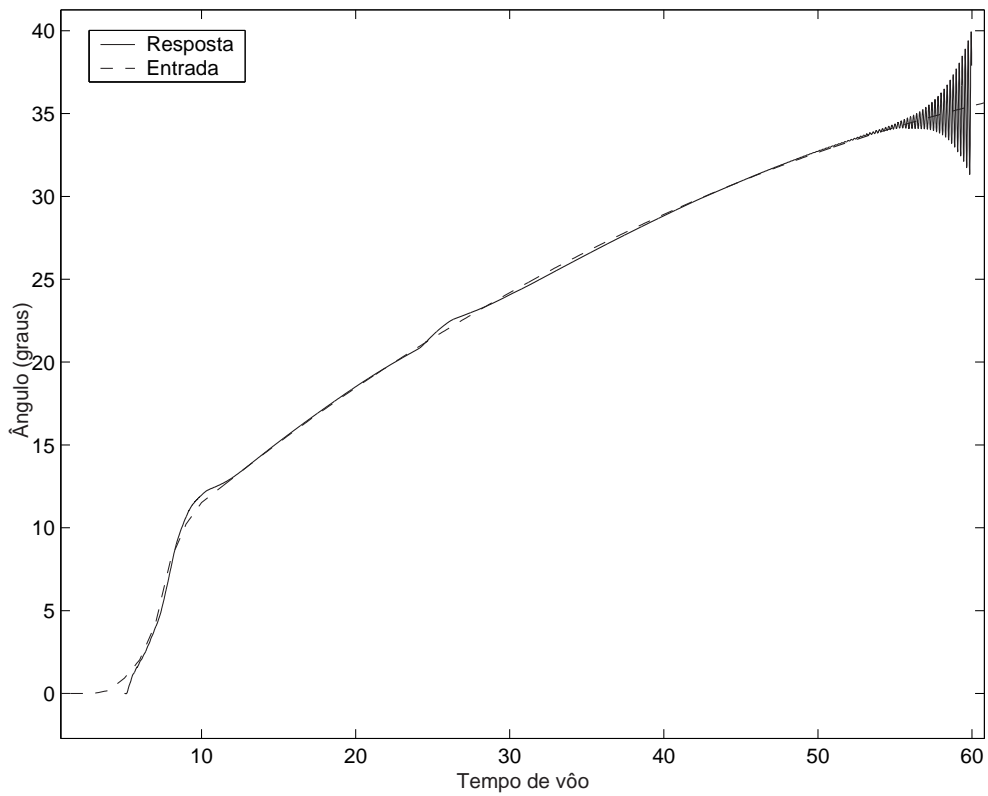


FIG. 2.29: Gráfico da resposta do sistema com  $W_z = 32$  rad/s.

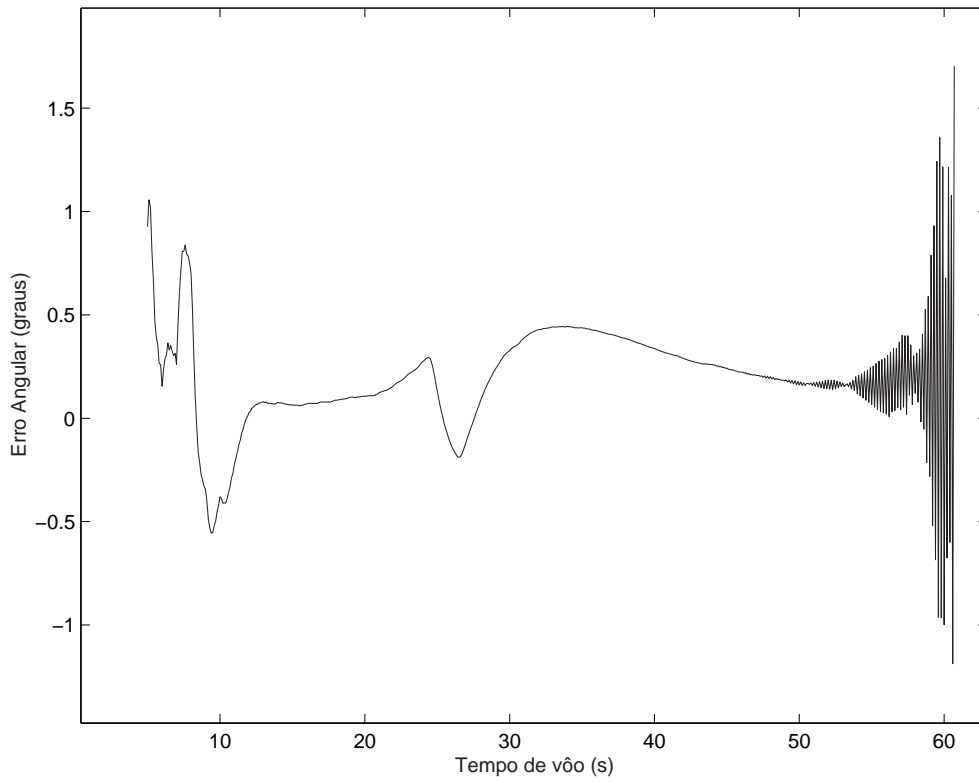


FIG. 2.30: Gráfico do erro de resposta do sistema com  $W_z = 32$  rad/s.

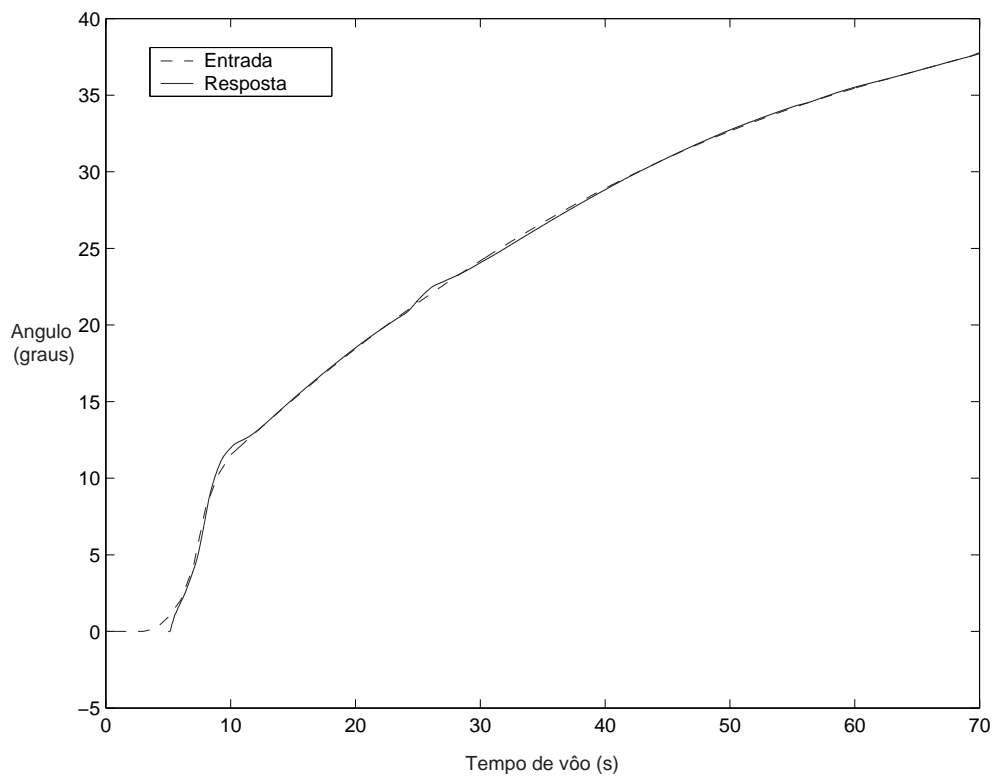


FIG. 2.31: Gráfico da resposta do sistema com  $W_z = 34$  rad/s.

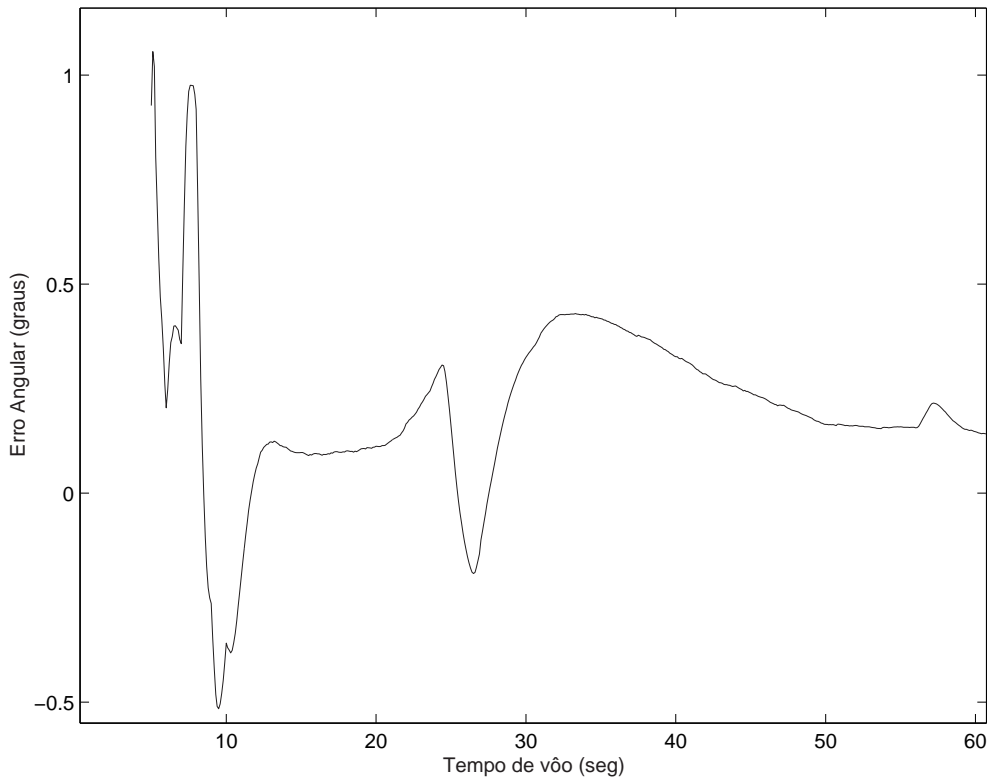


FIG. 2.32: Gráfico do erro de resposta do sistema com  $W_z = 34 \text{ rad/s}$ .

## 2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi visto que o controle de atitude do VLS é baseado no emprego de um controlador PID associado a um filtro de rejeição de faixa acoplado ao sistema no canal de realimentação de velocidade angular, o qual visa atenuar os efeitos do 1º modo de flexão. Também foi verificado que a eficiência do emprego do filtro depende do valor escolhido para o parâmetro  $W_z$  do mesmo.

A análise baseada no gráfico do lugar das raízes, baseada no ângulo de partida dos modos de flexão, concluiu que para a estabilidade do sistema em relação ao 1º modo flexível, o projeto de controle de atitude do VLS deve selecionar valores de  $\Delta W_z \geq 0.7 \text{ rad/s}$ . Outra constatação foi que, para o ganho nominal, o sistema é sempre estável em relação ao 2º modo flexível. Entretanto, quanto maior a variação paramétrica  $\Delta W_z$  em relação à frequência  $W_{f1}$  do 1º modo flexível, maior é a margem de estabilidade do sistema em relação ao 2º modo flexível.

A análise da resposta do sistema em malha fechada concluiu que, para o ganho ajustado, a estabilidade do sistema em relação ao 1º modo de flexão é restrita somente aos projetos de controle com  $W_z \geq 34 \text{ rad/s}$ .

Apesar dos excelentes resultados obtidos nos lançamentos já executados, o desenvolvimento do projeto de controle de atitude do VLS carece de uma análise de robustez aos modos de flexão mais aprofundada.

O Capítulo seguinte apresenta um processo de síntese e análise do sistema de controle atualmente empregado via norma  $H_\infty$ .

## 3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

### 3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por finalidade apresentar resumidamente as ferramentas teóricas básicas utilizadas neste trabalho. São abordadas a teoria de controle robusto  $H_\infty$  e a de algoritmos genéticos.

### 3.2 ELEMENTOS DA TEORIA DE CONTROLE ROBUSTO

A robustez é uma característica desejada em sistemas de controle tendo em vista que as condições de operação podem ser diferentes das consideradas na fase de modelagem da planta a ser controlada. Um sistema de controle robusto é aquele capaz de manter as condições de estabilidade e desempenho projetadas para o modelo nominal, apesar da existência de variações paramétricas da planta, ruído de medidas e imperfeições de modelagem.

As condições de robustez podem ser utilizadas com o objetivo de se adotar um modelo de projeto intencionalmente simplificado, não só para facilitar a análise, como também por seu impacto sobre a complexidade do controlador resultante CRUZ (1996).

O controle robusto  $H_\infty$ , apesar de recente, já é considerado de grande importância para a teoria de sistemas de controle. Ele constitui-se numa poderosa ferramenta para o projeto de controladores, trazendo uma série de soluções a problemas herdados do controle clássico. A sua essência consiste na manutenção da estabilidade de uma planta modelada, não obstante a existência de incertezas dessa modelagem.

#### 3.2.1 NORMA $H_\infty$

Antes de apresentar o conceito de norma  $H_\infty$ , algumas definições são necessárias:

- Espaço  $L_\infty$ : é o espaço das funções limitadas no eixo  $jw$ , ou seja, sem pólos no eixo imaginário.
- Espaço  $RL_\infty$ : é o espaço das funções racionais próprias limitadas no eixo  $jw$ .
- $RH_\infty$ : é o espaço das funções racionais próprias estáveis limitadas no eixo  $jw$ .

Seja uma função  $F(s)$  pertencente ao espaço  $RH_\infty$ , então:

$$F : \mathbb{C} \rightarrow \mathbb{C}^{n \times m}$$

$s \rightarrow F(s)$ , onde  $s = \alpha + j\omega$  e  $\alpha, \omega \in \mathbb{R}$ .

A norma infinita de  $F(s)$  é dada por:

$$\| F(s) \|_\infty = \sup_{\omega \in \mathbb{R}} \{ \bar{\sigma} [F(j\omega)] \} \quad (3.1)$$

onde  $\bar{\sigma} [F(j\omega)] = \sqrt{\lambda_{\max}(F(j\omega) F^*(j\omega))}$ , sendo  $\lambda_{\max}$  o maior autovalor da função de transferência e  $F^*(s)$  o conjugado transposto de  $F(s)$ .

Existem métodos que evitam a varredura em frequência para cálculo da  $\| F(s) \|_\infty$ . Pode-se dar destaque aos formulados por meio de desigualdades matriciais lineares (LMI) e por equações de Ricatti, como é visto em ZHOU (1998) e VIDYASAGAR (1985).

### 3.2.2 PROBLEMA DE ESTABILIDADE ROBUSTA

Pode-se afirmar que a questão principal da teoria de controle robusto  $H_\infty$  repousa na teoria do pequeno ganho, que fornece as condições necessárias e suficientes para que o controlador  $H_\infty$  projetado estabilize não só a planta utilizada em sua síntese, mas também uma família de plantas. A classe de sistemas é gerada pela incerteza de seu modelo. A natureza da incerteza pode ser totalmente não-estruturada, no sentido de não se conhecer uma fórmula explícita que a descreva, mas o enfoque do projeto é sobre um limite superior para a norma das incertezas. Considerando a FIG. 3.1, onde  $G(s)$  representa o modelo nominal da planta e  $K(s)$  a função de transferência do controlador a ser calculada, e sendo:

- $G_p(s) = [I + \Delta(s)]G(s)$  um modelo com perturbação multiplicativa de  $G(s)$ ;
- $P_m = \{G_p(s) = [I + \Delta(s)]G(s)\}$  uma família de plantas perturbadas em relação à nominal  $G(s)$ .

Então, pelo Teorema do Pequeno Ganho (TPG) (VIDYASAGAR (1985)), um controlador  $K(s)$  estabiliza todas as plantas  $G_p(s) \in P_m$  se, e somente se:

- $K(s)$  estabiliza  $G(s)$ , ou seja, o sistema de controle nominal em malha fechada tenha somente pólos estáveis;
- e ainda, se a  $\| \Delta(s)G(s)K(s)(I + G(s)K(s))^{-1} \|_\infty < \gamma$ , ou seja,  $\| T_{y_1 u_1}(s) \|_\infty < \gamma$ , para  $\| \Delta(s) \|_\infty \leq 1/\gamma$  com algum  $\gamma > 0$ .

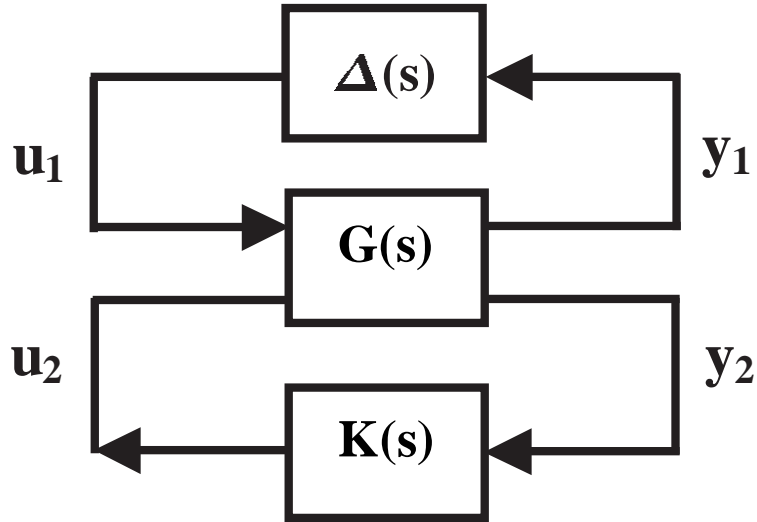


FIG. 3.1: Estrutura de controle  $H_\infty$ .

Com base no TPG, pode-se formular o problema de síntese  $H_\infty$ . A problemática consiste em projetar um controlador  $K(s)$  que estabilize a planta com um ganho  $\gamma$  mínimo, ou seja, maximize a tolerância  $\Delta(s)$  às perturbações. Assim, busca-se um controlador que minimize a norma  $H_\infty$  do canal de incertezas do sistema em malha fechada.

Por outro lado, sendo dado um controlador  $K(s)$  estabilizante, o problema de análise consiste na determinação do menor valor de  $\gamma$  ( $\gamma > 0$ ) tal que  $\| T_{y_1 u_1}(s) \|_\infty < \gamma$  sendo  $\| \Delta(s) \|_\infty \leq 1/\gamma$ .

Os problemas de análise e síntese  $H_\infty$  são amplamente debatidos em ZHOU (1998) e VIDYASAGAR (1985).

### 3.3 ELEMENTOS DA TEORIA DE ALGORITMOS GENÉTICOS

Até o início do século 19, acreditava-se que cada espécie dos seres vivos havia sido criada separadamente. O trabalho do naturalista Carolus Linnaeus sobre a classificação biológica de organismos despertou o interesse pela semelhança entre algumas espécies, passando a acreditar na existência de uma certa relação entre elas. As maiores contribuições para o estudo do desenvolvimento natural vieram dos grandes pesquisadores da época, Lamarck, Darwin e Mendel.

Lamarck afirmou que o ambiente muda somente através da evolução e essa evolução ocorre gradualmente através de muitas gerações, onde o indivíduo desenvolve novas habilidades ao tentar se adaptar a este novo ambiente.

Em 1858, Charles Darwin apresentou sua teoria de evolução através de seleção natural. Segundo Darwin: mutações estão presentes em todas as espécies; a evolução ocorre devido a uma força chamada de seleção natural que escolhe os indivíduos melhores adaptados ao ambiente; num ambiente constante as espécies preservarão suas identidades; num ambiente mutável alguns indivíduos serão melhores que os originais e serão preservados.

Por volta de 1900, o trabalho de Gregor Mendel, sobre os princípios básicos de herança genética, foi redescoberto e teve grande influência sobre os futuros trabalhos relacionados à evolução. Segundo Mendel, a grande característica da evolução natural das espécies é o conceito de indivíduos (genes) dominantes e recessivos.

A moderna teoria da evolução combina a genética e as idéias sobre a seleção natural, criando o princípio básico de Genética Populacional: a variabilidade entre indivíduos em uma população de organismos ocorre devido a mutação e a recombinação genética. Este princípio foi desenvolvido durante os anos 30 e 40, por biólogos e matemáticos. Nos anos 50 e 60, muitos biólogos começaram a desenvolver simulações computacionais de sistemas genéticos. Entretanto, somente com a publicação de HOLLAND (1975), os Algoritmos Genéticos (AG) ganharam um grande interesse na comunidade científica. Desde então, AG vêm sendo aplicados com sucesso em diversos problemas de otimização e aprendizagem de máquina.

A TAB. 3.1 apresenta a relação entre o processo de evolução natural e um problema a ser resolvido computacionalmente.

TAB. 3.1: Relação entre o processo de evolução natural e o problema.

<b>Evolução Natural</b>	<b>Problema Computacional</b>
Indivíduo	Uma solução de um problema
População	Conjunto de soluções de um problema
Cromossomo	Representação de uma solução
Gene	Elemento da representação de uma solução
Cruzamento, Mutação	Operadores de Busca
Seleção natural	Reutilização de boas soluções

Os AG são métodos de busca estocástica que imitam a metáfora da evolução biológica natural. Os AGs são algoritmos de otimização global, baseados nos mecanismos de seleção natural e da genética, que empregam uma estratégia de busca em direção ao reforço da busca de pontos de alta aptidão, ou seja, pontos nos quais a função objetivo a ser minimizada tem valores relativamente baixos.



Enquanto os métodos tradicionais de otimização como Gradiente e Powell buscam a solução por intermédio de uma única semente, algoritmos genéticos utilizam sementes múltiplas.

Apesar dos AG usarem oportunamente a idéia de aleatoriedade para realizar uma pesquisa, eles são dotados de direção de pesquisa. Os AG utilizam o conhecimento adquirido de gerações anteriores para construir uma nova geração que irá se aproximar da solução ótima a cada iteração. Ou seja, eles usam o conhecimento passado para direcionar sua pesquisa.

Os AG são particularmente aplicados em problemas complexos de otimização: problemas com diversos parâmetros ou características que precisam ser combinadas em busca da melhor solução; problemas com muitas restrições ou condições que não podem ser representadas matematicamente; problemas com grandes espaços de busca. Uma das desvantagens deste método de otimização é que, devido ao grande número de variáveis que um AG trata, às populações elevadas e ao alto número de gerações para a cobertura do espaço de soluções, os AG possuem um custo computacional elevado.

Em cada iteração do AG são realizadas quatro operações básicas: cálculo de aptidão, seleção, cruzamento e mutação. Ao fim destas operações cria-se uma nova população, chamada de geração que, espera-se, representar uma melhor aproximação da solução do problema de otimização que a população anterior. A população inicial é gerada atribuindo-se aleatoriamente valores aos genes de cada cromossomo, onde também podem ser acrescidos de valores definidos pelo projetista. A "aptidão bruta" de um indivíduo da população é medida pela função objetivo do problema de otimização. Quanto ao critério de parada, os mais comuns são pela limitação do número de gerações ou por um erro abaixo de um valor especificado pelo projetista para um determinado parâmetro do problema. Serão apresentados a seguir aspectos gerais sobre o funcionamento de um AG simples.

Os fundamentos matemáticos com o teorema fundamental dos AG podem ser encontrados em HOLLAND (1975). O AG utilizado foi desenvolvido por POHLHEIM (1994), sendo apresentado no Apêndice deste trabalho.

O funcionamento de um AG consiste nos seguintes passos:

- Inicialização da população: A população é gerada aleatoriamente, e o tamanho dessa população depende do número de indivíduos dado pelo projetista. A população gerada é representada por números binários.

Se por acaso o projetista fornecer um indivíduo inicial, este é codificado (transformado de real para números binários) e depois passa a fazer parte da população inicial.

- **Avaliação:** A avaliação (cálculo da função objetivo) é o elo entre o AG e o mundo externo. A avaliação é feita através de uma função que melhor representa o problema e tem por objetivo fornecer uma medida de aptidão de cada indivíduo. Antes da avaliação dessa população, esta é decodificada, ou seja, cada indivíduo é representado por números reais.
- **Seleção:** Depois de obter um valor da função objetivo para cada indivíduo da população, esta passa agora por um processo de seleção, onde os indivíduos com maior aptidão (melhores resultados) serão selecionados para a reprodução. Na seleção dos indivíduos, a população é representada por números binários.
- **Cruzamento:** Os indivíduos selecionados na etapa anterior são cruzados, sendo que a lista de indivíduos selecionados é embaralhada aleatoriamente, e desta forma, cria-se uma segunda lista, chamada lista de parceiros. Cada indivíduo selecionado é então cruzado com o indivíduo que ocupa a mesma posição na lista de parceiros. Um dado importante fornecido pelo projetista é a chamada probabilidade de cruzamento, que é a probabilidade com que os indivíduos selecionados efetuam o cruzamento. Quanto maior for esta probabilidade, mais rapidamente novas estruturas serão introduzidas na população. Se esta probabilidade for muito alta, estruturas com boas aptidões poderão ser perdidas. Com um valor baixo, o algoritmo pode necessitar de muitas gerações até convergir. Na maioria da literatura os valores encontrados estão na faixa de 60% a 70%.
- **Mutação:** A operação de mutação garante uma maior varredura do espaço de estados e ajuda a contornar o problema de mínimos locais. Na mutação altera-se o valor de um gene de um indivíduo sorteado aleatoriamente com uma determinada probabilidade, denominada probabilidade de mutação, ou seja, vários indivíduos da nova população podem ter um de seus genes alterado aleatoriamente. A probabilidade de mutação também é fornecida pelo projetista, representando a probabilidade com que um gene de cada cromossomo sofre mutação. Uma baixa probabilidade de mutação previne que uma dada posição fique estagnada em um valor. Com uma probabilidade muito alta, a busca se torna essencialmente aleatória.

- Depois dessas operações (seleção, cruzamento e mutação), uma nova população é formada (nova geração). Reinicia-se todo o processo até o problema atingir o critério de parada.

### 3.4 CONCLUSÃO

A teoria apresentada neste capítulo será utilizada nos Capítulos seguintes como ferramenta de síntese e análise do sistema de controle de atitude do VLS.

## 4 ANÁLISE $H_\infty$ DO SISTEMA DE CONTROLE

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado um processo de análise do sistema de controle atualmente empregado no VLS. A finalidade é verificar as características de robustez do controlador atualmente utilizado, sugerindo possíveis modificações na estratégia de controle empregada. Controladores  $H_\infty$  também são projetados para fins de comparação.

### 4.2 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE SÍNTESE/ANÁLISE

Sabe-se que o filtro de rejeição de faixa é empregado para a atenuação do 1° modo flexível. Por isso, visando possibilitar comparações entre os projetos dos controladores clássico e robusto, nas etapas de síntese e análise  $H_\infty$  foi utilizado um filtro que executa uma sintonia na faixa de frequência do 1° modo flexível. Como o modo em questão possui frequência variável, o filtro de análise/síntese também é variável, com sua frequência variando conforme a evolução temporal de  $W_{f1}$ .

A função de transferência adotada para o filtro de análise/síntese  $W(s)$  em função da frequência  $W_{f1}$  do 1° modo flexível é:

$$W(s) = \frac{W_{f1}^2}{s^2 + \left(W_{f1}/500\right)s + W_{f1}^2} \quad (4.1)$$

A FIG. 4.1 mostra o Diagrama de Bode do filtro de análise/síntese. Foram selecionados os instantes de voo de 10, 20, 30, 40 e 50 segundos. A função de transferência do filtro  $W(s)$  acompanha a evolução temporal da frequência  $W_{f1}$  do 1° modo flexível. Assim, pode-se afirmar que o processo de síntese e análise realizado sempre está focado no 1° modo flexível.

Após a definição do filtro de análise/síntese  $W(s)$ , pode-se gerar a planta aumentada  $\bar{G}(s)$ , ou seja, a planta de síntese, composta pelo filtro  $W(s)$  (EQ. 4.1), pela planta (EQ. 2.1) e pelo atuador (EQ. 2.3). A FIG. 4.2 apresenta o diagrama do sistema utilizado para a análise/síntese  $H_\infty$ , com destaque para  $\bar{G}(s)$ , sendo utilizada a função de transferência do canal de incertezas dinâmicas  $T_{y1u1}(s)$ .

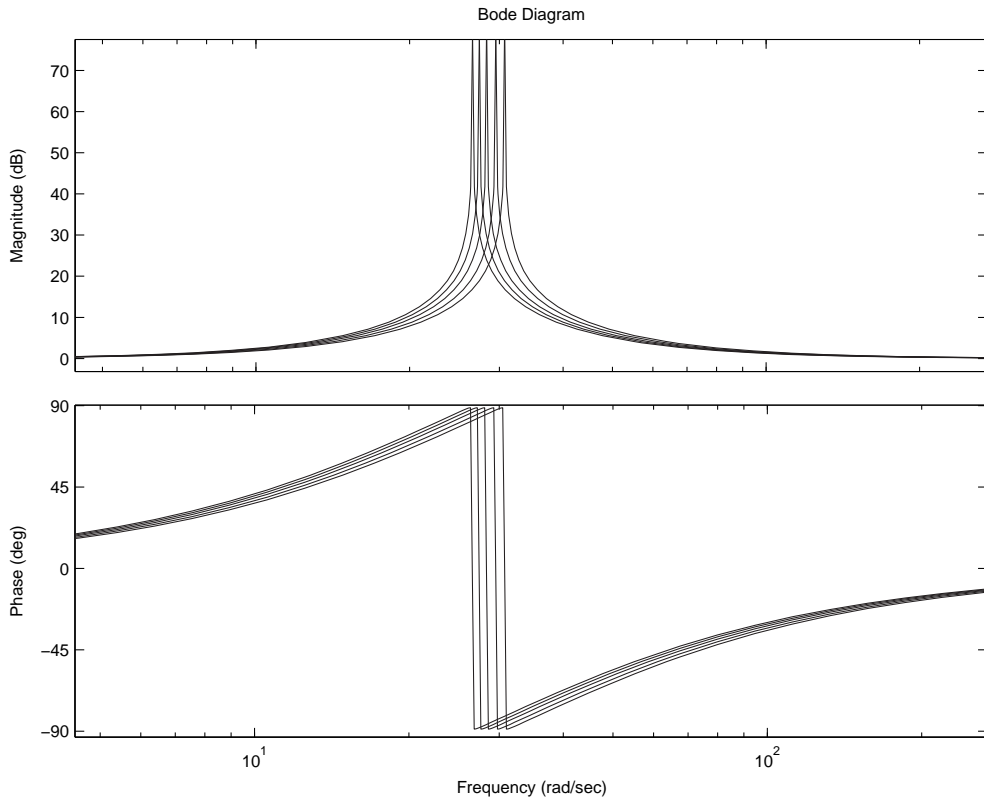


FIG. 4.1: Evolução temporal do Diagrama de Bode do filtro de análise/síntese  $W(s)$ .

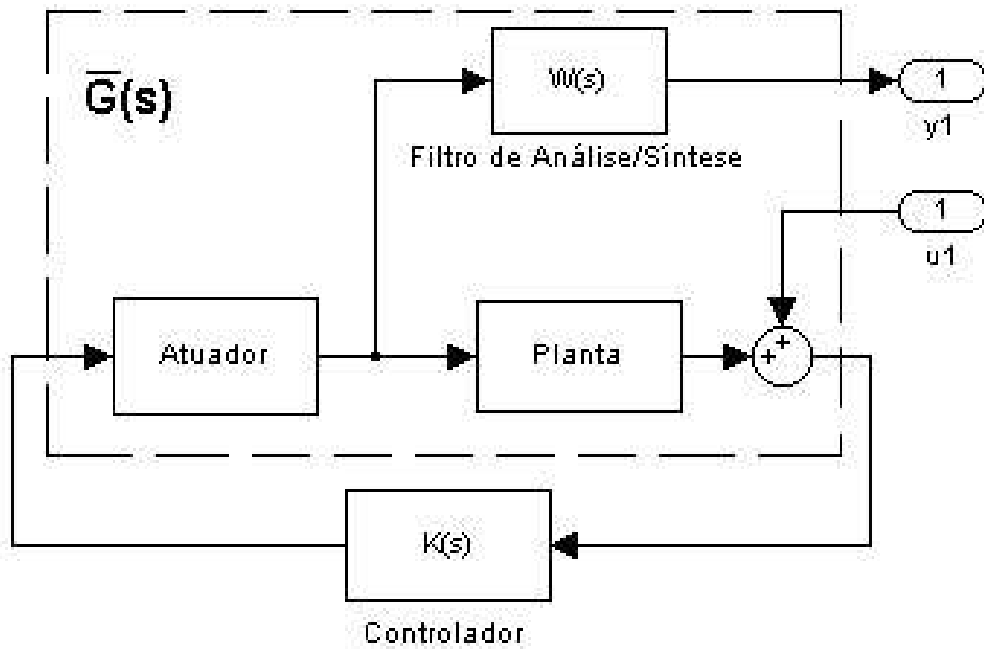


FIG. 4.2: Diagrama do sistema utilizado para análise/síntese  $H_\infty$ .

### 4.3 CONTROLADOR $H_\infty$

Um controlador  $H_\infty$  foi projetado para cada segundo de vôo, com o uso das funções do MATLAB `hinflmi` e `hinfric`. O controlador  $H_\infty$  minimiza a norma  $\| T_{y_1 u_1}(s) \|_\infty$  do canal de incertezas. No entanto, sabe-se que tais controladores são de difícil interpolação e que o seu escalonamento pode produzir resultados indesejados se não for conduzido de forma criteriosa. A interpolação de controladores  $H_\infty$  não faz parte do escopo deste trabalho. Os controladores projetados servem somente de base para a análise da robustez dos controladores clássicos.

Para análise do sistema em malha fechada com controlador robusto  $H_\infty$ , calcula-se a função de transferência do canal de incertezas do sistema representado na FIG. 4.2.

Uma primeira análise do efeito da inclusão de controladores  $H_\infty$  no sistema pode ser feita observando-se os pólos e zeros da função de transferência em malha fechada do canal de incertezas. Alguns dos resultados significativos são apresentados na TAB. 4.1:

TAB. 4.1: Pólos e zeros da função de transferência do canal de incertezas.

$t(s)$	<b>PÓLO GERADO PELO FILTRO <math>W(s)</math></b>	<b>ZERO GERADO PELO CONTROLADOR <math>H_\infty</math></b>
10	$-0.0029 \pm 26.0211i$	$-0.0931 \pm 26.8763i$
20	$-0.0062 \pm 27.4998i$	$-0.0821 \pm 28.4717i$
30	$-0.0033 \pm 28.1523i$	$-0.0125 \pm 28.9618i$
40	$-0.0017 \pm 30.0609i$	$-0.0413 \pm 30.7123i$
50	$-0.0034 \pm 32.4419i$	$-0.0821 \pm 33.4880i$

Este resultado indica que o controlador  $H_\infty$ , sintetizado com o objetivo de minimizar a norma  $\| T_{y_1 u_1}(s) \|_\infty$  com vistas à rejeição do modo 1º modo de flexão, acrescenta zeros na função de transferência do canal de incertezas bastante próximos aos pólos designados para o filtro de síntese. Desta forma, pode-se constatar que quanto mais próximo o zero for alocado ao 1º modo, maior é a robustez gerada ao sistema, desde que respeitada a restrição  $\Delta W_z \geq 0.7 rad/s$  previamente discutida.

O Diagrama de Bode da função de transferência do canal de incertezas apresentada na FIG. 4.2 também permite verificar a ação do controlador  $H_\infty$ , como indica a FIG. 4.3. Foram selecionados dois instantes do vôo, 15 e 50 segundos. Observa-se que a frequência do zero alocado pelo controlador  $H_\infty$  está muito próxima à frequência do primeiro modo de flexão.

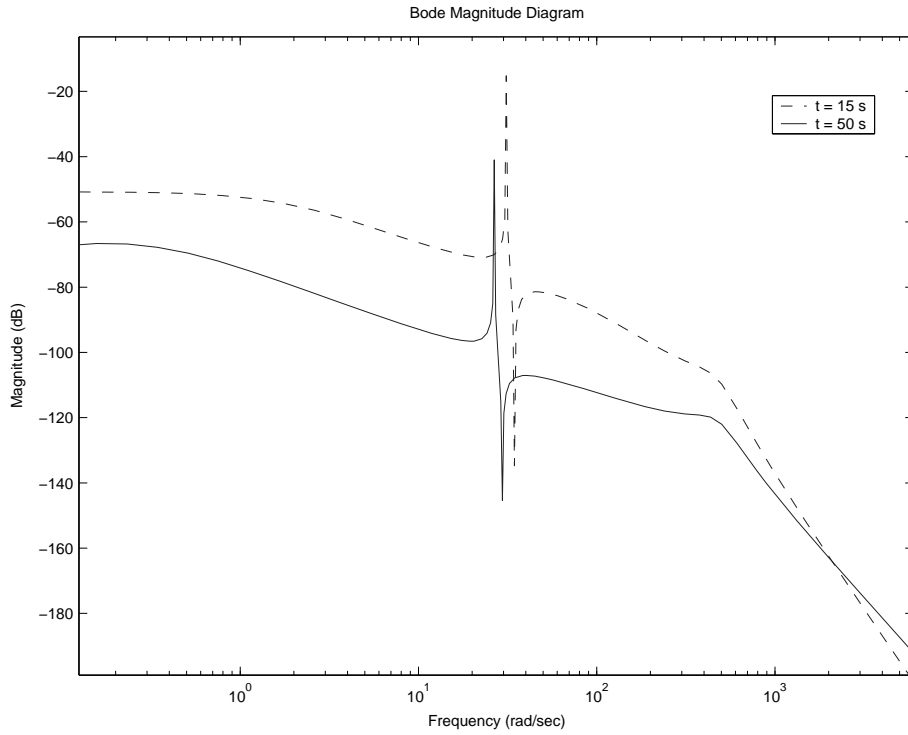


FIG. 4.3: Diagrama de Bode do sistema utilizado para análise/síntese  $H_\infty$ .

#### 4.4 ANÁLISE DA ROBUSTEZ $H_\infty$ DO SISTEMA COM CONTROLADOR PID

Para análise  $H_\infty$  do sistema em malha fechada com controladores PID, calcula-se a função de transferência do canal de incertezas do sistema representado no diagrama da FIG. 4.4.

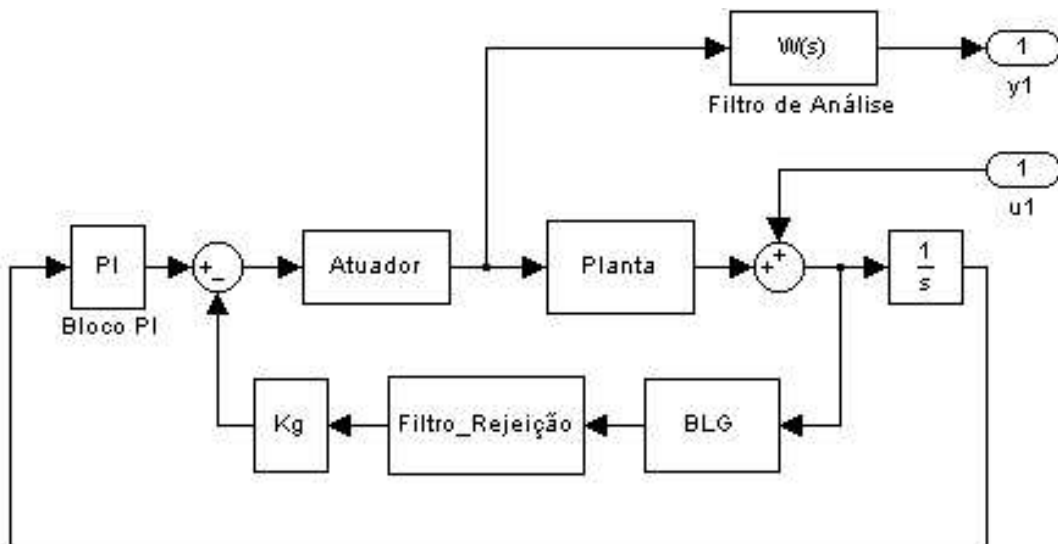


FIG. 4.4: Diagrama do sistema para análise  $H_\infty$  com controlador PID.

Analogamente ao caso do controlador  $H_\infty$ , a análise do efeito da inclusão de controladores PID no sistema foi baseada na observação dos pólos e zeros da função de transferência do canal de incertezas. Alguns resultados significativos são apresentados na TAB. 4.2. Os resultados obtidos mostram que:

- O projeto clássico com emprego do filtro de rejeição de faixa se assemelha ao projeto com controlador  $H_\infty$ , haja visto que também aloca zeros próximos aos modos de flexão. Porém, os zeros alocados pelo controlador clássico são mais afastados do modo de flexão, reduzindo a atuação deste projeto frente ao controlador  $H_\infty$ .
- Como o filtro de rejeição possui parâmetros com valores fixos e o modo de flexão varia ao longo do tempo, a eficiência do projeto clássico é variável. Haja visto que  $W_z \geq 34rad/s$  e a frequência do 1º modo varia entre  $25.8 \leq W_{f1} \leq 33.7rad/s$ , quanto maior o tempo de vôo, maior é a eficácia do filtro de rejeição.

TAB. 4.2: Pólos e zeros da função de transferência do canal de incertezas.

$t(s)$	<b>PÓLO GERADO PELO FILTRO <math>W(s)</math></b>	<b>ZERO GERADO PELO PID COM <math>W_z = 34rad/s</math></b>
10	$-0.0029 \pm 26.0211i$	$-0.0123 \pm 29.9542i$
20	$-0.0062 \pm 27.4998i$	$-0.0391 \pm 30.2120i$
30	$-0.0033 \pm 28.1523i$	$-0.0477 \pm 31.1496i$
40	$-0.0017 \pm 30.0609i$	$-0.0456 \pm 31.9542i$
50	$-0.0034 \pm 32.4419i$	$-0.0462 \pm 32.9880i$

O diagrama de Bode da função de transferência do canal de incertezas apresentado na FIG. 4.5 ratifica os resultados obtidos na TAB. 4.2. Foram selecionados dois instantes do vôo, 15 e 50 segundos, sendo adotado o valor de  $34rad/s$  para o parâmetro  $W_z$  do filtro de rejeição. Observa-se que a frequência do zero alocado pelo filtro rejeita-faixa está próxima à frequência do 1º modo de flexão, porém nem tanto quanto a frequência do zero alocado pelo controlador  $H_\infty$ .

A evolução da norma  $H_\infty$  ao longo do tempo de vôo, em função de diferentes valores do parâmetro  $W_z$ , é apresentada na FIG. 4.6. Os resultados obtidos mostram que:

- Conforme já concluído anteriormente através da TAB. 4.2 e da FIG. 4.5, quanto maior o tempo de vôo, mais eficaz é o emprego do filtro de rejeição de faixa.



- Quanto menor é o valor escolhido para o parâmetro  $W_z$  do filtro rejeita-faixa, mais robusto é o sistema ao 1° modo flexível. Este fato é justificado haja visto a alocação de zeros pelo filtro de rejeição próximos ao valor de  $W_z$  e que, com base na técnica  $H_\infty$ , quanto mais próximo o zero gerado pelo filtro estiver do 1° modo flexível maior será a robustez do sistema a esse modo de flexão. Como já foi visto, a frequência do 1° modo de flexão varia entre  $25.8 \leq W_{f1} \leq 33.7 rad/s$ .
- Por volta de 55 segundos, os projetos com valores mais elevados de  $W_z$ , passam a ser aqueles que proporcionam ao sistema uma maior robustez ao 1° modo de flexão. Este fato é justificado porque em 55 segundos o modelo do sistema é modificado significativamente em função do evento da ignição do 2° estágio de lançamento. Por isso, é conveniente que a partir de 55 segundos o filtro de rejeição de faixa seja chaveado para um valor de  $W_z$  mais elevado, fato que atualmente é realizado por volta de 60 segundos, quando ocorre o fim do 1° estágio de lançamento. A FIG. 4.7 apresenta o efeito gerado pela antecipação sugerida para o chaveamento do filtro. O valor inicial do parâmetro  $W_z$  do filtro é de  $34 rad/s$ , sendo chaveado em 55 segundos para  $42 rad/s$ .

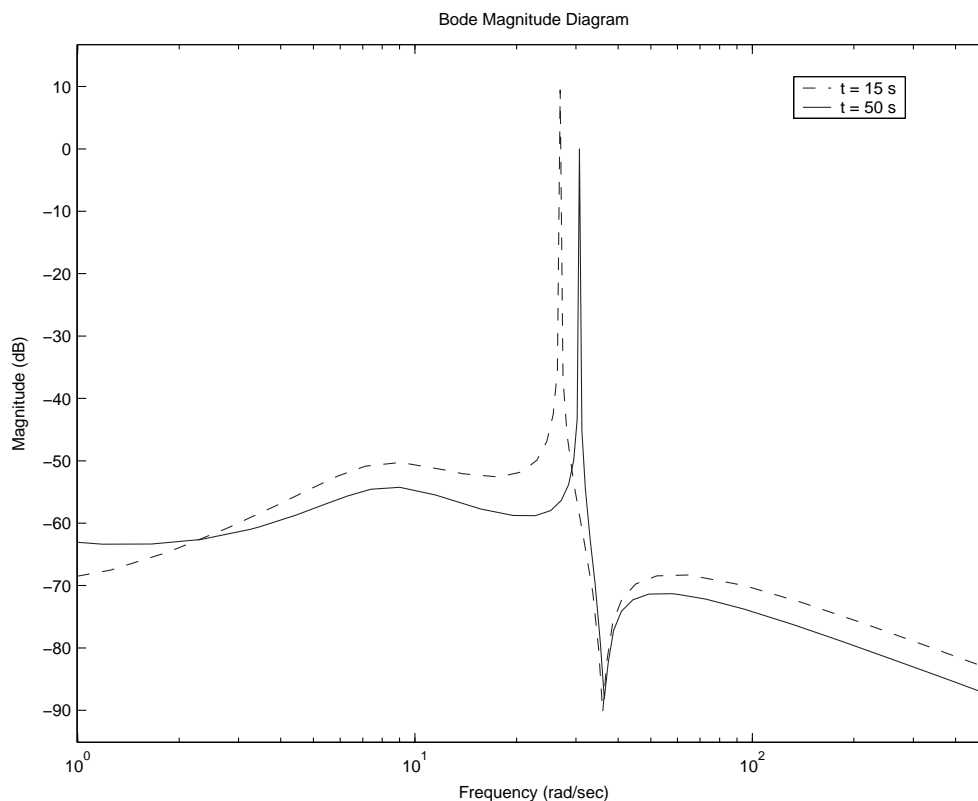


FIG. 4.5: Diagrama do sistema para análise  $H_\infty$  com controlador PID.

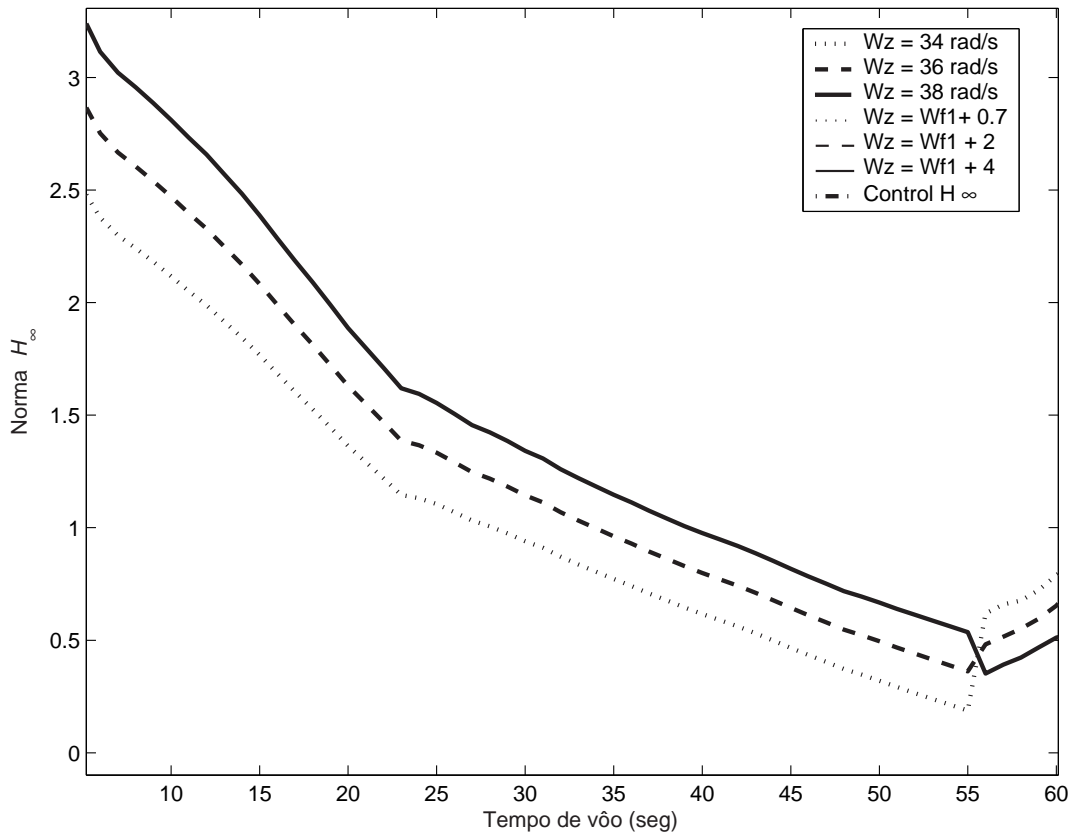


FIG. 4.6: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  - Comparação entre os controladores PID.

#### 4.5 EMPREGO DO FILTRO DE REJEIÇÃO DE FAIXA VARIÁVEL

Esta etapa do trabalho tem o objetivo de analisar os resultados decorrentes do emprego do filtro de rejeição de faixa com frequência variável, o qual espera-se que apresente características que favoreçam as condições de robustez do sistema.

O filtro é projetado com um valor de  $W_z$  bastante próximo ao valor de  $W_{f1}$ , com um determinado valor ideal de avanço  $\Delta W_z \geq 0.7 \text{ rad/s}$  a ser determinado. Como o filtro de rejeição é variável, o valor de  $W_z$  acompanha a variação da frequência  $W_{f1}$  do 1º modo flexível ao longo do tempo de voo. Por isso, espera-se que o projeto com filtro variável torne o sistema mais robusto ao 1º modo de flexão do que o projeto com filtro fixo, assemelhando-se ainda mais ao projeto com controlador  $H_\infty$ .

A evolução da norma  $H_\infty$  ao longo do tempo de voo, em função de diferentes valores do parâmetro  $\Delta W_z \geq 0.7 \text{ rad/s}$ , é apresentada na FIG. 4.8, sendo comparados com o já obtido nos projetos com filtro fixo e controlador  $H_\infty$ .

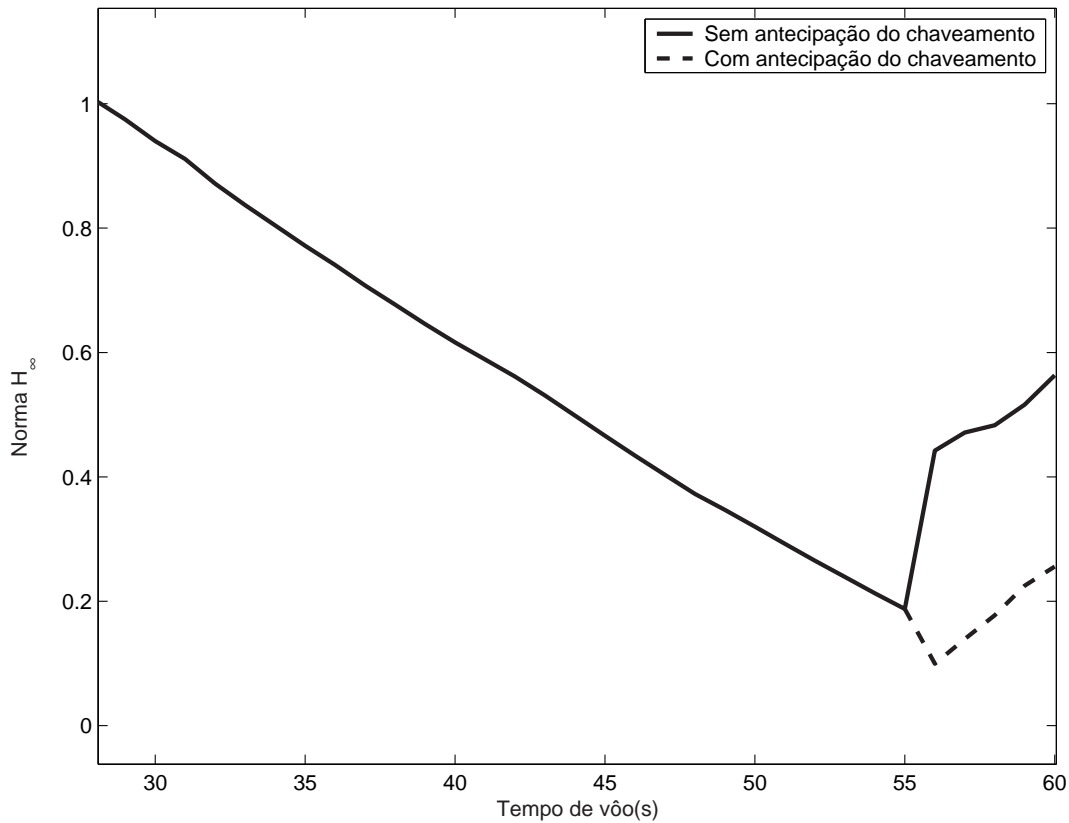


FIG. 4.7: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  - Antecipação do chaveamento do filtro de rejeição

Observa-se que o projeto com  $W_z = W_{f1} + 0.7$ , ou seja  $\Delta W_z = 0.7rad/s$ , é o mais eficiente em termos de robustez ao 1º modo de flexão, apesar das variações geradas pelos eventos da ignição do 2º estágio, da cauda de empuxo do 1º estágio e da separação do 1º estágio. Entretanto, cabe ressaltar que, como já visto no Capítulo 3, pequenos valores de  $\Delta W_z$  geram menores margens de estabilidade em relação ao 2º modo de flexão.

Outro fator a ser considerado no cálculo do  $\Delta W_z$  é a incerteza dos valores da frequência  $W_{f1}$  do 1º modo, cujo valor máximo determinado por ensaios é de  $1.6rad/s$ . Sendo assim, no projeto com filtro de rejeição de faixa variável, é recomendável que seja adotado o valor de  $2.3rad/s$  para o  $\Delta W_z$ , que corresponde à soma do valor relativo à restrição de estabilidade ( $0.7rad/s$ ) com o valor referente à incerteza ( $1.6rad/s$ ).

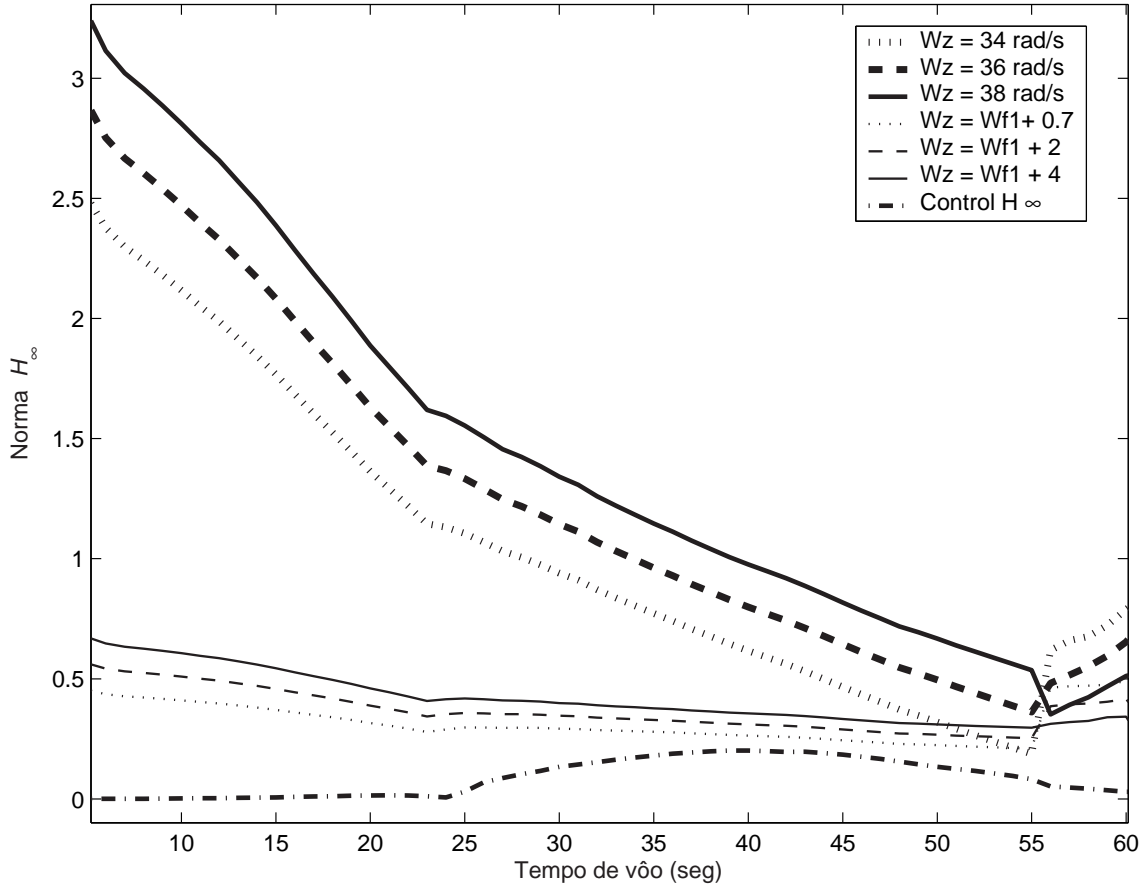


FIG. 4.8: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  - Comparação entre técnicas de controle.

#### 4.6 ANÁLISE DO POSICIONAMENTO DO FILTRO DE REJEIÇÃO DE FAIXA

Esta etapa do trabalho tem o objetivo de analisar o projeto do sistema de controle de atitude do VLS em relação ao posicionamento do filtro de rejeição de faixa. O parâmetro de avaliação é a robustez do sistema ao 1º modo de flexão, através do cálculo da norma  $H_\infty$  da função de transferência do canal de incertezas. É realizada uma comparação entre o projeto com o filtro posicionado no canal de realimentação (FIG. 4.4) e o que introduz o filtro no canal direto, conforme a FIG. 4.9. Para esta comparação foram selecionados alguns valores para o parâmetro  $W_z$  do filtro de rejeição.

Face aos resultados apresentados nas FIG. 4.10 a 4.14, pode-se concluir que independente do valor do parâmetro  $W_z$  do filtro de rejeição de faixa, o posicionamento do filtro no canal direto é mais adequado tendo em vista a robustez do sistema ao 1º modo flexível.

A mudança do posicionamento do filtro de rejeição na malha de controle não altera o valor dos pólos da malha de controle, entretanto, os zeros são alterados.

Os diagramas de Bode da função de transferência do canal de incertezas, apresentados nas FIG. 4.15 e 4.16, confirmam os resultados obtidos a partir das FIG. 4.10 a 4.14, pois mostram que quando o filtro é posicionado no canal direto, o zero é alocado mais próximo do pólo.

## 4.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo, mostra-se que o efeito da utilização do filtro rejeita-faixa é semelhante ao produzido pelo uso de um controlador  $H_\infty$  ajustado para rejeitar frequências de flexão.

Além disso, através de uma análise  $H_\infty$  conclui-se que uma execução antecipada da manobra de chaveamento do filtro pode conduzir a melhores resultados em termos de atenuação do 1º modo flexível.

A evolução da norma  $H_\infty$  do canal da dinâmica de flexão, sinaliza que o escalonamento de ganhos deve ser empregado também para parâmetros do filtro durante o vôo atmosférico.

Foi constatado que o emprego do filtro de rejeição de faixa no canal direto torna o sistema mais robusto ao 1º modo de flexão.

No próximo capítulo, é apresentada uma nova estratégia de projeto que visa aumentar a robustez do sistema ao 1º modo de flexão através do ajuste dos ganhos da estrutura PID.

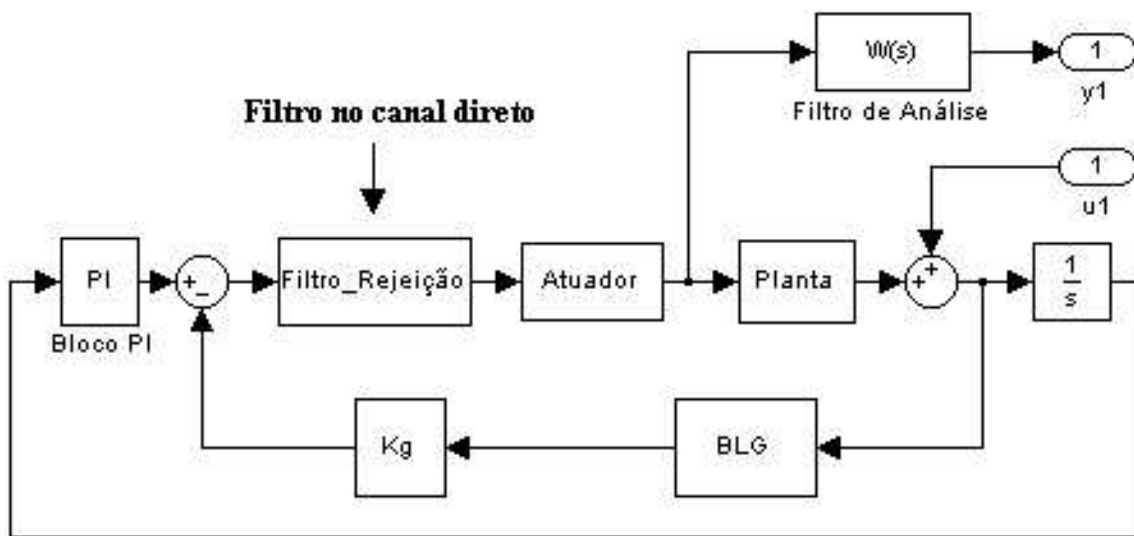


FIG. 4.9: Diagrama do sistema para análise  $H_\infty$  - PID e filtro no canal direto.

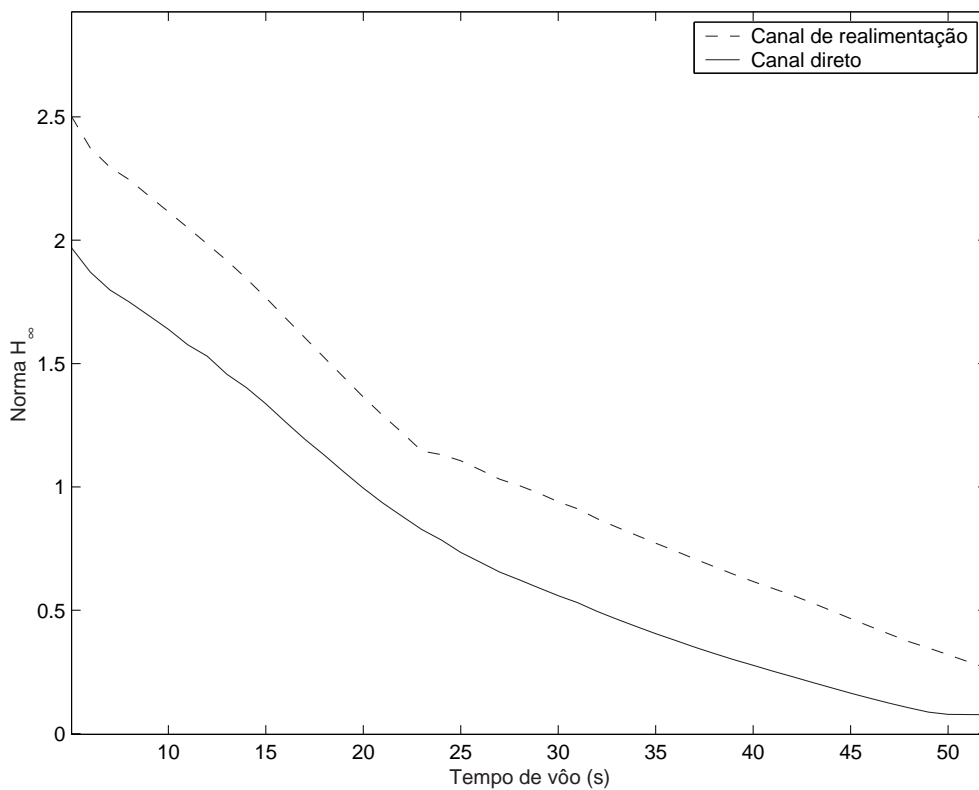


FIG. 4.10: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  para  $W_z = 34rad/s$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.

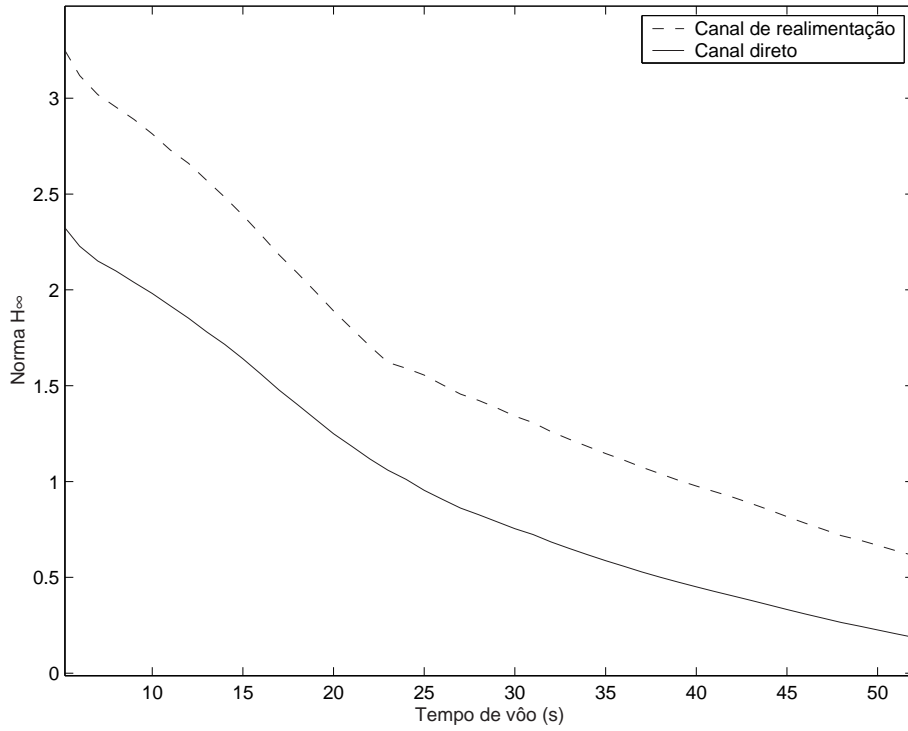


FIG. 4.11: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  para  $W_z = 36rad/s$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.

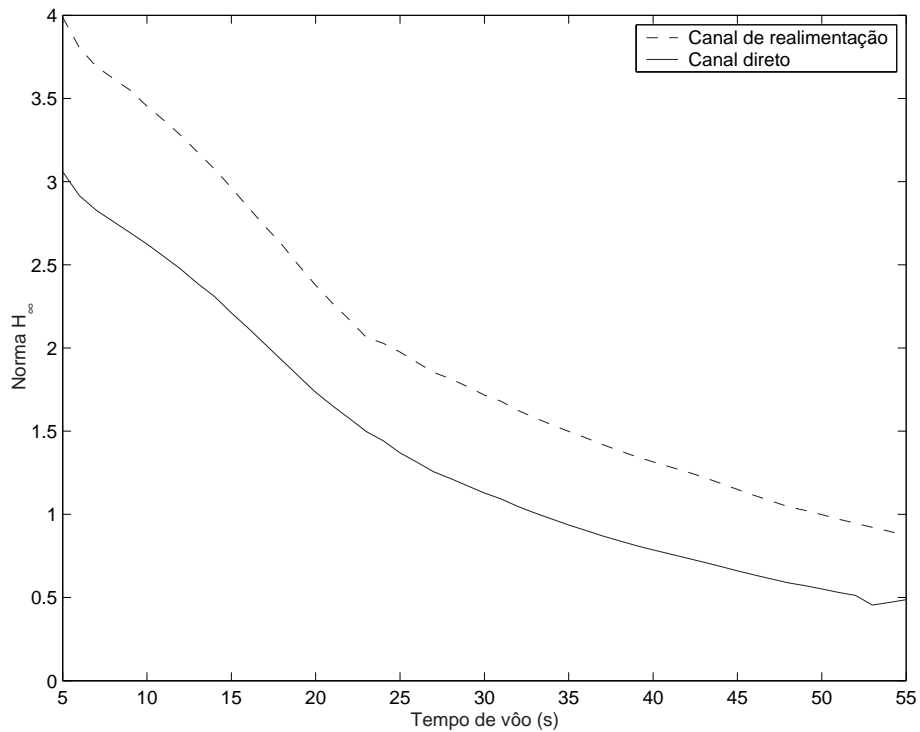


FIG. 4.12: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  para  $W_z = 38rad/s$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.

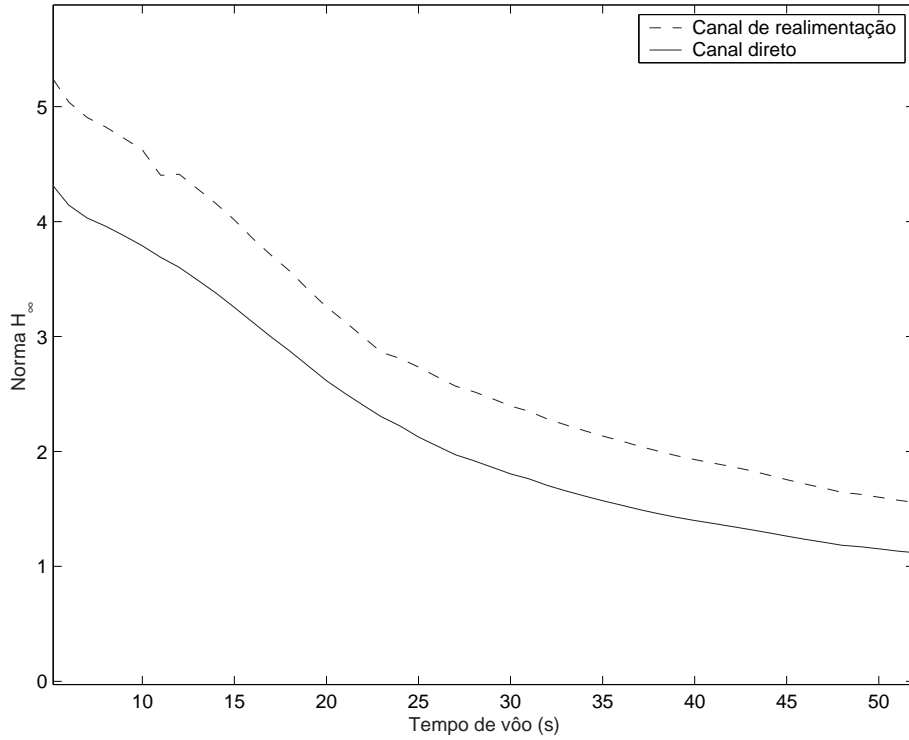


FIG. 4.13: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  para  $W_z = 40 \text{ rad/s}$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.

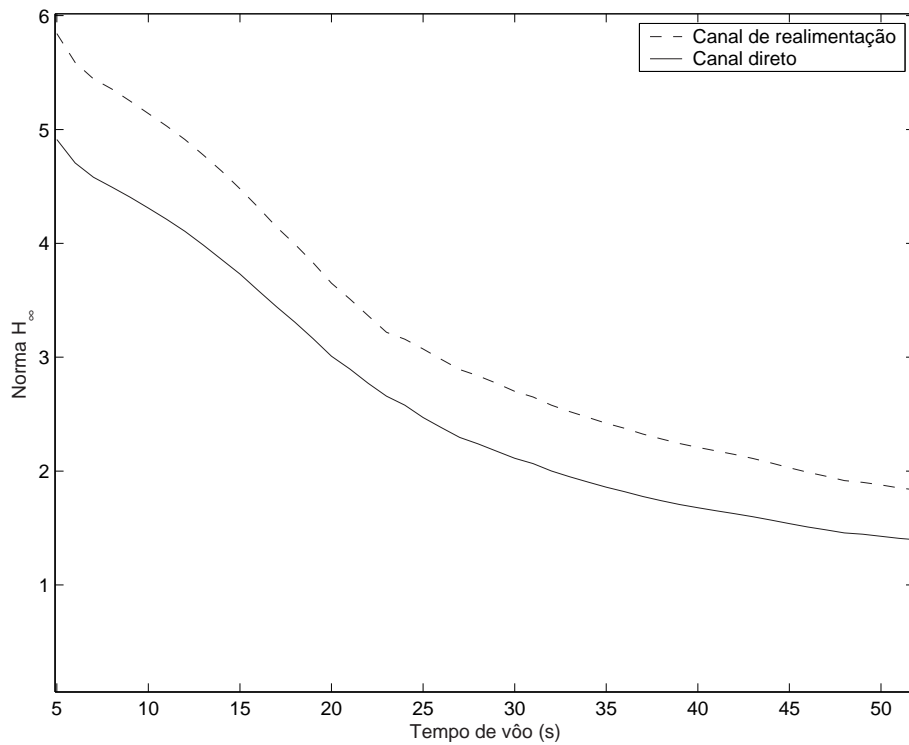


FIG. 4.14: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  para  $W_z = 42 \text{ rad/s}$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.



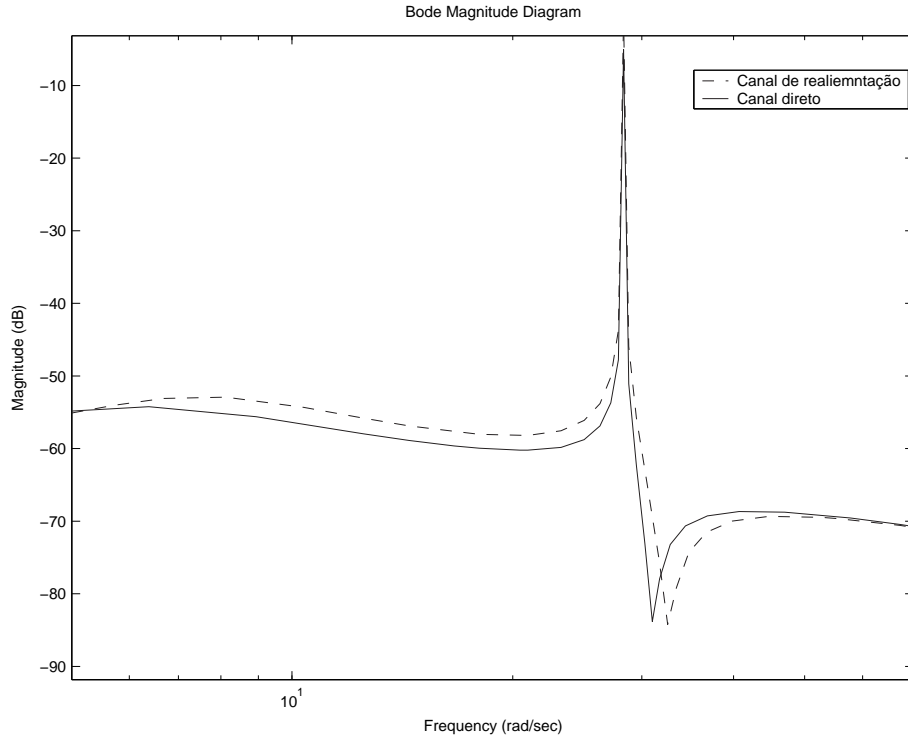


FIG. 4.15: Diagrama de Bode  $W_z = 34rad/s$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.

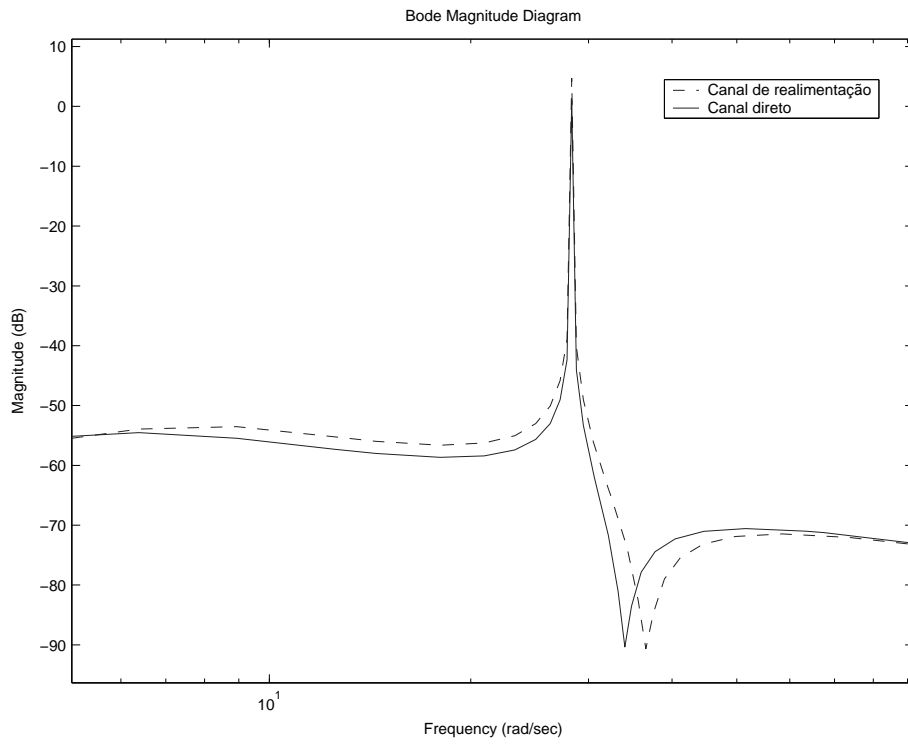


FIG. 4.16: Diagrama de Bode  $W_z = 40rad/s$  - Comparação entre canal direto e canal de realimentação.

## 5 SÍNTESE DE CONTROLADORES PID ROBUSTOS VIA AG

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada uma nova abordagem do projeto do controlador PID, utilizando um processo de síntese via algoritmos genéticos, ponderando critérios de desempenho pré-estabelecidos com a robustez do sistema ao 1º modo de flexão.

### 5.2 O PROJETO

O projeto consiste no cálculo dos ganhos do controlador PID para cada segundo de voo. Da mesma forma que o projeto clássico atualmente utilizado, foi empregada a técnica de separação de efeitos, com o desacoplamento do filtro de rejeição de faixa do sistema de controle. Além disso, também foi utilizado o modelo simplificado da planta (2.2). O espaço de busca dos ganhos foi definido em função de restrições já consideradas em trabalhos anteriores (RAMOS (2002), RAMOS (2003)) que tratam do projeto do controlador do VLS, sendo da seguinte forma:

- $0.4 \leq K_i \leq 1.4$ ;
- $2.0 \leq K_c \leq 3.5$ ;
- $K_g > 0.8$ .

A função custo foi baseada na minimização da norma  $H_\infty$  do canal de incertezas dinâmicas. Como restrição de custo, foram selecionados apenas conjuntos de ganhos que aplicados ao sistema em malha fechada, congelado no tempo, gerassem uma resposta ao degrau com desempenho semelhante ao obtido no projeto clássico já desenvolvido, da seguinte forma:

- tempo de subida entre  $0.7s$  e  $1.0s$ ;
- ultrapassagem limitada em 5% do valor obtido pelo projeto atualmente utilizado;
- tempo de acomodação entre  $6.0s$  e  $9.0s$ .

O fluxograma apresentado na FIG. 5.1 mostra o processo iterativo de síntese do controlador PID robusto via AG.

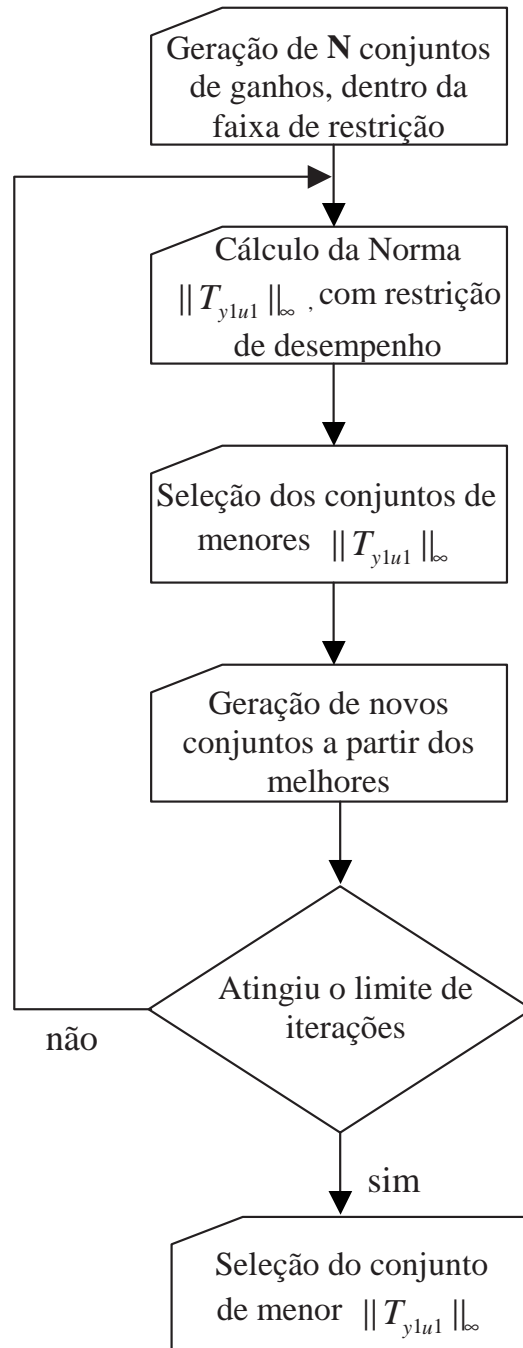


FIG. 5.1: Fluxograma de operação da síntese via AG.

Tendo em vista que variações bruscas dos ganhos do controlador prejudicam a interpolação dos mesmos e podem contribuir para a instabilidade do sistema a tempo variante, deseja-se obter ganhos bem comportados, sem grandes descontinuidades em seus valores. Inicialmente os ganhos foram projetados sem qualquer ajuste quanto ao critério de comportamento. A FIG. 5.2 apresenta o ganho  $K_c$  obtido na síntese.

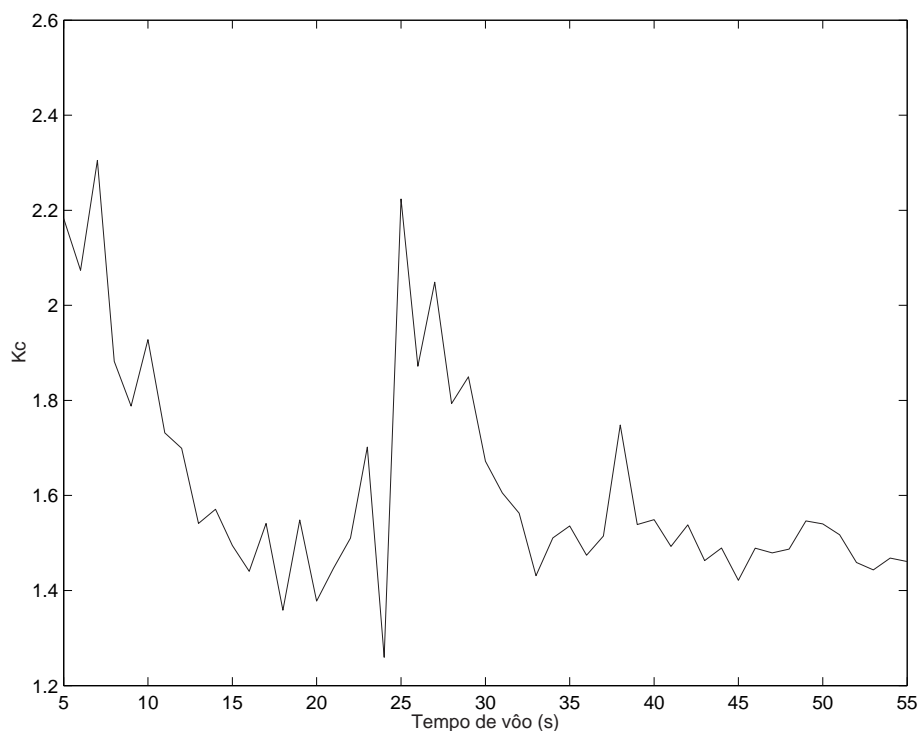


FIG. 5.2: Evolução temporal do ganho  $K_c$  projetado sem restrição de variação.

Como o ganho  $K_c$  apresenta grandes descontinuidades, selecionou-se o instante em que os ganhos apresentassem maiores variações numéricas, no caso em 25 segundos, e a partir daí, projetou-se os ganhos do controlador para os demais instantes, limitando a variação destes ganhos. A limitação imposta foi que o valor do ganho no instante seguinte não ultrapassasse  $\pm 10\%$  do valor anterior.

Os ganhos projetados com restrição de variação são apresentados nas FIG. 5.3 a 5.5, sendo comparados com os ganhos obtidos no projeto clássico atualmente empregado.

Analisando os resultados obtidos nas FIG. 5.3 a 5.5, pode-se constatar que foram atendidas as exigências quanto à faixa de ganhos e quanto às variações bruscas de valores. Assim, o passo seguinte é a verificação da restrição de desempenho, o que é apresentado nas FIG. 5.6 a 5.11, havendo uma comparação com o projeto clássico atualmente empregado e sendo mantido o desacoplamento do filtro de rejeição de faixa.

Analisando os resultados obtidos nas FIG. 5.6 a 5.11, verifica-se que foram atendidas as exigências quanto ao desempenho. Assim, o passo seguinte é a verificação da restrição de robustez ao 1º modo de flexão, o que é apresentado na FIG. 5.12, havendo uma comparação com o projeto clássico atualmente empregado e sendo mantido o desacoplamento do filtro de rejeição de faixa.

Os resultados apresentados na FIG. 5.12, mostram que através do projeto via AG foi obtido um conjunto de controladores PID mais robustos ao 1º modo de flexão.

A FIG. 5.13 apresenta a evolução temporal da norma  $H_\infty$ , com a introdução do filtro de rejeição de faixa fixo no canal de realimentação, sendo adotado o valor de  $34rad/s$  para o parâmetro  $W_z$ . É realizada uma comparação com o projeto LQ com filtro de rejeição fixo.

As FIG. 5.14 e 5.15 mostram a simulação a tempo variante do sistema de controle com filtro de rejeição de faixa fixo, com o conjunto de ganhos calculados via AG e com o valor do parâmetro  $W_z$  igual a  $34rad/s$ . A entrada é um sinal de referência para o ângulo de arfagem. A saída medida do sistema é a atitude angular de arfagem. Pode-se concluir que o sistema permanece estável durante todo o tempo de vôo e que a saída segue a entrada de referência de maneira adequada.

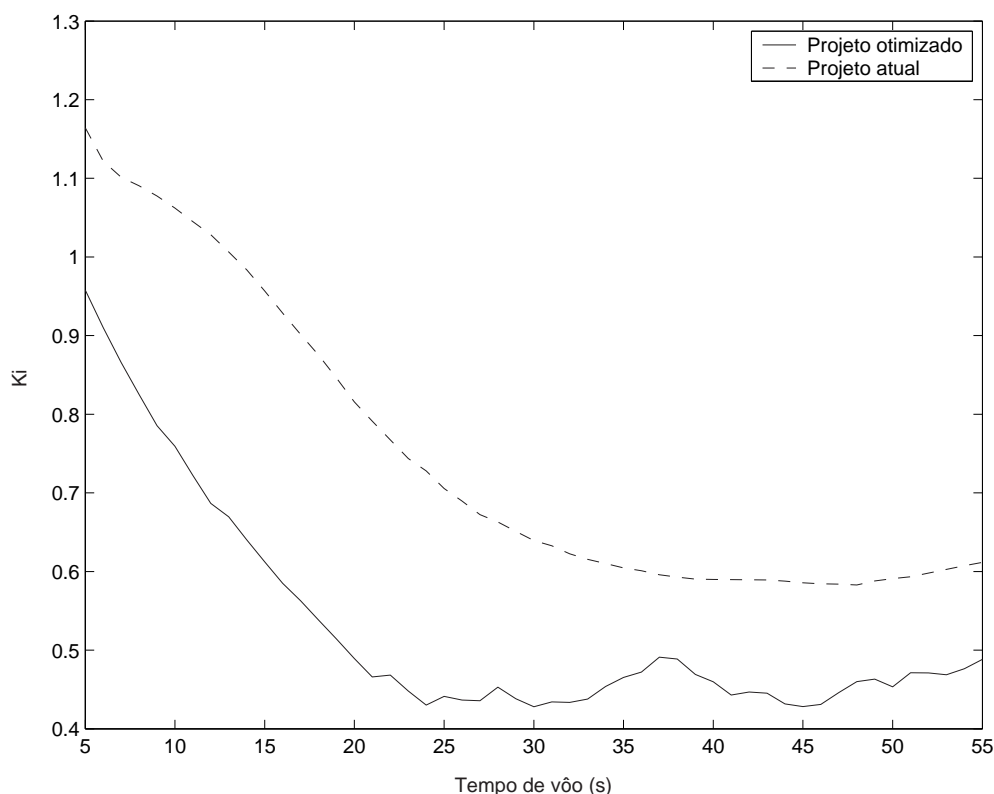


FIG. 5.3: Evolução temporal do ganho  $K_i$  projetado com restrição de variação.

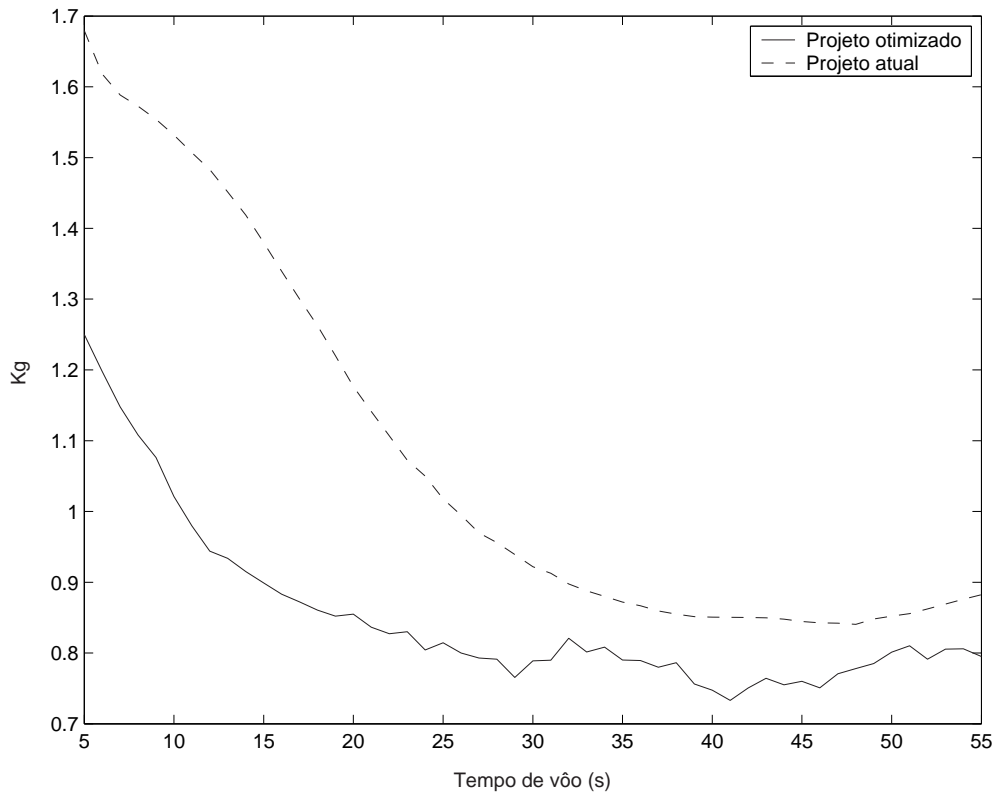


FIG. 5.4: Evolução temporal do ganho  $K_g$  projetado com restrição de variação.

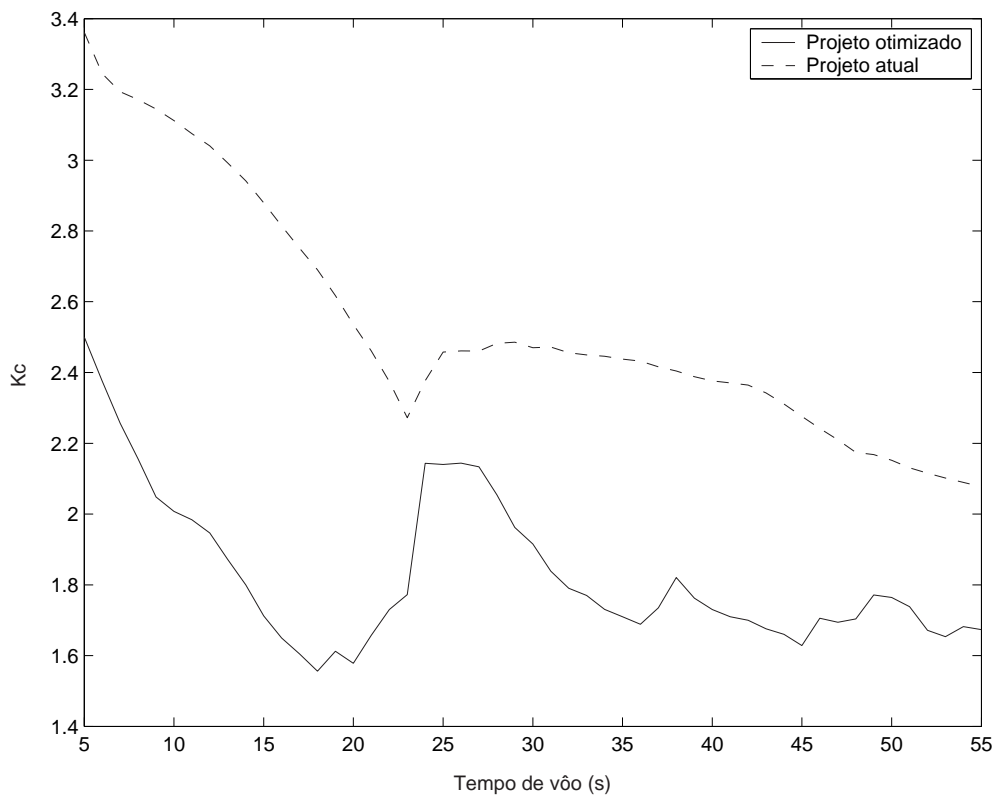


FIG. 5.5: Evolução temporal do ganho  $K_c$  projetado com restrição de variação.

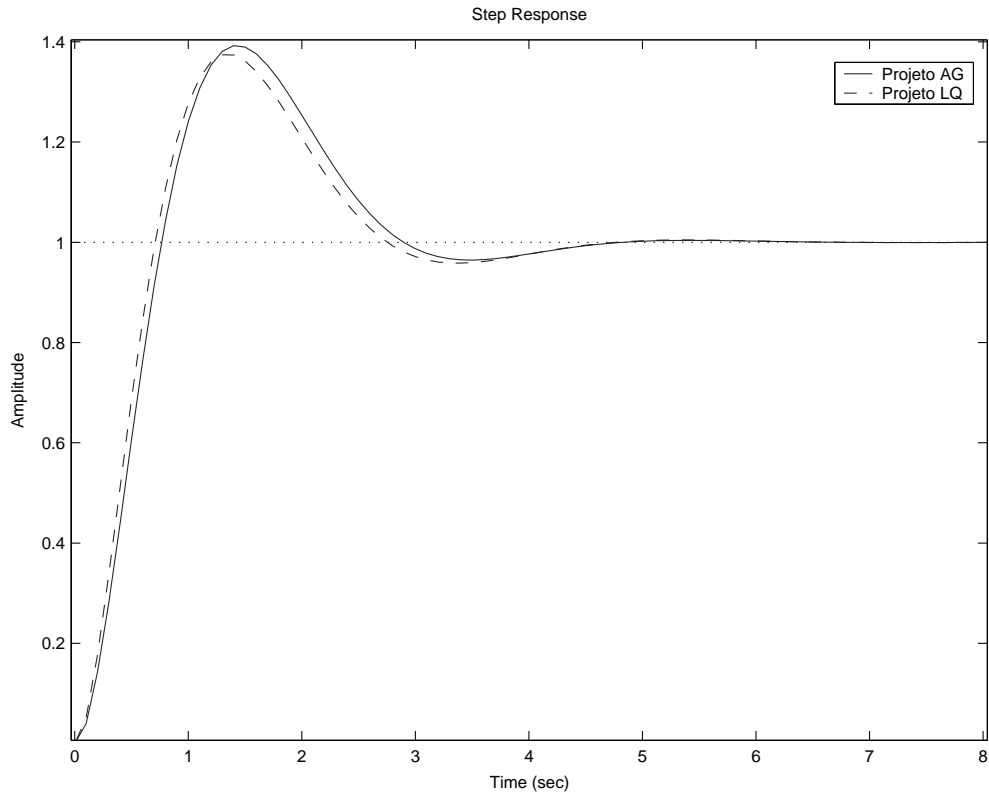


FIG. 5.6: Resposta ao degrau do sistema congelado em 5 segundos de vôo.

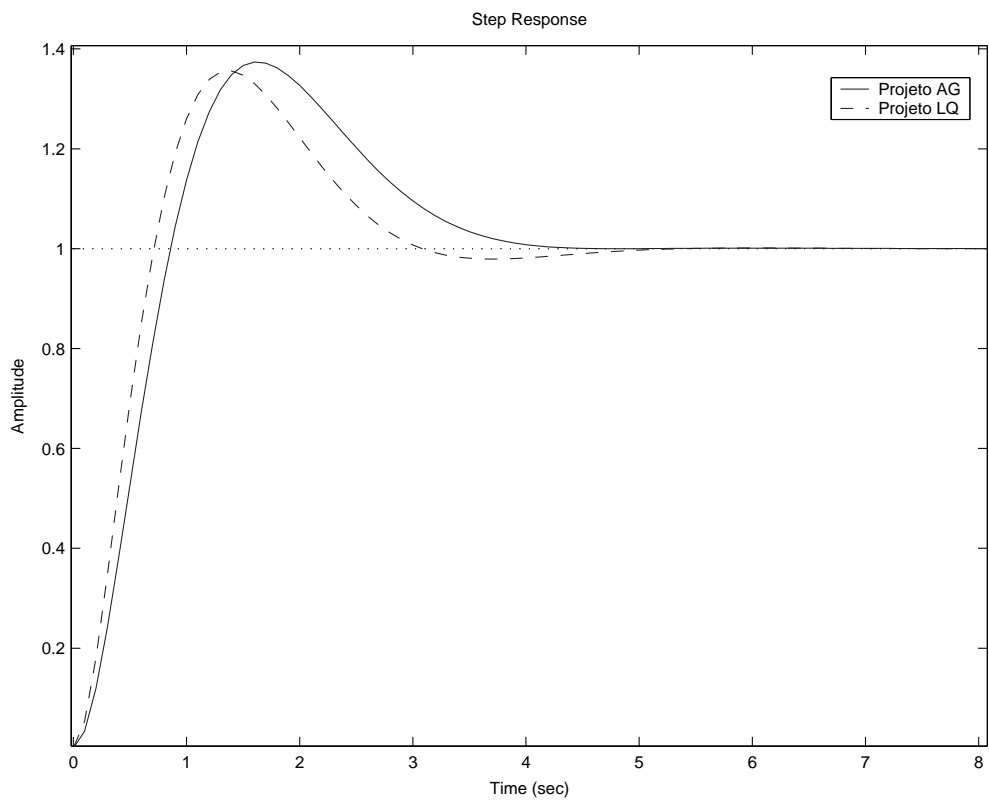


FIG. 5.7: Resposta ao degrau do sistema congelado em 15 segundos de vôo.

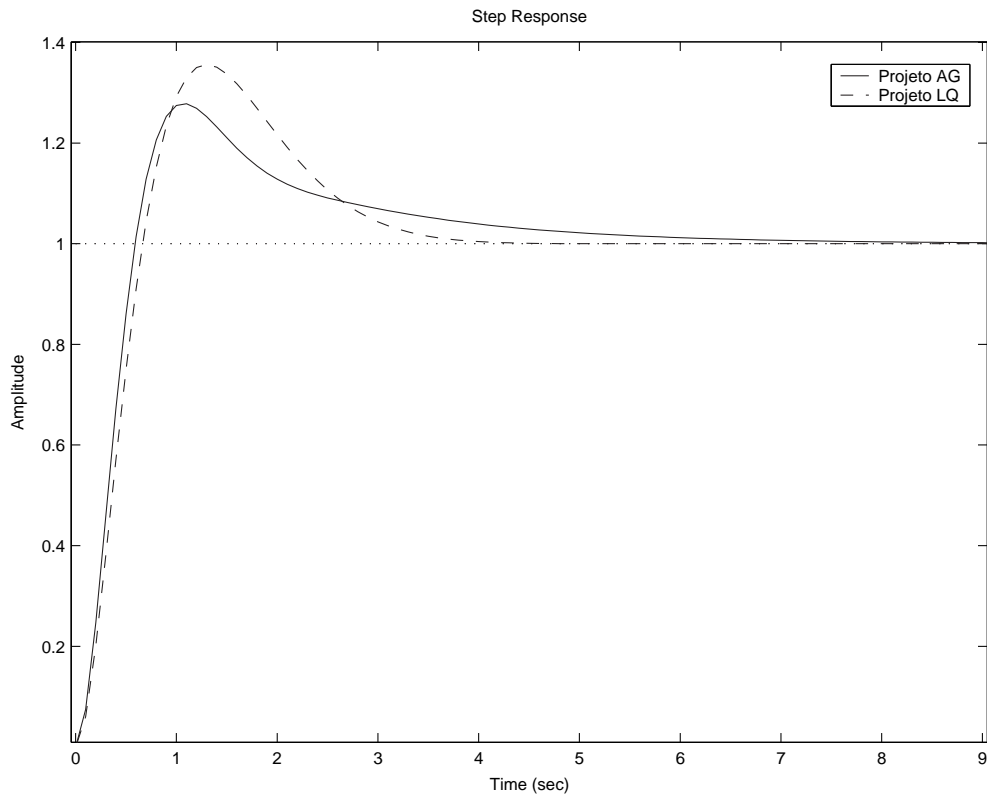


FIG. 5.8: Resposta ao degrau do sistema congelado em 25 segundos de vôo.

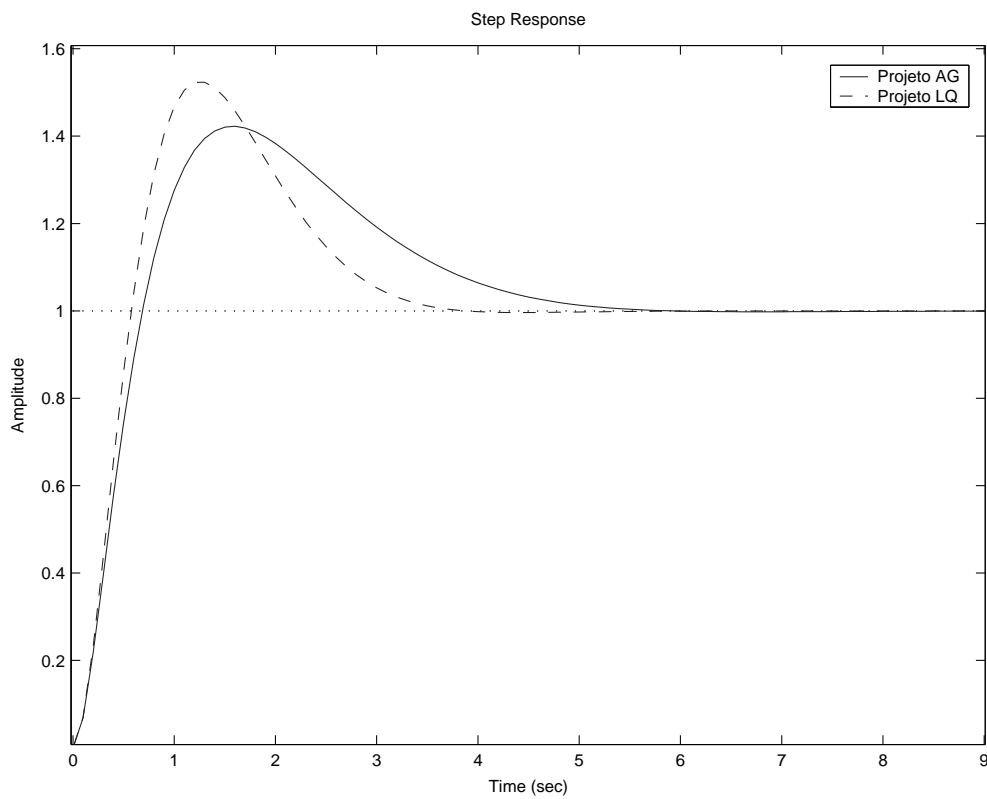


FIG. 5.9: Resposta ao degrau do sistema congelado em 35 segundos de vôo.



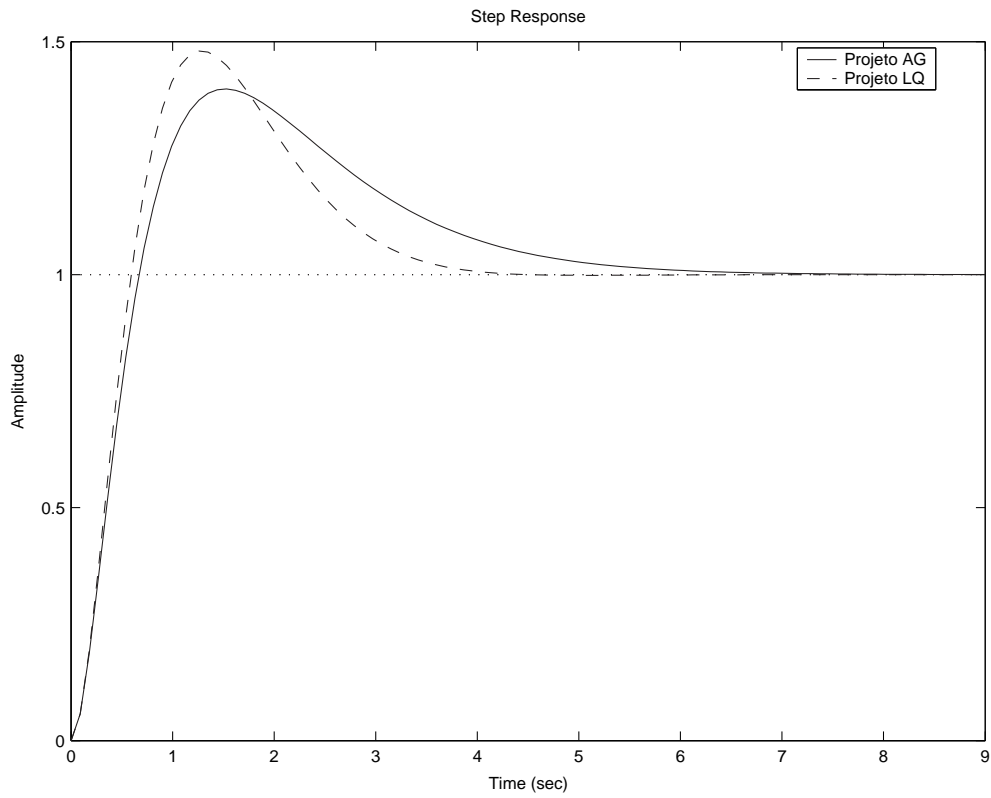


FIG. 5.10: Resposta ao degrau do sistema congelado em 45 segundos de vôo.

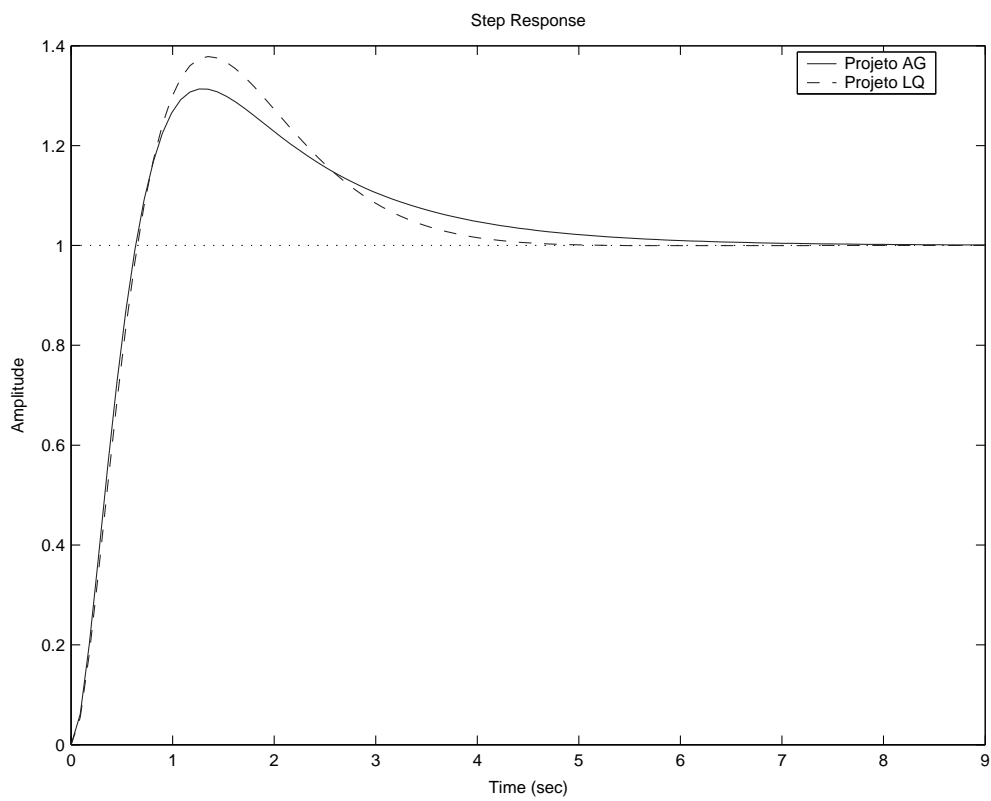


FIG. 5.11: Resposta ao degrau do sistema congelado em 55 segundos de vôo.

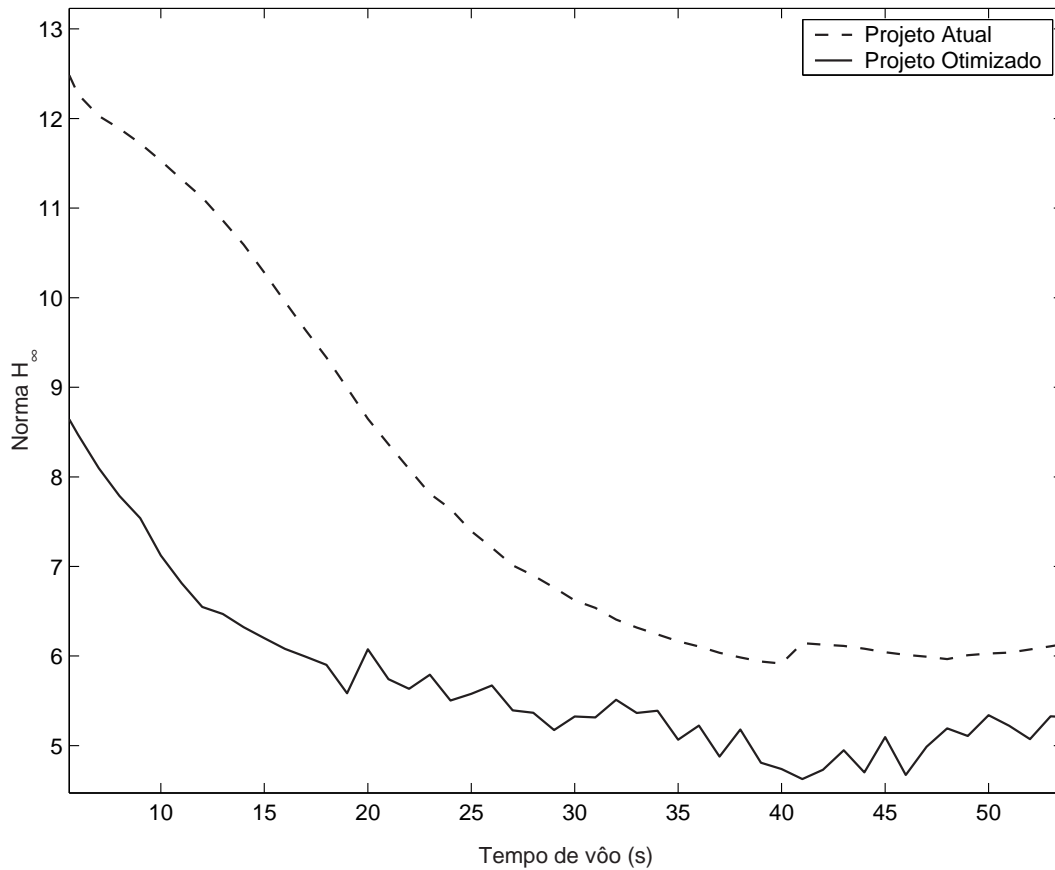


FIG. 5.12: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  - Sem filtro de rejeição de faixa.

### 5.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS DE PROJETO JÁ DESENVOLVIDOS

Nesta seção é apresentado um estudo comparativo entre as diversas técnicas de projeto de sistema de controle de atitude já empregadas no problema do VLS, sob a ótica da robustez  $H_\infty$  em relação ao 1º modo flexível.

Os projetos comparados são:

- Ganho Analítico, desenvolvido no IAE (CAMPOS (2004));
- Ganho Adaptativo, desenvolvido no IAE (ABDALLAH (2004));
- LQ, desenvolvido no IAE (RAMOS (2003));
- AG, desenvolvido neste trabalho.

A FIG. 5.16 mostra que, em instantes de voo distintos, os projetos AG e Ganho Analítico são os mais eficientes em termos de robustez ao 1º modo flexível.

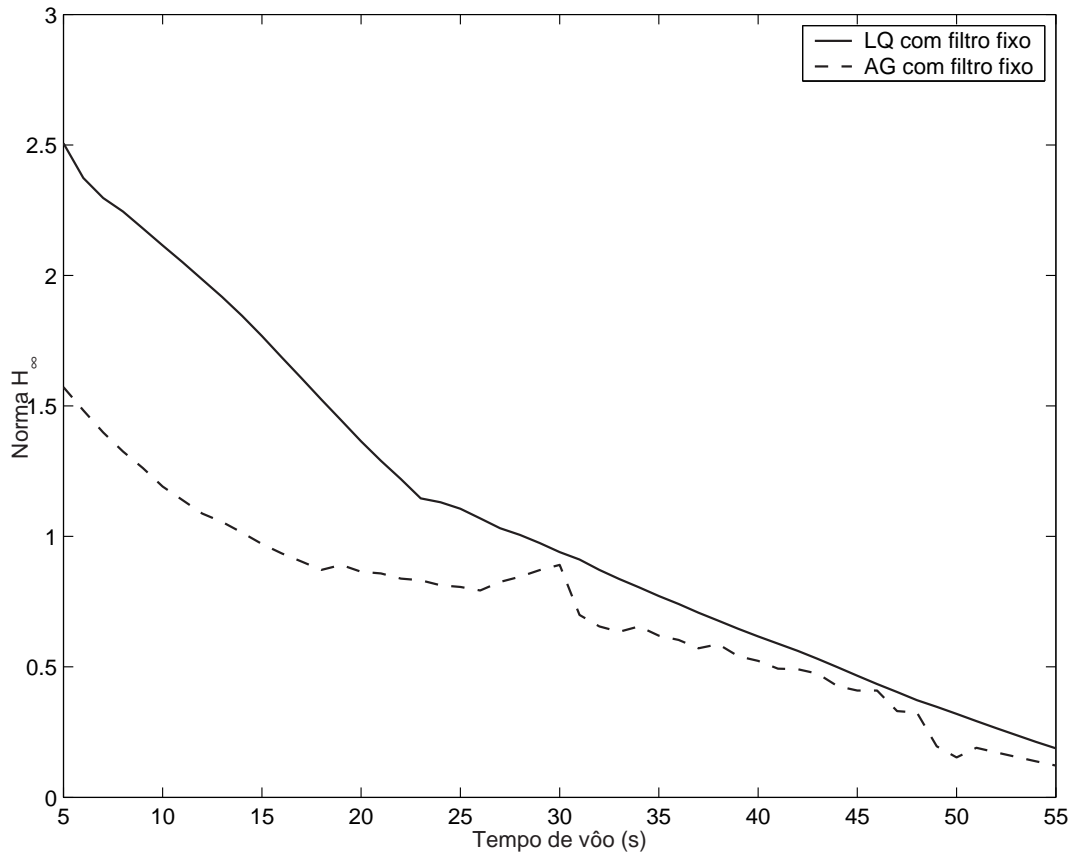


FIG. 5.13: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  - Com filtro de rejeição de faixa.

#### 5.4 CONCLUSÃO

Conforme já foi visto no Capítulo 2, os AG possuem um custo computacional muito elevado. Entretanto, a nova metodologia de projeto atingiu resultados satisfatórios, atendendo às restrições de desempenho, de estrutura e de variações numéricas dos ganhos, gerando um conjunto de controladores PID mais robustos e facilmente interpoláveis.

A análise comparativa entre as diversas técnicas de projeto de sistema de controle de atitude já empregadas no problema do VLS evidenciou que, em termos de robustez ao 1º modo flexível, os projetos AG e Ganho Analítico são mais eficientes em alguns períodos de tempo.

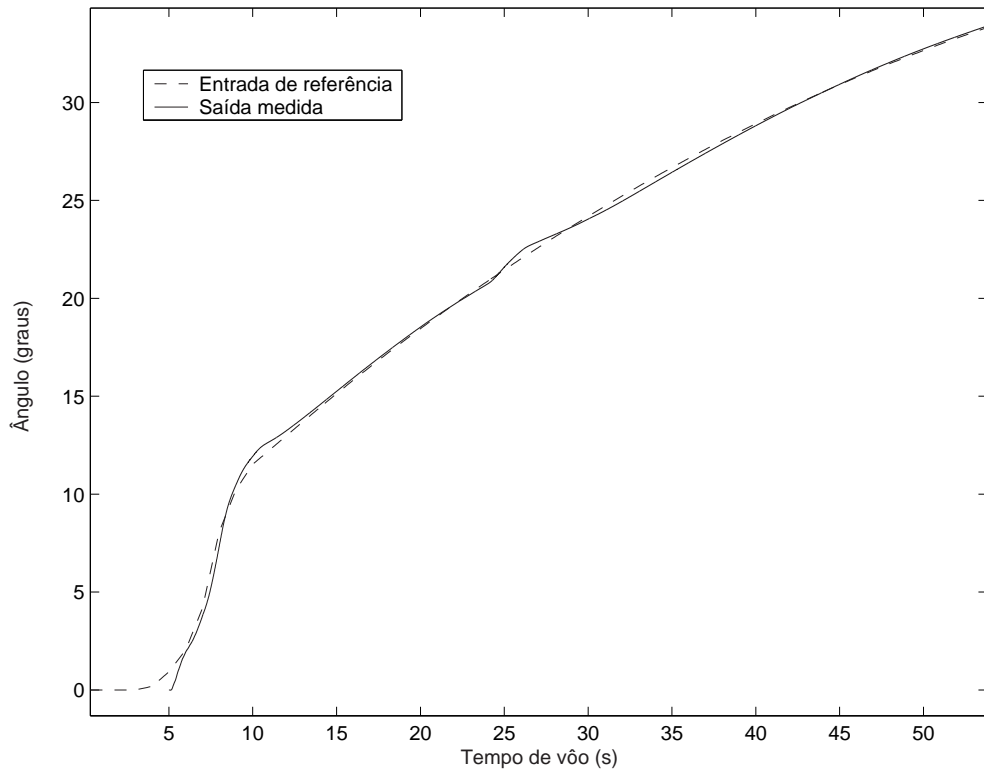


FIG. 5.14: Gráfico da resposta do sistema com  $W_z = 34$  rad/s.

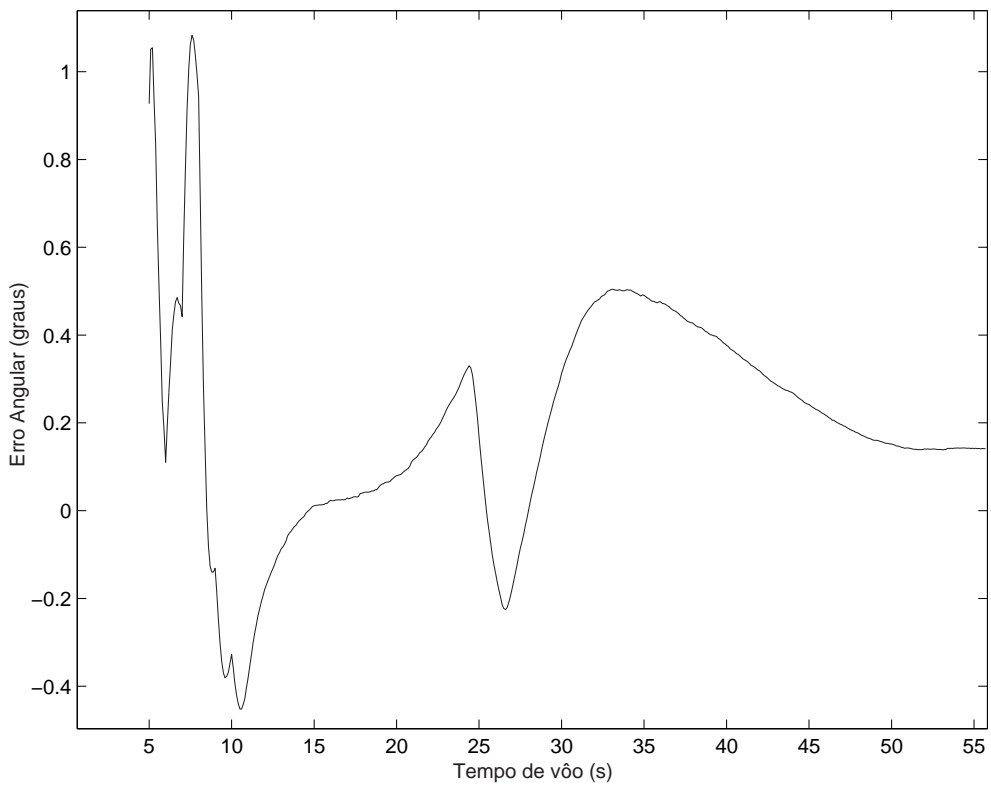


FIG. 5.15: Gráfico do erro de resposta do sistema com  $W_z = 34$  rad/s.

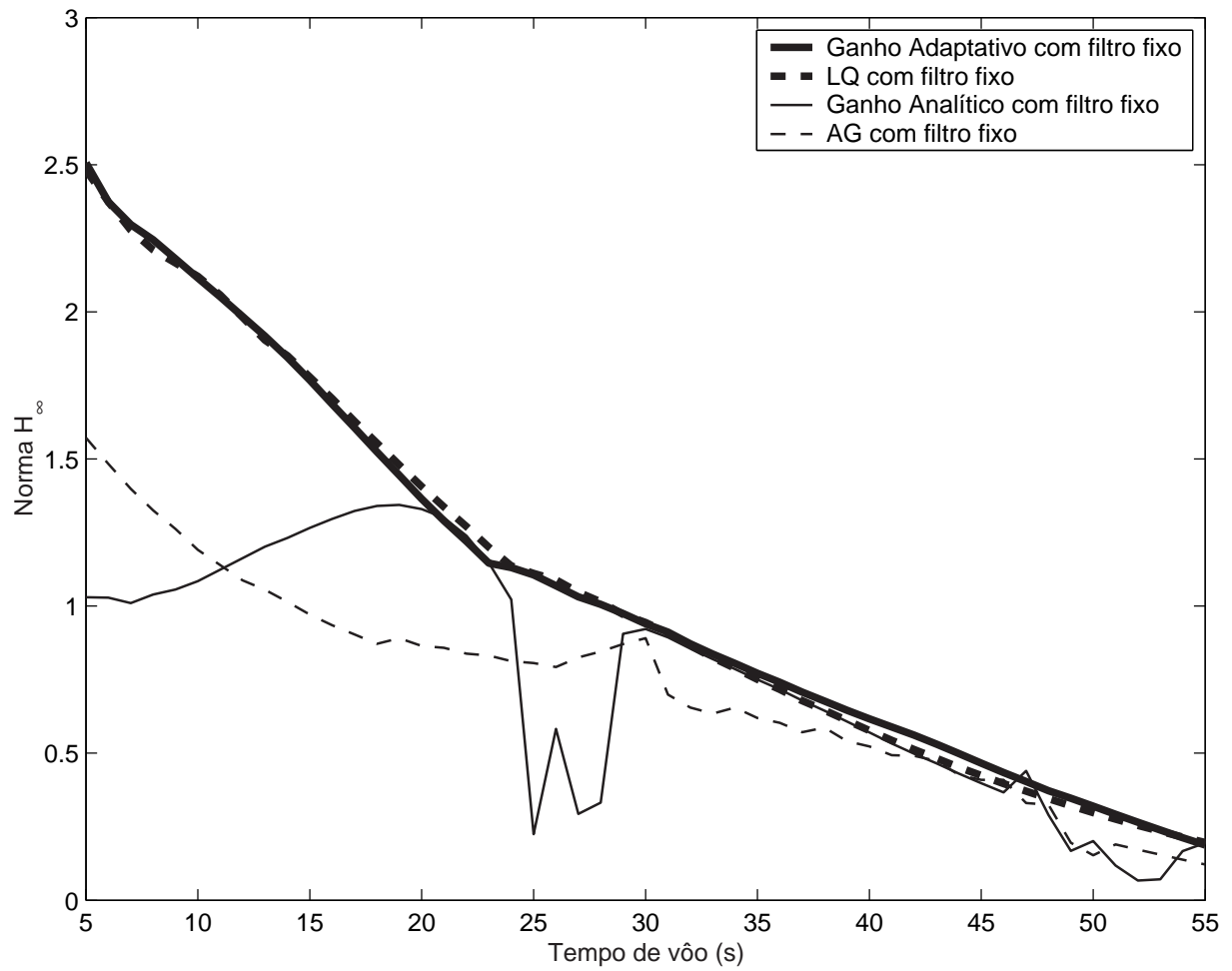


FIG. 5.16: Evolução temporal da norma  $H_\infty$  - Comparação entre técnicas de projeto.

## 6 CONCLUSÃO GERAL E PERSPECTIVAS FUTURAS

Neste trabalho foi desenvolvida uma metodologia de análise do sistema de controle de atitude do VLS baseada em técnicas  $H_\infty$ . Esta abordagem consiste na escolha adequada de um filtro de análise que sintoniza a frequência de flexão de interesse ao longo da sua trajetória no tempo, aliada ao projeto de um conjunto de controladores  $H_\infty$  ótimos empregado como base de comparação.

A aplicação desta nova metodologia permitiu concluir sobre alguns aspectos importantes da configuração de controle atualmente empregada e sugerir modificações para melhoria da sua robustez aos modos de flexão:

- Evidenciou-se que o efeito da utilização do filtro rejeita-faixa é semelhante ao produzido pelo uso de um controlador  $H_\infty$  ajustado para rejeitar frequências de flexão.
- Os resultados indicam que uma execução antecipada da manobra de chaveamento do filtro, quando da transição do primeiro para o segundo estágios, pode conduzir a melhores resultados em termos de atenuação do modo de flexão considerado.
- A evolução da norma  $H_\infty$  do canal da dinâmica de flexão, para o sistema com a malha de controle fechada, sinaliza que o escalonamento de ganhos deve ser empregado também para parâmetros do filtro durante o vôo atmosférico e que o posicionamento do filtro no canal direto é mais adequado para atenuação dos efeitos da flexão.

Além disso, uma técnica de otimização não linear (AG) foi empregada para a obtenção de um conjunto de controladores  $H_\infty$  robustos aos modos de flexão, considerando as restrições estruturais, de desempenho temporal e de variação numérica dos ganhos em função do tempo. Estes controladores escalonados também foram utilizados em comparações com outros projetos. Apesar do elevado custo computacional, a síntese do controlador PID via AG obteve bons resultados, gerando um conjunto de controladores mais robustos e com facilidade de interpolação.

A análise comparativa entre as técnicas de projeto de sistema de controle de atitude já empregadas no problema do VLS evidenciou que os projetos AG e Ganho Analítico são os mais eficientes.

Como possíveis temas de investigações futuras pode-se destacar:

- estudo para modificação do programa relativo aos algoritmos do controlador, contidos no computador de bordo, visando antecipação da manobra de chaveamento do 1º estágio de lançamento, o escalonamento de ganhos do filtro rejeita-faixa e o posicionamento do filtro no canal direto;
- estudo comparativo entre as diversas técnicas de projeto de sistema de controle de atitude já empregadas no problema do VLS, destacando aspectos positivos e negativos de cada uma delas, sob diferentes critérios de avaliação: robustez em estabilidade, desempenho temporal, facilidade de implementação e de interpolação e sensibilidade às não linearidades (ciclo-limites, etc);
- aplicação de técnicas de controle LPV, vistas em PELLANDA (2001), que consideram restrições de robustez e desempenho na síntese  $H_2/H_\infty$  de controladores escalonados, onde a lei de interpolação é intrinsicamente considerada.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABDALLAH, Y. M. e LEITE FILHO, W. C. *An Adaptive Tuning Strategy of PID Attitude Control System*. 16th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, S. Petersburg, 2004.
- CAMPOS, D. C. e LEITE FILHO, W. C. *Analytical Method for Computing the Controller Gains of a Satellite Launcher*. 16th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, S. Petersburg, 2004.
- CRUZ, J. J. *Controle Robusto Multivariável*. EDUSP, São Paulo, 1996.
- GREENSITE, A. *Control Theory: Volume II - Analysis and design of space vehicle control systems*. Spartan books, New York, United States, 1970.
- HOLLAND, J. *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. 1975.
- IAE. *Banco de dados do VLS*. N. 590-000000/B3035, IAE, São José dos Campos, Brasil, 1992.
- KIENITZ, K. H. e MOREIRA, F. J. O. *Design of VLS control algorithms for movable nozzle actuators*. N. 590-000000/B3033 and 590-000000/B3046, IAE, São José dos Campos, Brasil, 1993.
- LEITE FILHO, W. C. e CARRIJO, D. S. *Hardware-in-loop simulation of brazilian launcher VLS*. 3rd ESA International Conference on Spacecraft Guidance, Navigation and Control Systems, Noordwijk, Holland, 1996.
- LEITE FILHO, W. C. e MOREIRA, F. J. O. *Attitude control for flexible structures*. Nonlinear Dynamics, Chaos, Control and Their Applications to Engineering Sciences, Campos do Jordão, Brasil, 2000.
- MAUFFREY, S., MEUNIER, P., SEILLIER, F., GANET, M. e RONGIER, I. *H-infinity control for Ariane 5 Plus Launcher: The industrialisation of a new technology*. Proceedings of 5th International Conference on Launcher Technology, Madrid, Spain, 2003.
- PELLANDA, P. C. *Commande de systèmes instationnaires - séquençage de compensateurs et commande LPV*. PhD Thesis, École Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, ENSAE, France, 2001.
- POHLHEIM, H. *Implementation of Genetic and Evolutionary Algorithms in Matlab*. 1994.
- RAMOS, F. O. *Perturbação devido a falha de sensor e suas implicações em projeto com estudo de caso (VLS)*. Tese de Mestrado, IAE, São José dos Campos, Brasil, 2002.
- RAMOS, F. O., LEITE FILHO, W. C. e MOREIRA, F. J. O. *Gain computation strategy for an attitude control system*. XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, São Paulo, Brasil, 2003.



- VIDYASAGAR, M. *Control System Synthesis: A Factorization Approach*. MIT Press, Cambridge, MA, 1985.
- VOINOT, O. *Développement de methodologies de synthèses de lois de commande pour le pilotage de lanceurs*. PhD Thesis, École Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, Toulouse, France, 2002a.
- VOINOT, O., ALAZARD, D. e APKARIAN, P. *Gain scheduling control of the launcher in atmospheric flight via linear parameter varying techniques*. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2002b.
- VOINOT, O., ALAZARD, D., APKARIAN, P. e MAUFFREY, S. *Launcher attitude control: discrete-time robust design and gain scheduling*. Elsevier Science, 2002c.
- VOINOT, O., ALAZARD, D. e CLÉMENT, B. *De l'utilisation de la structure estimation/commande pour le pilotage instationnaire d'un lanceur spatial*. Conférence International et Francophone d'Automatique, Nantes, France, 2002d.
- ZHOU, K. e DOYLE, J. C. *Essentials of Robust Control*. Prentice Hall, 1998.

## 8 APÊNDICE - PROGRAMAS MATLAB UTILIZADOS NESTE TRABALHO

### 8.1 S-FUNCTION DO BLOCO PLANTA

```
function [sys, x0, str, ts] = planta(t,x,u,flag)

global T MB MQ U MA G ZA ZB t    % Parâmetros tabelados a partir de:
%   IAE (1992)

if flag == 0

%Interpolacao das variaveis

mb = interp1(T,MB,t);
mq = interp1(T,MQ,t);
ma = interp1(T,MA,t);
zb = interp1(T,ZB,t);
za = interp1(T,ZA,t);
u = interp1(T,U,t);
g =interp1(T,G,t);

% G(s) - Planta -> Ag Bg Cg Dg

m1= (mb*za - ma*zg)/u;
m2= mq + (za/u);
m3= (mq*za/u) - ma;
m4= ma*g/u;
Ag= [-m2 -m3 -m4; 1 0 0; 0 1 0];
Bg= [1;0;0];
Cg=[-mb -m1 0];
Dg=0;
end
```

```

% FLAGS

switch flag

case 0    % Inicializacao do sistema
sizes = sparams;    % Uso da funcao sparams do matlab
sizes.NumContStates = 3;    % Numero de estados continuos
sizes.NumDiscStates = 0;    % Numero de estados discretos
sizes.NumOutputs = 1;    % Numero de saidas
sizes.NumInputs = 1;    % Numero de entradas
sizes.DirFeedthrough = 0;    % Flag de relacao direta entrada-saida
sizes.NumSampleTimes = 1;    % Numero de periodos de amostragem
sys = sparams(sizes);    % Uso da funcao sparams para geracao do sys inicial
x0 = zeros(3,1);    % Condicoes iniciais
str = [ ];
ts = [0 0];    % Periodo de amostragem inicial
case 1    % Derivativo
sys = Ag * x + Bg * u ;
case 3    % Saida
sys = Cg * x ;
case 2,4    % Flags nao usadas
sys = [ ];
case 9    % Termina
sys = [ ];
otherwise    % Casos de erro
error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end

```

## 8.2 PROGRAMA DE ALGORITMO GENÉTICO

```
%POHLHEIM (1994)

NIND = 50; % N° of individuals (Número de indivíduos)
MAXGEN = 100; % Maximum n° of generations (Número de gerações)
NVAR = 3; % N° of variables (Número de variáveis) [Ki Kg Kc]
PRECI = 20; % Precision of variables (Número de bits da variável)
GGAP = 0.8; % Generation gap (Razão entre populações)
FieldD = [rep([PRECI],[1,NVAR]);
... [0.5;1.5] [1;2.6] [2.0;3.5];
rep([1;0;1;1],[1,NVAR]) ]; % Initialise population (População inicial)
Chrom = crtbp(NIND, NVAR*PRECI); % (População inicial binária)
Phen=bs2rv(Chrom,FieldD); % (Phenotipos - Decodifica a população
inicial para base decimal )
ObjV = custo34des(Phen); % (Avalia aptidão)
gen = 0;

while gen < MAXGEN, % iterações

FitnV = ranking(ObjV); % Select individuals for breeding (Seleciona os indivíduos
para reprodução)
SelCh = select('sus', Chrom, FitnV, GGAP); % Recombine individuals (Realiza
os cruzamentos)
SelCh = recomb('xovsp',SelCh,0.7); % Apply mutation (Aplica as mutações)
SelCh = mut(SelCh);
Phen1 = bs2rv(SelCh,FieldD);
ObjVSel = custo34des(Phen1);
[ChromObjV] = reins(Chrom, SelCh, 1, 1, ObjV, ObjVSel);
gen = gen+1;
end

[Jmin, I] = min(ObjVSel);
```