

Área de Concentração: Sinais e Sistemas

Linha de Pesquisa: Controle, Automação e Robótica

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901 Belo Horizonte, MG Brasil



Sintonia PID Robusta Multi-malha para Veículos Aéreos Não Tripulados

Gonçalo Daniel Thums

Orientadores: Dr. Leonardo Antônio Borges Tôrres
Dr. Reinaldo Martinez Palhares

Belo Horizonte, 23 de outubro de 2012

Gonçalo Daniel Thums

**Sintonia PID Robusta Multi-malha
para Veículos Aéreos Não Tripulados**

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Dr. Leonardo Antônio Borges Tôres
Dr. Reinaldo Martinez Palhares

Belo Horizonte, 23 de outubro de 2012

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, aos meus pais Rudimar e Marlei pela educação e pela oportunidade de me dedicar integralmente aos estudos até o término da minha graduação em Engenharia de Controle e Automação.

À minha amada esposa Polyanne pelos anos de companheirismo.

Ao Leonardo Antônio Borges Torres, orientador deste trabalho e grande amigo, pelos mais de cinco anos de orientações em meus trabalhos: Iniciação Científica, Projeto Final de Curso e, agora, Mestrado. Suas contribuições para a minha formação acadêmica, profissional e ética são imensuráveis. Muito obrigado pelos conselhos, ensinamentos, confiança, disponibilidade e tantas outras coisas.

Ao Reinaldo Martinez Palhares por sua forma pragmática de conduzir este trabalho como co-orientador. Seus conhecimentos em muito contribuíram para os resultados obtidos.

Aos meus amigos e colegas dos laboratórios MACSIN e CORO, Tiago, Dimas, Cristina, Tales, Rogério, Leandro, em especial ao Vitor Campos pela permanente disposição em ajudar sempre que alguma dúvida surgia ao longo deste trabalho.

À todos os professores da escola de engenharia da UFMG, os quais eu tive a oportunidade de conviver e aprender muito com eles, em especial aos professores Fábio Jota, Luís Aquirre, Renato Mesquita, Eduardo Mazoni e Guilherme Pereira.

Ao prof. Ricardo Takarashi pelo código do Algoritmo Genético NSGA-II, e ao prof. Eduardo Gonçalves pelo algoritmo para a análise de \mathcal{D} -estabilidade.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES – pelo apoio financeiro.

Conteúdo

Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Tabelas	x
Lista de Figuras	xix
Lista de Símbolos	xx
Lista de Abreviações	xxi
1 Introdução	1
1.1 Visão Geral	1
1.2 Motivação	3
1.3 Relevância	4
1.4 Objetivos	5
1.5 Estrutura da dissertação	5
2 Revisão Bibliográfica	7
2.1 Sistemas Comerciais para o Controle de VANTs	7
2.2 Controladores PID	9
2.2.1 Introdução	9

2.2.2	Estrutura	10
2.2.3	Métodos de Sintonia de controladores PID	11
2.3	Algoritmo Genético NSGA-II	19
2.4	Projeto de Controladores Robustos	25
2.4.1	Domínio da frequência	25
2.4.2	Domínio do tempo	29
3	Modelo matemático para aeronaves	32
3.1	O Modelo de Simulação Não-Linear	33
3.1.1	Parâmetros geométricos	34
3.1.2	Modelo da Atmosfera Padrão	35
3.1.3	Equações de Navegação	35
3.1.4	Equações para os Ângulos de Atitude	37
3.1.5	Equações de Forças	37
3.1.6	Transformação para o referencial dos Ventos	38
3.1.7	Forças Aerodinâmicas Representadas no Referencial ABC	39
3.1.8	Equações de Momentos	39
3.1.9	Coefficientes Aerodinâmicos	41
3.1.10	Força de Propulsão do Motor	41
3.1.11	Modelo dos Atuadores	42
3.2	Modelo de Perturbação Atmosférica	42
3.3	Linearização do Modelo	44
3.4	Características Intrínsecas dos Modelos de Aeronaves	49
3.4.1	Modelos das Dinâmicas Longitudinal e Látero-direcional	49
3.4.2	Acoplamento entre as variáveis do modelo de aeronaves	50
4	Metodologia de Sintonia PID Multi-malha para VANTs	52
4.1	Visão Geral do Problema	52

4.2	Metodologia de Sintonia PID Proposta	55
4.2.1	Obtenção dos modelos incertos e nominal	57
4.2.2	Determinação das Faixas de Busca	58
4.2.3	Dinâmica Linear Local – Análise de Estabilidade Robusta	59
4.2.4	Avaliações das Funções de Custo	61
4.2.5	Dinâmica Não Linear – Critérios de Desempenho	62
4.2.6	Sintonia dos ganhos PID das malhas internas	62
4.2.7	Sintonia dos ganhos PID das malhas externas	66
4.2.8	Critérios de Escolhas para os Conjuntos de Controla- dores PID	69
4.3	Interface Gráfica Desenvolvida	70
5	Resultados	73
5.1	Sintonia dos controladores PID para o VANT AqVS	73
5.1.1	Visão Geral - VANT AqVS	73
5.1.2	Parâmetros Configuráveis do Algoritmo de Sintonia - VANT AqVS	74
5.1.3	Resultados - VANT AqVS	77
5.2	Sintonia dos controladores PID para o VANT AeroSonde	85
5.2.1	Visão Geral - VANT AeroSonde	85
5.2.2	Parâmetros Configuráveis do Algoritmo de Sintonia - VANT AeroSonde	86
5.2.3	Resultados - VANT AeroSonde	89
6	Conclusão e Pesquisas Futuras	118
6.1	Principais Contribuições do Trabalho	118
6.2	Discussão e Conclusões	119
6.3	Propostas para Pesquisas Futuras	120

Bibliografia	128
A Equações Adicionais para Aeronaves com Empenagem Horizontal	129
B Composição das Matrizes dos Controladores PID Multi-malha	131
B.1 Configuração de Controle PAMV	131
B.2 Configuração de Controle PVMA	133
C Aeronave AqVS	135
C.1 Parâmetros do Modelo	135
C.2 Modelo Nominal Linearizado	137
D Aeronave AeroSonde	139
D.1 Parâmetros do Modelo	139
D.2 Modelo Nominal Linearizado	141
E Avaliações do Conservadorismo na Análise de Estabilidade no Domínio da Frequência	143
E.1 Aeronave AqVS	143
E.2 Aeronave Aerosonde	145
F Conversão dos Parâmetros PID para as Unidades do Sistema MicroPilot	148

Resumo

Este trabalho apresenta uma metodologia para a sintonia de controladores PID para processos multi-malha considerando as incertezas paramétricas do modelo obtido. O foco do trabalho é na sintonia de controladores para Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs), para os quais controladores PID em cascata são amplamente utilizados, apesar da aparente falta de procedimentos sistemáticos e consistentes de sintonia, mesmo em produtos comerciais. Na metodologia desenvolvida, os melhores ganhos para os controladores PID são obtidos por meio de um algoritmo genético com funções de custo adequadamente escolhidas, tais que são incorporados estabilidade linear local robusta, além de avaliação de desempenho considerando o modelo não linear do sistema. Resultados de simulação indicam a eficácia da metodologia proposta.

Abstract

This work presents a methodology for PID controller tuning for multi-loop processes considering parametric uncertainties. The main objective is to design controllers to Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) for which cascade PID controllers are currently widely used, despite the fact that there is a lack of systematic and consistent control gains tuning procedures, even for commercial products. In the developed methodology, the optimal gains for the PID controllers are obtained via a genetic algorithm by minimizing properly chosen cost functions that incorporate local linear robust stability, together with performance evaluation considering the system nonlinear model. Simulated results indicate the effectiveness of the proposed methodology.

Lista de Tabelas

2.1	<i>Fórmulas de Ziegler-Nichols para obtenção dos parâmetros de controladores PID.</i>	11
2.2	<i>Parâmetros do controlador PID via método do Modelo Interno.</i>	13
5.1	<i>Percentuais máximos e mínimos considerados para as incertezas paramétricas - AqVS.</i>	75
5.2	<i>Critérios de desempenho - AqVS.</i>	76
5.3	<i>Faixa dos ganhos PID para a aeronave AqVS na configuração de controle PVMA.</i>	76
5.4	<i>Ganhos PID sintonizados para o VANT AqVS na configuração de controle PVMA.</i>	78
5.5	<i>Percentuais máximos e mínimos considerados para as incertezas paramétricas - AeroSonde.</i>	86
5.6	<i>Critérios de desempenho - Aerosonde.</i>	88
5.7	<i>Faixa dos ganhos PID para a aeronave AeroSonde na configuração de controle PAMV.</i>	88
5.8	<i>Evolução das soluções durante a sintonia das malhas internas.</i>	89
5.9	<i>Ganhos PID sintonizados para a aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	93

5.10	<i>Ganhos PID sintonizados para a aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	107
C.1	<i>Parâmetros Geométricos - AqVS.</i>	135
C.2	<i>Massa e componentes da matriz de inércia - AqVS.</i>	135
C.3	<i>Limites dos Atuadores - AqVS.</i>	136
C.4	<i>Erros máximos das variáveis de controle - AqVS.</i>	136
C.5	<i>Coefficientes Aerodinâmicos - AqVS.</i>	136
C.6	<i>Taxas Máximas de Variação das Variáveis (por segundo) - AqVS.</i>	136
C.7	<i>Limites das Variáveis de Controle - AqVS.</i>	136
D.1	<i>Parâmetros Geométricos - AeroSonde.</i>	139
D.2	<i>Massa e componentes da matriz de inércia - AeroSonde.</i>	139
D.3	<i>Limites dos Atuadores - AeroSonde.</i>	139
D.4	<i>Erros máximos das variáveis de controle - AeroSonde.</i>	140
D.5	<i>Coefficientes Aerodinâmicos - AeroSonde.</i>	140
D.6	<i>Taxas Máximas de Variação das Variáveis (por segundo) - AeroSonde.</i>	140
D.7	<i>Limites das Variáveis de Controle - AeroSonde.</i>	141

Lista de Figuras

1.1	<i>Evolução do orçamento dos Estados Unidos na área de Sistema Aéreos Não-Tripulados - UAS (1988-2011). Figura retirada de (Cambone et al., 2005).</i>	2
1.2	<i>Militar americano preparando-se para lançar um VANT. Figura retirada de (Army, 2010).</i>	2
2.1	<i>Foto MicroPilot modelo MP2028 (Figura retirada de http://micropilot.com).</i>	8
2.2	<i>Estrutura de um controlador PID utilizado em aplicações reais para controle de VANTs.</i>	10
2.3	<i>Método do Relé com o sistema em malha fechada.</i>	14
2.4	<i>Exemplo de uma possível curva de Pareto para duas funções f_1 e f_2.</i>	20
2.5	<i>Etapas do algoritmo NSGA-II.</i>	22
2.6	<i>Típica malha fechada de um sistema para o projeto de controladores robustos.</i>	26
2.7	<i>Planta Generalizada.</i>	27
3.1	<i>Referenciais para as representações das equações de uma aeronave e as superfícies de controle.</i>	33
3.2	<i>Bloco Simulink - UAV Model - com as entradas e saídas do modelo.</i>	45

3.3	<i>Ilustração dos ângulos Ψ, ψ e β em uma aeronave (Figura adaptada de (Iscold et al., 2010)).</i>	48
3.4	<i>Blocos em Simulink que contém as equações não-lineares do modelo da aeronave.</i>	51
4.1	<i>Topologia de controladores PID para VANTs, para configuração PAMV em que o Profundor é usado para se controlar a Altitude, e o acionamento do Motor é usado para se controlar a Velocidade.</i>	53
4.2	<i>Topologia de controladores PID para VANTs, para a configuração PVMA em que o Profundor é usado para se controlar a Velocidade, e o acionamento do Motor é usado para se controlar a Altitude.</i>	54
4.3	<i>Fluxograma das etapas do algoritmo de sintonia robusta PID.</i>	56
4.4	<i>Topologia de controladores PID para as malhas internas do sistema na configuração PAMV.</i>	63
4.5	<i>Topologia de controladores PID para as malhas internas do sistema na configuração PVMA.</i>	63
4.6	<i>Ilustração da sequência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas internas, para o caso da configuração PAMV.</i>	65
4.7	<i>Ilustração da sequência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas internas, para o caso da configuração PVMA.</i>	65
4.8	<i>Topologia de controladores PID para as malhas externas do sistema configuração PAMV.</i>	66

4.9	<i>Topologia de controladores PID para as malhas externas do sistema configuração PVMA.</i>	67
4.10	<i>Ilustração da sequência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas externas configuração PAMV.</i>	68
4.11	<i>Ilustração da sequência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas externas configuração PVMA.</i>	68
4.12	<i>Interface Gráfica para a análise / execução do procedimento de sintonia PID.</i>	70
5.1	<i>Foto do VANT AqVS (Figura retirada de (Iscold et al., 2010))</i>	74
5.2	<i>Valores singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos das malhas internas - AqVS.</i>	75
5.3	<i>Curva de Pareto para as funções de custo Δu_k e ISE - AqVS.</i>	77
5.4	<i>Diagrama de Bode para os modelos lineares nominal e incertos da malha externa V_T - AqVS.</i>	78
5.5	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.</i>	79
5.6	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.</i>	80
5.7	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.</i>	80
5.8	<i>Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.</i>	81

5.9	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.</i>	82
5.10	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.</i>	83
5.11	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.</i>	83
5.12	<i>Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.</i>	84
5.13	<i>Imagem Ilustrativa do VANT AeroSonde (Figura retirada de (Dynamics, 2009))</i>	85
5.14	<i>Valores singulares para os modelos lineares nominal e incertos das malhas internas - AeroSonde.</i>	87
5.15	<i>Avaliações das funções de custo Δu_k e ISE na geração #8 - AeroSonde.</i>	90
5.16	<i>Avaliações das funções de custo Δu_k e ISE na geração #35 - AeroSonde.</i>	90
5.17	<i>Curva de Pareto para as funções de custo Δu_k e ISE - AeroSonde</i>	91
5.18	<i>Valores Singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos para as malhas externas aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	92

5.19	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	93
5.20	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	94
5.21	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE ((zoom) entre os instantes de tempo 14s e 37s).</i>	94
5.22	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE. . .</i>	95
5.23	<i>Malha ângulo de rolagem (ϕ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	95
5.24	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	96
5.25	<i>Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	98
5.26	<i>Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.</i>	99

5.27	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	100
5.28	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	101
5.29	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	101
5.30	<i>Malha ângulo de rolagem (ϕ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	102
5.31	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	102
5.32	<i>Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	103
5.33	<i>Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.</i>	104
5.34	<i>Valores Singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos para as malhas externas - AeroSonde para o menor valor índice Δu_k.</i>	106

5.35	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	106
5.36	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	107
5.37	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	108
5.38	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	108
5.39	<i>Malha ângulo de rolagem (ϕ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	109
5.40	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	109
5.41	<i>Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	111
5.42	<i>Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k.</i>	112

5.43	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	113
5.44	<i>Malha ângulo de arfagem (θ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	113
5.45	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	114
5.46	<i>Malha ângulo de rolagem (ϕ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	114
5.47	<i>Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	115
5.48	<i>Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	116
5.49	<i>Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k.</i>	117
C.1	<i>Tabelas Aerodinâmicas - AqVS.</i>	137

E.1	<i>Elementos que compõem a Função de Ponderação W_T para a aeronave AqVS.</i>	144
E.2	<i>Elementos que compõem a Função de Ponderação W_T para a aeronave Aerosonde.</i>	146
E.3	<i>Comparação entre as curvas de Pareto geradas via diferentes abordagens de análise da estabilidade robusta do sistema.</i>	147

Lista de Símbolos

$\ \cdot \ _2$	Norma quadrática do um sinal;
\otimes	Produto de Kronecker;
$f(\cdot)$	Função matemática;
\dot{x}	Derivada primeira da variável x em relação ao tempo;
A	Matriz dinâmica de um sistema linear;
A_c	Matriz dinâmica de um controlador linear;
ρ	Densidade do ar;
\bar{q}	Pressão dinâmica;
\mathbb{R}	Espaço dos números reais;
\mathbb{C}	Espaço dos números complexos;

Lista de Abreviações

c.a.	centro aerodinâmico
CAS	<i>Control Argumentation System</i>
c.g.	centro de gravidade
DOF	<i>Degrees Of Freedom</i>
GPS	<i>Global Position System</i>
IMU	<i>Inertia Measurement Unit</i>
LFT	<i>Linear Fractional Transformation</i>
LMIs	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
PAMV	Profundor Altitude Motor Velocidade
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PVMA	Profundor Velocidade Motor Altitude
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RPV	<i>Remotely Piloted Vehicle</i>
SAS	<i>Stability Argumentation System</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SSV	<i>Singular Structured Value</i>

t_{apc}	tempo de acomodação à perturbação de carga
t_{ard}	tempo de acomodação à resposta ao degrau
UAS	<i>Unmanned Aerial System</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado

Introdução

1.1 Visão Geral

Os Veículos Aéreos Não Tripulados – VANT, também conhecidos como *Unmanned Aerial Vehicles* – UAV, são aeronaves capazes de executar missões de forma autônoma usando um sistema de navegação e controle. Configurando o sistema no modo completamente autônomo, o trajeto executado pela aeronave é determinado através das coordenadas de latitude, longitude e altitude dos pontos de passagem (*waypoints*), definidos previamente em um plano de voo. Em modo RPV (*Remotely Piloted Vehicle*), o operador determina a altitude e direção de voo da aeronave através de comandos enviados em tempo real de uma Estação em Solo. Normalmente, as aeronaves possuem câmeras embarcadas para a realização de imageamento remoto.

Na última década, diversos fatores influenciaram o forte aumento no desenvolvimento, projeto e pesquisas na área de VANTs, principalmente para uso militar. Entre eles, o principal foi o ataque terrorista ocorrido nos Estados Unidos no *World Trade Center* em 11 de setembro de 2001 (Valavanis, 2007). Nesse atentado, aviões comerciais tripulados foram sequestrados por terroristas e lançados contra os edifícios. Desde o ocorrido, o orçamento dos Estados Unidos destinado para a área de VANTs teve um aumento em aproximadamente 10 vezes até o ano de 2010, conforme pode ser observado na Figura 1.1. Outros fatores importantes foram (Austin, 2010):

- aumento da capacidade computacional de microprocessadores;
- miniaturização e aumento da precisão de sensores;
- melhoria na tecnologia de comunicação via Rádio;
- disponibilidade de um Sistema de Posicionamento Global (GPS), com o qual são obtidas informações de posição através de um conjunto de satélites. Os receptores GPS disponíveis atualmente são leves, compactos, baratos e relativamente precisos.

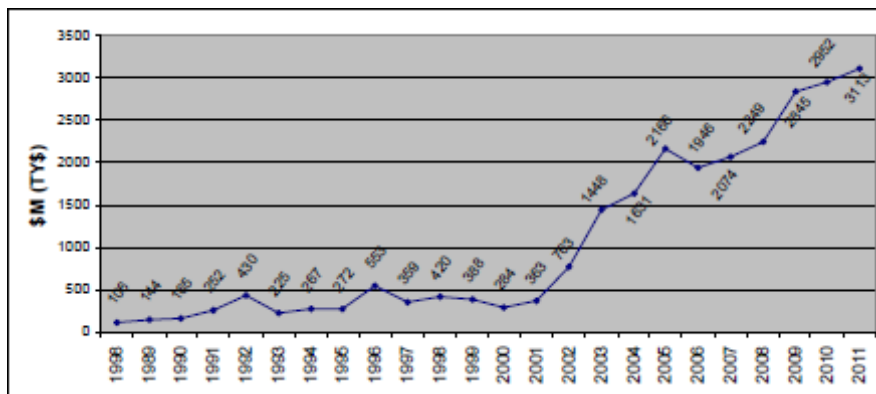


Figura 1.1: *Evolução do orçamento dos Estados Unidos na área de Sistema Aéreos Não-Tripulados - UAS (1988-2011). Figura retirada de (Cambone et al., 2005).*

Exemplos recentes de uso de VANTs em aplicações militares são as guerras do Iraque e Afeganistão em que os Estados Unidos empregaram amplamente esta tecnologia na invasão de territórios (Gertler, 2012). Na Figura 1.2 é mostrado um militar preparando-se para enviar um VANT com o objetivo de reconhecimento do território inimigo.



Figura 1.2: *Militar americano preparando-se para lançar um VANT. Figura retirada de (Army, 2010).*

Em relação às aplicações civis, as principais vantagens na utilização de VANTs são: o baixo custo de operação, quando comparado ao custo de operação de uma aeronave tripulada; a execução de missões em que há grandes riscos à vida humana, como no combate a queimadas, na inspeção de linhas de transmissão de energia (Austin, 2010); e, capacidade de voos de longa duração que não seriam possíveis para o ser humano. Uma restrição na maior utilização destas aeronaves em aplicações civis é a utilização de forma segura da integração do espaço aéreo com as outras aeronaves tripuladas (Furtado et al., 2008).

Em sistemas de controle comerciais de uso geral para VANTs é comum encontrar-se controladores PID utilizados para aumento de estabilidade (*Stability Augmentation System – SAS*), melhoria de desempenho para certas manobras do veículo (*Control Augmentation System– CAS*), e funcionalidades de Piloto Automático (*Autopilot*) (Stevens e Lewis, 2003). Nesses casos os controladores PID têm sido utilizados em configurações *multi-malha* e *em cascata*, de forma a se tentar estabelecer relações desejadas em malha fechada para certos pares de variáveis, em princípio ignorando-se os muitos acoplamentos que de fato existem entre as malhas (Chao et al., 2007).

Normalmente, o modelo matemático obtido para aeronaves do tipo VANTs possui erros grandes de estimação dos valores dos parâmetros. Isto ocorre devido ao alto custo associado, em relação ao valor da aeronave, à obtenção de um modelo validado com pequena incerteza. Os parâmetros mais difíceis de serem obtidos com precisão são relacionados aos coeficientes aerodinâmicos e a força de propulsão. Assim, os ajustes realizados nos controladores via modelo de simulação apresentarão, provavelmente, comportamento diferente em relação ao sistema real em malha fechada. Desta forma é de grande importância o desenvolvimento de uma metodologia de sintonia de controladores PID que garanta estabilidade e desempenho, mesmo na presença de erros significativos no modelo da aeronave.

1.2 Motivação

Nos sistemas de controle comerciais para VANTs pesquisados; e.g. (MicroPilot, 2012), (Procerus, 2012) e (CloudCap, 2012); os métodos de sintonia dos controladores PID, em alguns casos, baseiam-se na utilização de valores iniciais dos ganhos PID para que o usuário, com a aeronave em voo, modifique estes ganhos até que se obtenha uma resposta em malha fechada satisfató-

ria, de forma iterativa. Em outros casos o usuário pode inserir o modelo de sua aeronave em um simulador e tentar ajustar os ganhos, também de forma iterativa. Tais estratégias geralmente implicam em um grande gasto de tempo para a sintonia das malhas de controladores PID, com risco de se obter valores que não garantem estabilidade e desempenho robusto para o sistema real.

1.3 Relevância

Apesar de ser um área de intensa pesquisa no momento, não foi encontrado nenhum trabalho acadêmico que propusesse uma metodologia para a sintonia dos ganhos dos controladores PID multi-malha para VANTs considerando o acoplamento entre as malhas e/ou robustez dos controladores projetados frente às incertezas presentes nos modelos dos sistemas.

Em relação ao problema de projeto de controladores para VANT, em (Bennett, 2009) os ajustes dos ganhos dos controladores PIDs são realizados por meio de um algoritmo de otimização, mas é necessário que a aeronave esteja em voo para que seja ajustada uma malha por vez. O tempo gasto para ajuste de cada malha foi descrito como sendo de aproximadamente 20 minutos. Logo, o processo de sintonia de parâmetros demoraria várias horas e não se consideraria, no ajuste dos parâmetros, o acoplamento entre as malhas. Em (Santos et al., 2008), a partir de um modelo matemático de uma aeronave, utiliza-se o método do lugar das raízes (Dorf e Bishop, 2008) para o sintonia das malhas PID. Mas, também, o ajuste é realizado malha por malha, sem considerar o acoplamento entre as malhas. Em (Paw e Balas, 2011) é proposto o projeto de controladores robustos para um mini VANT, considerando as incertezas presentes no modelo da dinâmica látero-direcional do veículo. Porém, o foco do trabalho é o projeto de controladores através da μ -síntese e DK -iteração (Skogestad e Postlethwaite, 2007), e como consequência o controlador obtido possui ordem dinâmica maior do que a ordem do modelo do VANT, tornando difícil a adaptação do procedimento para o problema específico de sintonia multi-malha de controladores PID.

1.4 Objetivos

O principal objetivo desse trabalho é a proposição de um procedimento sistemático para se obter os parâmetros dos controladores PID utilizados nas malhas de controle para VANTs, nas configurações multi-malha e em cascata, com garantia de satisfação de critérios pré-estabelecidos de desempenho e estabilidade linear local robusta a incertezas no modelo do veículo. Como forma de se alcançar este objetivo, foram utilizados:

- um modelo de simulação não-linear completo com 6 DOF (*Degrees Of Freedom*) para aeronaves;
- um algoritmo de otimização para busca dos ganhos dos controladores PID;
- duas ferramentas matemáticas para análise de estabilidade linear local robusta do sistema em malha fechada.

Com o procedimento desenvolvido, visou-se reduzir significativamente ou eliminar o número de iterações para ajuste dos ganhos PID, que geralmente são feitas por meio de ensaios em voo. Por outro lado, faz-se necessário conhecer um modelo da aeronave em conjunto com as especificações de limites para as incertezas paramétricas associadas a esse modelo.

Utilizou-se duas configurações de controle diferentes para avaliar a metodologia desenvolvida: PAMV (Profundor Altitude Motor Velocidade) e PVMA (Profundor Velocidade Motor Altitude).

Além disso, o conjunto de controladores PID obtidos foram avaliados em relação a capacidade de rejeição às perturbações atmosféricas que, normalmente, estão presentes em voos reais.

Em relação ao pacote computacional desenvolvido, o usuário do sistema pode usar as seguintes funcionalidades:

- interface gráfica;
- possibilidade de escolher o conjunto de controladores PID mais adequados para a missão a ser realizada pelo VANT.

1.5 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira. No capítulo 2 será realizada uma revisão bibliográfica das ferramentas matemáticas utilizadas.

No capítulo 3 serão apresentadas as equações que descrevem o movimento de uma aeronave, o modelo de perturbação atmosférica, bem como a obtenção dos modelos linearizados do sistema. No capítulo 4 serão descritas as etapas presentes na metodologia de sintonia de controladores PID desenvolvida. Dois exemplos de sintonia de controladores PID multi-malha para dois modelos diferentes de VANTs serão apresentados no capítulo 5, juntamente com alguns resultados de simulação de voo dos veículos. Finalmente, no capítulo 6 serão apresentadas as considerações finais, conclusões sobre a metodologia proposta e sugestões para pesquisas futuras.

Revisão Bibliográfica

2.1 Sistemas Comerciais para o Controle de VANTs

Existem diversos sistemas comerciais de *hardware* e *software* para o controle de VANTs (Chao et al., 2007). Estes sistemas são compostos, normalmente, de apenas uma placa eletrônica que contém os seguintes componentes:

- sensores necessários para estimar os valores das variáveis controladas e dos estados da aeronave;
- microprocessadores e/ou microcontroladores que possuem *software* embarcado com os algoritmos de navegação e controle;
- conexão com um Rádio Modem para comunicação com a Estação de Solo em tempo real.

Os principais sensores presentes nestes sistemas são:

- girômetros, acelerômetros e magnetômetros → compõem a IMU (Inertial Measurement Unit). Através da utilização algoritmos baseados no Filtro de Kalman são estimados os valores dos ângulos de atitude da aeronave (Chao et al., 2010). Estes ângulos serão melhor descritos no Capítulo 3;
- sensor de pressão estática → medição da altitude barométrica;
- sensor de pressão dinâmica → determinação da velocidade de voo, estando conectado a um tubo de Pitot¹;
- GPS (Global System Position) → determinação da posição global da aeronave em termos de latitude e longitude.

¹ Instrumento de medição para a tomada de pressão entre dois pontos.

Como exemplo de um sistema comercial de controle para VANTs, na Figura 2.1 é mostrada uma foto do produto *AutoPilot* MP2028 da empresa MicroPilot.

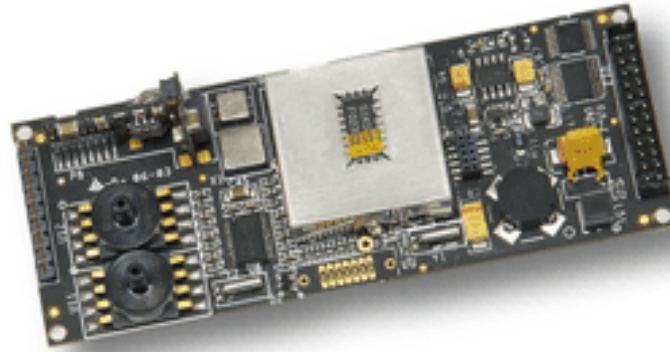


Figura 2.1: Foto MicroPilot modelo MP2028 (Figura retirada de <http://micropilot.com>).

As principais características do sistema MicroPilot são (MicroPilot, 2012):

- massa total de somente 28g;
- executa operações completamente independentes: decolagem, navegação por *waypoints* e pouso;
- possui *software* dedicado para a Estação Solo.

O sistema MicroPilot é baseado na topologia de controladores PID multi-malha em cascata. É utilizada a concepção de controle híbrido para a alteração da estrutura dos controladores de acordo com a condição de voo atual. Esta estratégia visa melhorar o desempenho em voo da aeronave para diferentes condições operacionais. Cada estrutura de controladores PID compõe um modo de voo, sendo os principais no sistema MicroPilot: voo nivelado, voo ascendente (ou *climb*, em inglês) e voo descendente (ou *descent*, em inglês). A alteração entre os modos de voo ocorre quando a altitude de voo está fora dos limites operacionais definidos para a condição de voo nivelado. Por exemplo, se a altitude de voo está distante de um valor de referência maior do que o atual, o modo de voo ascendente será ativado até a aeronave alcançar a altitude desejada, quando então é realizado o chaveamento para o modo de voo nivelado.

Para o modo de voo nivelado, existem duas possíveis topologias para os controladores PID: PAMV e PVMA, ambas serão explicadas detalhadamente na Seção 4.1.

Além disso, o sistema possui a opção de utilização de ganhos escalonados para alguns controladores PID de acordo com a velocidade de voo da aeronave.

2.2 Controladores PID

2.2.1 Introdução

Controladores PID são bastantes utilizados em sistemas de controle, com mais de 90% das malhas em processos industriais implementadas com esta estrutura (Aström, 2001). De acordo com (Aström e Hägglund, 2006), este sucesso aparentemente se deve aos seguintes fatores:

- simplicidade de implementação, no sentido de que três termos são calculados em relação ao erro entre a medição e o sinal de referência sem a utilização de sinais adicionais;
- há técnicas, que podem ser integradas aos controladores PID, que geralmente melhoram o desempenho do sistema de controle mesmo na presença de não-linearidades, tais como saturação da ação de controle em conjunto com ação *anti-windup*, uso de escalonamento de ganhos, etc;
- existem diversos métodos para a sintonia de controladores PID para o caso de sistemas de Uma Entrada e Uma Saída ou *Single Input Single Output* – SISO, ou Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas ou *Multiple Input Multiple Output* – MIMO;
- há uma certa facilidade de ajuste ou re-ajuste dos ganhos, em malha fechada, por meio da observação do comportamento da variável manipulada ao longo do tempo;
- apresenta robustez na presença de incertezas paramétricas do modelo.

Além disso, existem diversos sistemas comerciais dedicados à análise e sintonia automática dos ganhos para esse tipo de controlador (Chong, 2005).

2.2.2 Estrutura

Neste trabalho considerou-se que a Função de Transferência de um controlador PID pode ser dada por (Aström e Hägglund, 2006):

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\kappa T_d s + 1} \right), \quad (2.1)$$

com uma possível representação em espaço de estados dada por

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{PID} & B_{PID} \\ \hline C_{PID} & D_{PID} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & 0 & \frac{K_c}{T_i} \\ 0 & -\frac{1}{\kappa T_d} & \frac{K_c}{\kappa^2 T_d} \\ \hline 1 & -1 & (K_c + \frac{1}{\kappa}) \end{array} \right], \quad (2.2)$$

em que K_c é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral, e T_d é o tempo derivativo. Utiliza-se o parâmetro κ para limitar a ação derivativa em altas frequências, e neste trabalho escolheu-se $\kappa = 0,1$. Entretanto, salienta-se que em casos práticos outras estruturas são adicionadas à estrutura PID básica, como mostrado na Fig. 2.2, onde foram incluídos os efeitos de saturação e de limitação da taxa máxima de variação da ação de controle. A existência de saturação conduz à necessidade de implementação de uma estratégia *anti-windup* no diagrama de simulação do modelo não-linear do sistema, a qual consistiu, no presente trabalho, em se paralizar o processo de integração do erro sempre que os limites de saturação foram atingidos.

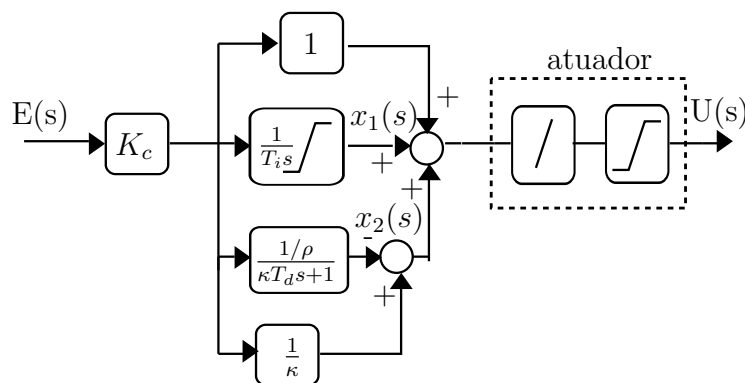


Figura 2.2: Estrutura de um controlador PID utilizado em aplicações reais para controle de VANTs.

2.2.3 Métodos de Sintonia de controladores PID

Nesta Seção serão apresentados os principais métodos de sintonia de controladores PID descritos na literatura.

Método de Ziegler-Nichols

Em 1942, J. G. Ziegler e N. B. Nichols publicaram o artigo (Ziegler e Nichols, 1942) que apresentava dois métodos para sintonizar controladores PID. Um dos métodos, denominado Curva de Reação, é baseado na resposta em malha aberta do sistema correspondente a aplicação de uma variação em degrau na entrada. O outro método, é baseado na identificação do ganho crítico do sistema. Através destes métodos surgiram as primeiras maneiras de se sintonizar os controladores PID de forma sistemática, não sendo necessário o conhecimento completo do modelo do sistema. As equações, para determinação dos parâmetros de controladores PID, foram concebidas de forma heurística e experimental, sendo apresentadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: *Fórmulas de Ziegler-Nichols para obtenção dos parâmetros de controladores PID.*

Método	K_p	T_i	T_d
Curva de Reação ou Em Malha Aberta	$1,2/(\theta S)$	2θ	$0,5\theta$
Ganho Crítico ou Em Malha Fechada	$0,6K_u$	$P_u/2,0$	$P_u/8,0$

Os parâmetros K_u e P_u representam o ganho e período crítico, respectivamente. O ganho crítico é obtido aumentando-se o ganho proporcional gradativamente até que o sistema em malha fechada apresente oscilações sustentáveis. E o período crítico corresponde ao período destas oscilações sustentáveis. Em relação ao método Curva de Reação, o parâmetro S é a inclinação normalizada da reta tangente à curva de resposta ao degrau no ponto de inflexão da curva, e o parâmetro θ é dado pela distância no eixo do tempo entre o cruzamento da reta tangente com o eixo X e o eixo Y, sendo portanto uma estimativa de tempo morto para sistemas com retardo puro de tempo. As fórmulas descritas na Tabela 2.1 foram concebidas com o objetivo de que a malha fechada apresente amortecimento entre o primeiro pico e o segundo pico de amplitude da resposta ao degrau de aproximadamente 25%, por exemplo o segundo pico deve ter amplitude aproximadamente igual a 1/4 da amplitude do primeiro pico.

Existem vários trabalhos na literatura que, a partir dos mesmos métodos apresentados em (Ziegler e Nichols, 1942), propuseram fórmulas diferentes das apresentadas na tabela 2.1 para obtenção dos parâmetros PID. Em (Zhuang e Atherton, 1993) foram apresentadas fórmulas com base nos parâmetros K_u e P_u com a meta de minimização do índice ITSE. Em (Aström e Hägglund, 2004) foram apresentadas novas fórmulas para o método da Curva de Reação de forma que a malha fechada do sistema apresente desempenho robusto. Em (McCormack e Godfrey, 1998) são comparadas oito fórmulas diferentes de se obter os ganhos PID através do método do Ganho Crítico.

Os métodos de sintonia propostos por J. G. Ziegler e N. B. Nichols são amplamente utilizados pela simplicidade de implementação e obtenção de desempenho adequado para diversos tipos de sistemas.

Método do Modelo Interno

Este método é baseado no conhecimento prévio de um modelo aproximado do sistema, sendo que os parâmetros do controlador são obtidos de forma analítica. A idéia central do método é realizar o cancelamento de pólos e zeros e impor uma resposta desejada de malha fechada para o sistema. O controlador é obtido em duas etapas (Seborg et al., 1989):

- 1) O modelo do processo é fatorado em $\tilde{G} = \tilde{G}_+ \tilde{G}_-$, de forma que \tilde{G}_+ contém eventuais zeros no semi-plano direito.
- 2) O controlador é determinado pela seguinte equação:

$$G_c = \frac{G_c^*}{1 - G_c^* \tilde{G}},$$

onde

$$G_c^* = \frac{1}{\tilde{G}_- (\tau_c s + 1)},$$

em que τ_c é a constante de tempo desejada do modelo de 1ª ordem que se deseja que o sistema possua em malha fechada.

Na Tabela 2.2 estão os parâmetros do controlador PID, considerando que o sistema em malha aberta é de 1ª ordem com tempo morto. Em (Chien e Fruehauf, 1990) é descrita uma externa lista de possíveis modelos para sistemas e a obtenção dos respectivos parâmetros de controladores PI e PID via método do Modelo Interno.

Tabela 2.2: *Parâmetros do controlador PID via método do Modelo Interno.*

Modelo	K_p	T_i	T_d
$\tilde{G} = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	$\frac{\tau + \frac{\theta}{2}}{K(\tau_c + \frac{\theta}{2})}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2\tau + \theta}$

As principais vantagens da sintonia de controladores PID via Modelo Interno são (Seborg et al., 1989):

- é possível se considerar explicitamente incertezas do modelo;
- pode ser possível estabelecer um compromisso entre robustez e desempenho de forma sistemática.

A principal limitação do método é que o mesmo não pode ser aplicado em sistemas instáveis em malha aberta.

Sintonia Automática pelo método Relé

O método Relé foi proposto em (Aström, 1984) com o objetivo de determinar os parâmetros K_u e P_u do método do Ganho Crítico de Ziegler-Nichols, porém sem a necessidade de colocar o sistema em malha fechada próximo da instabilidade. O método é baseado na observação de que o atraso de fase em pelo menos π em alta frequência, pode fazer o sistema oscilar sobre o controle de um Relé (Aström, 1984). A função que descreve o comportamento do Relé é dada por (Yu, 2006):

$$\eta(e) = d \operatorname{sign}(e), \quad (2.3)$$

em que d é a amplitude do sinal de saída do Relé; e é o erro do sistema em malha fechada; e $\operatorname{sign}(\cdot)$ é uma função que tem como saída valor igual a -1 para valores negativos do argumento e valor igual a 1 para valores positivos do argumento. Na Figura 2.3 é mostrado um sistema, representado por $G(s)$, em malha fechada com um Relé.

O ganho crítico K_u do sistema pode ser determinado usando o Método da Função Descritiva (Slotine e Li, 1991), o que resulta na seguinte expressão (Aström, 1984):

$$K_u = \frac{4d}{\pi a}, \quad (2.4)$$

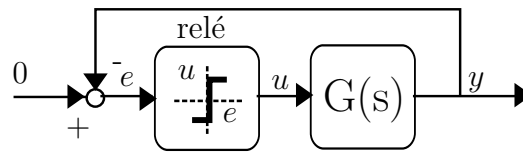


Figura 2.3: Método do Relé com o sistema em malha fechada.

em que a é a amplitude do sinal de saída y do sistema. Com o cálculo de K_u dado pela equação (2.4), e a determinação de P_u , pode-se aplicar quaisquer fórmulas descritas em (Ziegler e Nichols, 1942), (Zhuang e Atherton, 1993) e (McCormack e Godfrey, 1998) para obtenção dos parâmetros do controlador PID.

O método do Relé é bastante empregado em produtos comerciais que possuem a função de “autosintonia” de controladores (Chong, 2005).

Sintonia Multi-malha PID

A maioria dos métodos de sintonia de controladores PID são aplicados a sistemas do tipo SISO. Entretanto, grande parte dos processos industriais existentes necessitam controlar e manipular mais de uma variável, o que caracteriza o sistema como multivariável. Em processos industriais é comum encontrar a estrutura multi-malha ou descentralizada de controladores PID (Wang et al., 2008). Esta estrutura é baseada na utilização de controladores PID SISO para diferentes malhas de controle, ignorando-se inicialmente os acoplamentos existentes. Como resultado, a matriz de Funções de Transferência representativa do sistema de controle tem uma estrutura diagonal, isto é:

$$K(s) = \begin{bmatrix} K_1(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & K_2(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & K_n(s) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

em que $K_1(s)$, $K_2(s)$, \dots , $K_n(s)$ são os controladores PID associados com os pares de entrada e saída do sistema. O desempenho do sistema depende do correto pareamento entre as variáveis manipuladas e controladas (Wang et al., 2008).

Diversos trabalhos na literatura utilizam os métodos de sintonia de controladores PID para sistemas SISO adaptados para os sistemas multi-malha:

- Em (Yu e Luyben, 1986) os controladores PID são sintonizados pelo método de Ziegler-Nichols, independentemente, sem considerar o acoplamento entre as malhas. Posteriormente, os controladores são “des-sintonizados” por um fator comum como forma de diminuir as interações entre as malhas.
- Em (Chen e Seborg, 2003) é utilizada a mesma estratégia de sintonia adotada em (Yu e Luyben, 1986). Porém, o fator de “dessintonia” é obtido de outra maneira e a estabilidade do sistema em malha fechada é garantida através de análise baseada no Critério de Nyquist. Em contrapartida, o método é aplicado somente na sintonia de controladores PI.
- Em (Hovd e Skolestad, 1994) os controladores PID são sintonizados de forma sequencial. Desta forma, o acoplamento entre as malhas é considerado na sintonia de cada controlador em função dos controladores já sintonizados. Entretanto, o desempenho da malha fechada do sistema depende da ordem de sintonia escolhida.
- Em (Wang, 1997) e (Campestrini et al., 2009) é utilizado o método do Relé, simultaneamente, em todas as malhas de controle. Com a frequência do ganho crítico identificada, os parâmetros dos controladores PID multi-malha são obtidos.
- Em (Vu e Lee, 2010) o sistema multivariável é decomposto em sistemas SISO equivalentes de ordem reduzida considerando a interação dinâmica entre as malhas. Para cada sistema SISO obtido, um controlador PID ou PI é sintonizado via método do Modelo Interno.

As principais vantagens na utilização de uma estrutura descentralizada de controladores em sistemas multivariáveis são (Wang et al., 2008):

1. A sintonia ou re-sintonia de controladores é simples. Cada controlador PID é diretamente associado a uma variável do sistema. Assim, o projeto dos controladores PID pode ser simplificado por métodos adotados em sistemas SISO. Sendo possível, também, a sintonia interativa malha por malha através da tentativa e erro para o ajuste dos controladores PID.

2. Menor quantidade de parâmetros para sintonia em relação a estrutura centralizada de controladores. A estrutura centralizada é composta pela matriz do controlador completa, ao invés de apenas elementos na diagonal, como em (2.5).
3. Sistema em malha fechada é tolerante a falhas. Isto é, a falha de uma malha de controle afeta, diretamente, apenas uma variável do sistema. Desta forma, o funcionamento do sistema não é comprometido como um todo.

Sintonia PID Robusta

Embora os controladores PID já confirmem algumas características de robustez à malha fechada na presença de incertezas no modelo do processo e perturbações existentes, há um grande esforço no meio acadêmico para integração da Teoria de Controle Robusto e projeto de controladores PID, objetivando garantias formais de robustez. A solução mais encontrada na literatura é a utilização de algoritmos de otimização para a busca dos parâmetros dos controladores PID. Isto provavelmente se deve ao fato de se tratar de um problema não-convexo, não sendo possível, por exemplo, uma formulação unicamente baseada em LMIs (Gonçalves, 2006). A seguir, são descritas as principais abordagens, encontradas na literatura, para sintonia robusta de controladores PID.

- Em (Bao et al., 1999) é proposto que o problema de sintonia multi-malha seja resolvido através de LMIs usando uma abordagem de programação sucessiva semi-definida. O problema é formulado no contexto de controle \mathcal{H}_∞ . A idéia principal do método é a de aproximar as restrições não-lineares, inerentes ao problema, por LMIs em torno das soluções estimadas. Porém, não existem garantias formais de estabilidade da malha fechada do sistema e a única garantia do procedimento é encontrar uma solução ótima local.
- Em (Ge et al., 2002) o problema de sintonia é transformado em um projeto de um controlador estático por realimentação da saída via abordagem LQR-LMI. Porém, a abordagem foi apresentada somente para controladores PID para sistemas SISO.

- Em (Tan et al., 2002) o controlador do sistema é obtido através do projeto \mathcal{H}_∞ *loop-shaping* (Skogestad e Postlethwaite, 2007). Este controlador possuirá ordem maior ou igual a do sistema. Em seguida, um método de aproximação para um controlador PID MIMO é utilizado para a redução de ordem do controlador obtido. O principal problema desta abordagem é de que não se pode garantir que a redução de ordem do controlador não comprometerá, significativamente, o desempenho do sistema em malha fechada.
- Em (Gonçalves et al., 2008) é utilizado o algoritmo de otimização cone elipsoidal, descrito em (Takahashi et al., 2003), para obter controladores PID para sistemas SISO. As incertezas paramétricas do modelo são representadas através de politopos com a estabilidade robusta avaliada pela análise \mathcal{D} -estabilidade (ver Seção 2.4.2). A função de custo é definida como a minimização do somatório ponderado entre as normas \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞ com a restrição de que a malha fechada seja \mathcal{D} -estável.
- Em (Garcia-Alvarado e López, 2010) um problema de otimização é formulado pela minimização ponderada das ações de controle e métricas definidas para os problemas de regulação e servomecanismo. A restrição utilizada na otimização é de que a razão entre a parte imaginária e a parte real dos autovalores da matriz dinâmica de malha fechada seja menor do que 1. Desta forma, é garantida a propriedade de robustez da malha fechada (López et al., 2006). As incertezas paramétricas do modelo são representadas através de politopos, sendo o método aplicado na sintonia de controladores PID SISO e MIMO.

Vários trabalhos utilizam métodos de otimização evolucionários para a sintonia de controladores PID:

- Em (Chen et al., 1995) é utilizado um Algoritmo Genético para a sintonia de controladores PID em sistemas SISO. A função de custo é definida como a minimização da norma \mathcal{H}_2 , com a restrição de que a norma \mathcal{H}_∞ seja menor do que um valor γ .
- Em (Chen e Cheng, 1998) é utilizado um Algoritmo Genético para a sintonia de controladores PID em sistemas SISO e MIMO. A função de custo é definida como a minimização do critério de desempenho robusto sugerido por Kwakernaak (Kwakernaak, 1985).

- Em (Zamani et al., 2009) e (Zhao et al., 2011) é utilizado o algoritmo Enxame de Partículas para a sintonia de controladores PID em sistemas SISO e MIMO.
- Em (Zamani et al., 2009) a função de custo é definida como a soma ponderada entre o critério de desempenho robusto sugerido por Kwakernaak; sobresinal; tempo de subida; tempo de acomodação; erro em estado estacionário; índice ITSE; margem de fase e ganho.
- Em (Zhao et al., 2011) são utilizadas duas funções de custo: critério de desempenho robusto sugerido por Kwakernaak e índice ISE, caracterizando o procedimento como multiobjetivo.
- Em (Hwang e Hsiao, 2002) é utilizado o algoritmo de Evolução Diferencial para a sintonia de controladores PID em sistemas SISO. A função de custo é definida como a minimização da norma \mathcal{H}_2 , com a restrição de que a norma \mathcal{H}_∞ seja menor do que um valor γ .
- Outros exemplos de algoritmos evolucionários utilizados na sintonia de controladores PID são descritos em (Jang Ho e Shu, 2004) e em (Toscano e Lyonnet, 2009). No primeiro trabalho, é utilizando o algoritmo *Orthogonal Simulated Annealing* e no segundo trabalho, o algoritmo Heurístico de Kalman.

Através da análise das metodologias e dos resultados dos trabalhos de sintonia PID robusta descritos acima, pôde-se formular as seguintes constatações:

- Os principais objetivos conflitantes no projeto de controladores em sistemas SISO ou MIMO são obter, simultaneamente, o melhor rastreamento às variações nas referências e a maior rejeição às perturbações de carga (Aström e Hägglund, 2006).
- A formulação analítica para a obtenção direta da sintonia de controladores PID robusta multi-malha ou MIMO, ao invés da utilização de um algoritmo de otimização, ainda é um problema em aberto.
- Utilizando um algoritmo de otimização para a sintonia de controladores PID, o principal fator que determina a qualidade dos resultados é a

escolha adequada das funções de custo e das restrições. Assim, é suficiente utilizar um algoritmo com capacidade de encontrar a região, no espaço de busca não-convexo, onde se encontra a solução ótima global do problema. Como cada artigo define uma métrica diferente para a função de custo, é difícil estabelecer uma base de comparação entre os resultados obtidos através dos diferentes algoritmos de otimização utilizados, mesmo que alguns artigos realizem comparações com outros trabalhos. O trabalho descrito em (Iruthayarajan e Baskar, 2009) visa comparar o desempenho dos principais algoritmos evolucionários na sintonia de controladores PID. A conclusão foi de que os Algoritmos Genéticos, Enxame de Partículas e Evolução Diferencial convergem para a solução ótima global do problema. A principal diferença entre os algoritmos analisados deve-se ao tempo de execução para encontrar a solução ótima, com vantagem para o Enxame de Partículas. Além disso, algoritmos de otimização possuem, em sua maioria, parâmetros de configuração determinados de forma *ad hoc*, isto é, de forma específica para o problema em questão, sem que seja possível generalizar a forma de escolha desses parâmetros para outros casos.

2.3 Algoritmo Genético NSGA-II

O Algoritmo Genético NSGA-II (*Non-Dominant Genetic Algorithm*) com codificação real foi escolhido como método de otimização para a metodologia de sintonia dos parâmetros PID para VANTs desenvolvida neste trabalho. Os algoritmos evolucionários, dentre os quais se enquadram os Algoritmos Genéticos, são algoritmos estocásticos que podem ser aplicados a uma grande variedade de problemas não-convexos e multimodais (Deb, 2001), sendo adequados para resolução do problema em questão (Seção 2.2.3). A principal característica dos algoritmos evolucionários é a execução paralela de várias soluções na mesma iteração (Deb, 2001). Isto faz com que os algoritmos evolucionários sejam naturalmente adequados na resolução de problemas multiobjetivos e/ou tenham grande probabilidade de convergirem para a solução ótima global.

Em um problema de otimização multiobjetivo, é obtido um conjunto de soluções ótimas não-dominadas, sendo este conjunto denominado de curva de Pareto (Deb, 2001). Uma solução x^* é dita ótima não-dominada, se não

existe qualquer outra solução x tal que (Takahashi, 2007):

$$f(x) \leq f(x^*) \quad e \quad f(x) \neq f(x^*), \quad (2.6)$$

em que $f(x)$ é um vetor de funções objetivos para um problema de otimização.

Na Figura 2.4 é mostrado um exemplo de uma possível curva de Pareto, sendo representada pelas soluções $\vec{f}(x^*)$, considerando a minimização de duas funções fictícias f_1 e f_2 . A região \mathbb{A} é composta por soluções impossíveis de serem alcançadas e a região \mathbb{B} é composta de soluções com piores avaliações em relação às soluções ótimas.

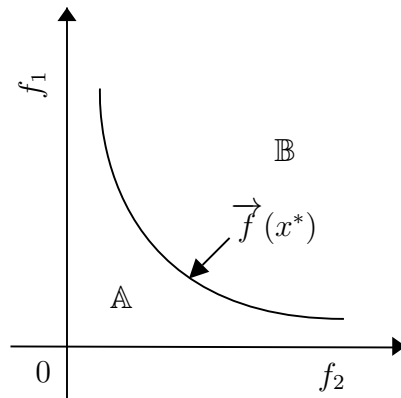


Figura 2.4: Exemplo de uma possível curva de Pareto para duas funções f_1 e f_2 .

Após a obtenção da curva de Pareto, um critério de decisão deve ser formulado para a escolha da solução mais adequada para o problema em questão. Além disso, qualquer problema multi-objetivo pode ser transformado em um problema mono-objetivo através de uma função objetivo que contém, por exemplo, o somatório ponderado das funções originais do problema multi-objetivo (Deb, 2001). Desta forma, o critério de decisão já estará embutido na função objetivo do problema mono-objetivo.

As implementações de Algoritmos Genéticos são baseadas na teoria da evolução das espécies, descrita por Charles Darwin. De acordo com a teoria, somente os indivíduos mais aptos da população irão sobreviver ao longo das gerações. A evolução dos indivíduos ocorre através de alterações genéticas que as futuras gerações sofrem em decorrência dos mecanismos de reproduções, cruzamentos e mutações das espécies. Assim, os Algoritmos Genéticos realizam operações matemáticas que mimetizam a evolução natural dos seres vivos (Takahashi, 2007).

As funções objetivo de um problema de otimização são associadas com a aptidão (em inglês, *fitness*) que cada indivíduo possui para continuar no processo evolutivo (Deb, 2001).

Os principais parâmetros configurados em um algoritmo genéticos são: a quantidade de indivíduos da população (n_{pop}); o número de gerações (n_{gen}); probabilidade de ocorrer cruzamento entre os indivíduos (p_c); probabilidade de ocorrer mutação nos genes de cada indivíduo (p_m).

Abaixo estão descritas as principais etapas presentes em cada iteração do Algoritmo Genético NSGA-II (Deb et al., 2002), sendo as mesmas ilustradas na Figura 2.5.

Etapas do Algoritmo Genético NSGA-II

Etapa 1 → Uma nova população Q_i é gerada a partir da população atual P_i . Os indivíduos de Q_i são obtidos através dos operadores de seleção, cruzamento e mutação aplicados aos indivíduos da população P_i .

Etapa 2 → As populações P_i e Q_i são combinadas e ordenadas de acordo com o princípio de não-dominância entre os elementos da mesma fronteira: $F_1, F_2, F_3, \dots, F_k$ (Figura 2.5).

Etapa 3 → A maior quantidade possível de fronteiras completas, respeitando o critério de ordenação, são incluídas na formação da nova população P_{i+1} . Os outros indivíduos, que faltam para completar a população, são escolhidos de acordo com o operador *Crowding Distance*, a ser definido a seguir.

Abaixo estão descritos os principais mecanismos de evolução dos indivíduos, ao longo das geração, no Algoritmo Genético NSGA-II utilizado neste trabalho.

Seleção

O mecanismo de seleção tem por objetivo escolher dentre os indivíduos da população os que irão realizar as operações de cruzamento e/ou mutação. No algoritmo NSGA-II é utilizada seleção baseada no método do torneio. Neste método, dois indivíduos são escolhidos de forma aleatória na população. Entre os dois, o indivíduo mais apto para continuar no processo evolutivo é

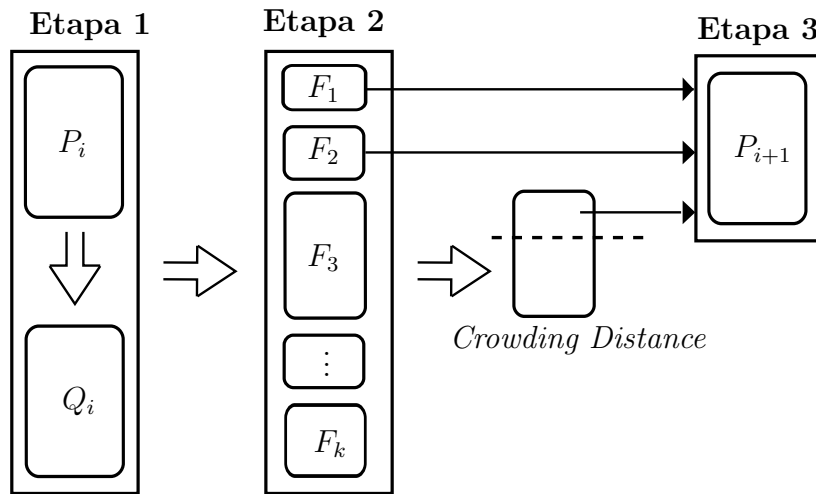


Figura 2.5: Etapas do algoritmo NSGA-II.

selecionado. Para a seleção, os dois indivíduos são comparados de acordo com as seguintes regras (Deb, 2001):

1. O indivíduo escolhido é aquele situado na fronteira não dominada pela fronteira do outro indivíduo;
2. Caso os dois indivíduos estejam situados na mesma fronteira, é escolhido aquele que possuir a maior distância entre as soluções adjacentes obtida pelo operador *Crowding Distance*.

Cruzamento

O mecanismo de cruzamento combina as “características” de dois indivíduos para gerar um outro indivíduo. Este operador é o responsável pela evolução da população em direção ao ótimo global. Foi definida que a probabilidade de ocorrer cruzamento (p_c) entre dois indivíduos é de 90%. A implementação utilizada para o operador cruzamento é o *Simulated Binary Crossover* (SBX), sendo dada por (Deb, 2001):

operador Cruzamento SBX

```

u = rand()
if (u ≤ 0,5)
    βq = (2u) $\frac{1}{\eta_c+1}$  - 1;
else
    βq =  $\left(\frac{1}{2(1-u)}\right)^{\frac{1}{\eta_c+1}}$ ;
end
x1c = 0,5[(1 + βq)x1 + (1 - βq)x2];
x2c = 0,5[(1 - βq)x1 + (1 + βq)x2];

```

Em que $\text{rand}()$ é uma função que sorteia um valor entre 0 e 1 com distribuição uniforme; η_c foi escolhido o valor igual a 20; x_1 e x_2 são os valores dos dois indivíduos que sofrerão cruzamento; x_1^c e x_2^c são os indivíduos gerados após a operação de cruzamento.

Mutação

O mecanismo de mutação promove uma maneira de alterar completamente a característica de um indivíduo. Este operador é o responsável por manter a diversidade na população. Foi definida que a probabilidade de ocorrer mutação (p_m) para cada indivíduo selecionado é de 10%. A implementação utilizada para o operador mutação foi a polinomial, sendo dada por (Deb, 2001):

operador Mutação

```

r = rand()
if (r < 0,5)
    δ̄ = (2r) $\frac{1}{\eta_m+1}$  - 1;
else
    δ̄ = 1 - [2(1 - r)] $\frac{1}{\eta_m+1}$ ;
end
xm = x + δ̄;

```

Para η_m foi escolhido o valor igual a 20; x é o valor do indivíduo antes de aplicar o operador mutação; x_m é o valor do indivíduo modificado pelo

operador mutação.

Elitismo

O elitismo refere-se a preservação dos melhores indivíduos na população ao longo das gerações. Na concepção do Algoritmo Genético NSGA-II já está incorporado o caráter elitista através do ordenamento dos indivíduos em fronteiras (ver Figura 2.5, etapa 2). Assim, um indivíduo mais apto que os outros nunca será eliminado da população.

Crowding Distance

Em um problema multi-objetivo, é importante que sejam encontradas soluções distribuídas o mais uniforme possível ao longo da curva de Pareto. Assim, um dos critérios de avaliação dos indivíduos no NSGA-II é a proximidade entre as soluções, sendo essa avaliada através da métrica *Crowding Distance*. Por exemplo, em relação a fronteira F_3 que não foi inserida na nova população P_{i+1} (ver Figura 2.5), são inseridos na população os indivíduos desta fronteira que estão situados em regiões de menor densidade. Abaixo, está descrita a implementação do operador *Crowding Distance* (Deb et al., 2002).

operador *Crowding Distance* (\mathbb{I}_{dist})

```

 $\mathbb{I}_{dist}[*] = 0;$ 
for m=1 até  $n_{obj}$ 
   $\mathbb{I} = \text{ordenação}(\mathbb{I}, m);$ 
   $\mathbb{I}_{dist}[1] = \mathbb{I}_{dist}[n_{pop}] = \infty;$ 
  for i=2 até  $n_{pop} - 1$ 
     $\mathbb{I}_{dist}[i] = \mathbb{I}_{dist}[i] + \frac{\mathbb{I}[i+1]_m - \mathbb{I}[i-1]_m}{f_m^{max} - f_m^{min}};$ 
  end
end

```

Em que \mathbb{I} é a matriz de valores concatenados das funções objetivos e $\mathbb{I}[i]_m$ retorna o valor da função objetivo m para o indivíduo i ; as variáveis f_m^{max} e f_m^{min} são os valores das funções objetivos máximo e mínimo, respectivamente,

dentre todos os indivíduos da população para a função objetivo dada por m do total de n_{obj} funções.

Restrições

As restrições presentes em um problema de otimização são tratadas no algoritmo NSGA-II da seguinte forma:

$$\vec{f}(\cdot) = \vec{f}_{max} + \vec{f}(\cdot), \quad (2.7)$$

em que \vec{f}_{max} é o vetor composto pelas piores avaliações das funções objetivo dentre todos os indivíduos e $\vec{f}(\cdot)$ é o vetor composto pelas avaliações das funções objetivo para dado indivíduo. Desta forma, se o indivíduo violar algumas das restrições impostas ao problema de otimização o mesmo terá as piores avaliações das funções objetivo e será eliminado na próxima iteração do algoritmo.

2.4 Projeto de Controladores Robustos

O projeto de controladores robustos visa garantir, de forma rigorosa, a estabilidade e o desempenho do sistema em malha fechada mesmo com a presença de incertezas nos parâmetros do modelo. Como regra geral, quanto maior for a incerteza nos valores dos parâmetros do modelo, maior o conservadorismo na resposta do sistema em malha fechada.

Atualmente, existem duas concepções diferentes para tratar deste problema. Aparentemente, a mais utilizada parece ser a abordagem no domínio da frequência em que são utilizadas Funções de Transferências para englobar as incertezas do modelo e a *Linear Fractional Transformation* (LFT) para representar o sistema em malha fechada (Skogestad e Postlethwaite, 2007). Na outra abordagem, no domínio do tempo, são utilizadas as matrizes dinâmicas incertas do sistema e *Linear Matrix Inequalities* (LMIs) para a verificação de robustez do sistema. Ambas as abordagens serão descritas nesta Seção.

2.4.1 Domínio da frequência

Na Figura 2.6 é mostrado um sistema em malha fechada para o projeto de controladores robustos no domínio da frequência.

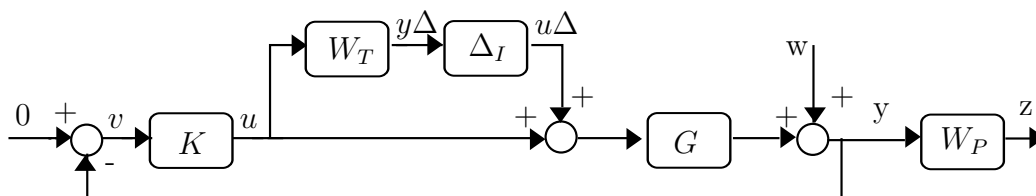


Figura 2.6: *Típica malha fechada de um sistema para o projeto de controladores robustos.*

As matrizes W_P e W_T são compostas por Funções de Transferências sendo as mesmas chamadas de funções de ponderação. A escolha da função de ponderação W_P define o requisito de desempenho para o sistema em malha fechada. E, a função de ponderação W_T representa a incerteza multiplicativa na entrada e deve ser determinada de forma que:

$$\underbrace{\{G_1, G_2, \dots, G_N\}}_{\text{Modelos Incertos}} \subseteq G_0(I + W_T \Delta_I), \quad (2.8)$$

em que G_0 é o modelo nominal do sistema e G_1, G_2, \dots, G_N são os modelos obtidos de acordo com as incertezas paramétricas em relação ao modelo nominal.

A obtenção da matriz de funções de ponderação W_T pode ser realizada através de um procedimento baseado em LMIs. Para cada frequência avaliada, o módulo de $W_T(jw)$ é obtido para, $1 \leq i \leq N$, tal que (Balas et al., 2009):

$$\begin{bmatrix} G_0(jw)W_T(jw)W_T(jw)^*G_0(jw)^* & G_i(jw) - G_0(jw) \\ (G_i(jw) - G_0(jw))^* & I \end{bmatrix} \geq 0. \quad (2.9)$$

Após este procedimento, projeta-se um filtro de 2^a ordem que englobe $W_T(jw)$ obtido. Isso para as respostas em frequência de cada termo situado na diagonal da matriz $W_T(jw)$.

A matriz Δ_I representa todas as direções possíveis para o valor do módulo de W_T avaliado em cada frequência. A composição da matriz Δ_I define se a incerteza será tratada como estruturada ou não-estruturada. Utilizando a in-

certeza como não-estruturada, são considerados acoplamentos não existentes fisicamente entre as entradas do sistema (Skogestad e Postlethwaite, 2007). Com isso, a função de ponderação W_T obtida será muito conservadora. A matriz Δ_I , na forma de incerteza estruturada diagonal, possui a seguinte estrutura (Skogestad e Postlethwaite, 2007):

$$\Delta_I = \text{diag}\{\Delta_i\} = \begin{bmatrix} \Delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \Delta_i \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

em que cada Δ_i representa uma fonte específica de incerteza presente no modelo do sistema.

A incorporação das funções de ponderação W_T e W_P no projeto de controladores robustos é realizada através do conceito de Planta Generalizada (Skogestad e Postlethwaite, 2007). Para isso, os elementos da Figura 2.6 são agrupados na matriz P , de acordo com a Figura 2.7. Nessa Figura o vetor w representa as entradas exógenas do sistema e o vetor z representa as saídas controladas do sistema.

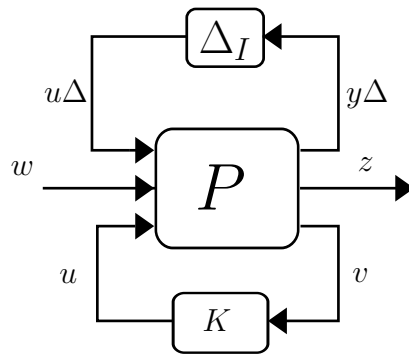


Figura 2.7: *Planta Generalizada.*

Assim, a matriz P é dada por:

$$P \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & W_T \\ W_P G & W_P & W_P G \\ -G & -I & -G \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

podendo a mesma ser subdividida da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P_{11} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ W_P G & W_P \end{bmatrix}, & P_{12} &= \begin{bmatrix} W_T \\ W_P G \end{bmatrix} \\ P_{21} &= \begin{bmatrix} -G & -I \end{bmatrix} & P_{22} &= \begin{bmatrix} -G \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

A malha fechada do sistema corresponde a seguinte LFT (Zhou et al., 1995):

$$\text{LFT}(K, P) \triangleq N = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}, \quad (2.12)$$

sendo os elementos da matriz N dados por:

$$N = \begin{bmatrix} -W_T K G (I + K G)^{-1} & -W_T K (I + G K)^{-1} \\ W_P G (I + K G)^{-1} & W_P (I + G K)^{-1} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

A função de sensibilidade da saída é definida como: $S \triangleq (I + K G)^{-1}$; e a função de sensibilidade complementar da entrada é definida como: $T_I \triangleq K G (I + K G)^{-1}$. Assim, a matriz (2.13) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$N = \begin{bmatrix} -W_T T_I & -W_T K S \\ W_P G (I - T_I) & W_P S \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

A análise de estabilidade e desempenho robusto do sistema em malha fechada pode ser realizada através da análise do Valor Singular Estruturado (SSV ou μ) (Skogestad e Postlethwaite, 2007). As condições do SSV para que o sistema possua Estabilidade Nominal (EN), Desempenho Nominal (DN), Estabilidade Robusta (ER) e Desempenho Robusto (DR) são dadas por (Skogestad e Postlethwaite, 2007):

$$EN \Leftrightarrow \lambda_i(N) < 0; \quad (2.15)$$

$$DN \Leftrightarrow \bar{\sigma}(N_{22}) = \mu_{\Delta_P} < 1, \forall w; \quad (2.16)$$

$$ER \Leftrightarrow \mu_{\Delta_I}(N_{11}) < 1, \forall w; \quad (2.17)$$

$$DR \Leftrightarrow \mu_{\hat{\Delta}}(N) < 1, \forall w, \hat{\Delta} = \begin{bmatrix} \Delta_I & 0 \\ 0 & \Delta_P \end{bmatrix}; \quad (2.18)$$

em que $\lambda_i(N)$ corresponde aos autovalores da matriz N . Em relação as condições descritas acima, têm-se que a condição de EN na equação (2.15)

refere-se a estabilidade do modelo nominal do sistema em malha fechada, a condição de DN na equação (2.16) refere-se ao cômputo da norma \mathcal{H}_∞ do sistema, a condição de ER na equação (2.17) refere-se a verificação da estabilidade robusta do sistema em malha fechada e a condição de DR dada pela equação (2.18) é a união das condições de DN e ER , simultaneamente. Assim, para que um sistema em malha fechada seja robustamente estável com desempenho mínimo garantido basta que a condição dada pela equação (2.18) seja verdadeira. O pacote computacional *Robust Control Toolbox* do *software* MATLAB possui rotinas para o cômputo das condições do SSV dadas pelas equações (2.15), (2.16), (2.17) e (2.18).

2.4.2 Domínio do tempo

O projeto de controladores robustos no domínio do tempo pode ser realizado através da representação politópica das incertezas do modelo. Nessa abordagem, os vértices do politopo são formados pelas matrizes incertas do sistema em malha fechada.

Dado que um sistema com parâmetros incertos de tempo contínuo e invariante no tempo possui a seguinte representação em espaço de estados:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}}(t) &= A_i \vec{x}(t) + B_{u_i} \vec{u}(t) + B_{w_i} \vec{w}(t), \\ \vec{y}(t) &= C_i \vec{x}(t) + D_{w_i} \vec{w}(t),\end{aligned}\tag{2.19}$$

com o controlador dado por

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}}_c(t) &= A_c \vec{x}_c(t) + B_c \vec{e}(t), \\ \vec{u}(t) &= C_c \vec{x}_c(t) + D_c \vec{e}(t),\end{aligned}\tag{2.20}$$

tem-se a seguinte representação em espaço de estados para a malha fechada:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{\vec{x}}(t) \\ \dot{\vec{x}}_c(t) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} (A_i - B_{u_i} D_c C_i) & B_{u_i} C_c \\ -B_c C_i & A_c \end{bmatrix}}^{A_{CLi}} \begin{bmatrix} \vec{x}(t) \\ \vec{x}_c(t) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} B_{w_i} - B_{u_i} D_c D_{w_i} \\ -B_c D_{w_i} \end{bmatrix}}^{B_{CLi}} \vec{w}(t), \\ \vec{y}(t) &= \overbrace{\begin{bmatrix} C_i & 0 \end{bmatrix}}^{C_{CLi}} \begin{bmatrix} \vec{x}(t) \\ \vec{x}_c(t) \end{bmatrix} + \overbrace{[D_{w_i}]}^{D_{CLi}} \vec{w}(t).\end{aligned}\tag{2.21}$$

Em relação as equações (2.19), (2.20) e (2.21), foi considerado que o sistema possui realimentação negativa e o sinal de referência é igual à zero. Os sinais do sistema $\vec{w}(t)$, $\vec{e}(t)$, $\vec{y}(t)$ e $\vec{u}(t)$, são as entradas de perturbação, os erros entre as variáveis e as referências, as saídas e as ações de controle, respectivamente. Tem-se que $i = 0, 1, 2, 3, \dots, N$, sendo N a quantidade de modelos incertos, com $i = 0$ representando o modelo nominal, e para $i \neq 0$ representando os modelos incertos.

Uma maneira de se avaliar se um sistema em malha fechada é robustamente estável é utilizar diretamente a desigualdade de Lyapunov, isto é, deve-se obter uma matriz positiva definida P para todo $i = 1, 2, \dots, N$, de forma que

$$A_{CLi}^T P + P A_{CLi} < 0. \quad (2.22)$$

Neste trabalho, para a análise da estabilidade robusta politópica, é utilizada a equação (2.22) estendida para o problema de \mathcal{D} -estabilidade.

Definição 1 (Peaucelle et al., 2000). *Seja $R \in \mathbb{R}^{2m \times 2m}$ uma matriz simétrica que pode ser particionada como:*

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{12}^T & R_{22} \end{bmatrix} : \begin{array}{l} R_{11} = R_{11}^T \in \mathbb{R}^{m \times m} \\ R_{22} = R_{22}^T \in \mathbb{R}^{m \times m}, R_{22} \geq 0. \end{array} \quad (2.23)$$

A Região \mathcal{D} do plano complexo é definida como:

$$\mathcal{D} \triangleq \{z \in \mathbb{C} : R_{11} + R_{12}z^* + R_{12}^T z + R_{22}zz^* \geq 0\}. \quad (2.24)$$

Neste trabalho, a região \mathcal{D} será definida como todo o semi-plano complexo esquerdo, de forma que:

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Em (Gonçalves, 2006) são apresentadas algumas possíveis configurações da matriz R para o mapeamento de outras regiões: disco, setor cônico, etc.

Define-se \mathcal{P} como sendo o subespaço definido pelo politopo formado por todas as combinações convexas entre os vértices A_{CLi} :

$$\mathcal{P} \triangleq \left\{ A_{CL} \in \mathbb{R}^{n \times n} : A_{CL} = \sum_{i=1}^N \alpha_i A_{CLi}, \sum_{i=1}^N \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0, \forall i \right\}, \quad (2.26)$$

em que n é a dimensão do vetor de estados do sistema em malha fechada.

Definição 2 (Peaucelle et al., 2000). *A matriz A_{CL_i} é dita ser \mathcal{D} -estável se, e somente se, todos os seus autovalores estão localizados na região \mathcal{D} definida em (2.24).*

Definição 3 (Peaucelle et al., 2000). *O sistema descrito pela equação (2.21) é robustamente \mathcal{D} -estável se, e somente se, A_{CL} é \mathcal{D} -estável para toda $A_{CL_i} \in \mathcal{P}$.*

Teorema 1 (Teorema 1 em (Peaucelle et al., 2000)). *$A_{CL} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é \mathcal{D} -estável se, e somente se, existe uma matriz simétrica definida positiva $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que:*

$$R_{11} \otimes P + R_{12} \otimes (PA_{CL}) + R'_{12} \otimes (A'_{CL}P) + R_{22} \otimes (A'_{CL}PA_{CL}) < 0, \quad (2.27)$$

em que o símbolo \otimes indica o produto de Kronecker.

Em (Gonçalves et al., 2006) é proposto um algoritmo para garantir de forma consistente a aplicação do **Teorema 1**. Este algoritmo visa subdividir o politopo \mathcal{P} iterativamente até que todos os sub-politopos gerados sejam robustamente \mathcal{D} -estáveis, ou é encontrada uma instância do politopo que não é \mathcal{D} -estável².

Neste trabalho, o algoritmo de subdivisão do politopo foi configurado para executar no máximo 5 iterações. De forma que, se ao final do processo de subdivisão do politopo ainda não for possível definir se o sistema em malha fechada é robustamente estável ou não, o mesmo é considerado instável. Esta estratégia foi adotada visando uma execução do procedimento de sintonia em um tempo menor, já que a análise de estabilidade robusta é executada para cada indivíduo presente no algoritmo genético ao longo de todas as gerações (Seção 4.2).

² Este algoritmo está disponível em <http://www.cpdee.ufmg.br/~palhares/software.html>.

Modelo matemático para aeronaves

A concepção de um modelo matemático usado em simulação computacional visa prover uma plataforma para análises, testes e projetos para aeronaves. Os benefícios desta abordagem são a redução de custos no desenvolvimento e riscos na operação de protótipos para validação do sistema. Entretanto, modelos matemáticos são apenas aproximações das principais características observadas nos modelos reais.

O comportamento temporal da aeronave é descrito através de equações cinemáticas e dinâmicas, sendo que cada aeronave diferencia-se uma da outra de acordo com os parâmetros inerentes de cada sistema. Considerou-se a aeronave como sendo um corpo rígido com seis graus de liberdade ou 6DOF (*Degrees Of Freedom*), movimentando-se no espaço tridimensional com três variáveis para rotação e três variáveis para translação.

As características do modelo matemático concebido neste trabalho são as seguintes (Aguirre, 2007):

- comportamento do sistema é invariante no tempo;
- sistema a parâmetros concentrados;
- tempo contínuo;
- multivariável;
- modelagem do tipo caixa branca (modelo obtido através das leis e princípios físicos).

Este capítulo foi subdividido em 3 partes. Na Seção 3.1, estão as equações que descrevem o modelo não-linear para aeronaves. Na Seção 3.2 é apresentado o modelo de perturbação atmosférica utilizado. E, as etapas envolvidas no processo de linearização do modelo estão descritas na Seção 3.3.

3.1 O Modelo de Simulação Não-Linear

As equações que regem o movimento da aeronave podem ser representadas em relação a três referenciais, os quais estão ilustrados na Figura 3.1. O referencial NED (considerado como um referencial inercial); o referencial do Corpo (ABC) com origem no c.g. (centro de gravidade) da aeronave e eixo x apontando na direção do nariz da mesma; e o referencial dos ventos (WIND) com origem no c.g. da aeronave e eixo x apontando na direção da velocidade relativa ao vento (V_T). Na mesma Figura, estão ilustradas também as superfícies de controle: u_{elev} , u_{ail} , u_{rud} e u_{flap} , movimentadas por servomecanismos.

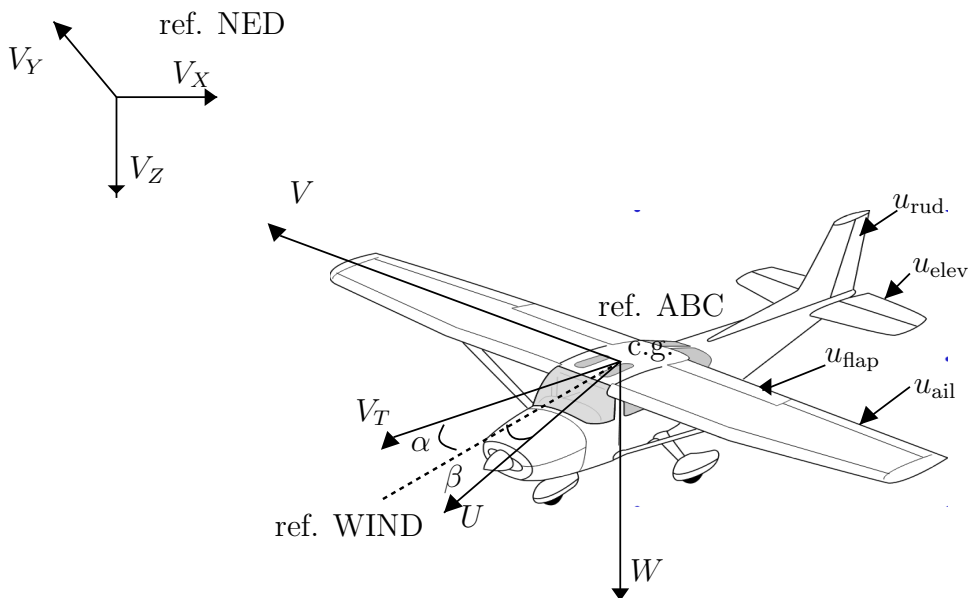


Figura 3.1: Referenciais para as representações das equações de uma aeronave e as superfícies de controle.

As equações de forças e momentos foram representadas no referencial do Corpo da aeronave no modelo de simulação, sendo que esse é composto pelas variáveis de estados agrupadas em vetores $\in \mathbb{R}^3$, descritos abaixo:

- $\vec{p}_{NED} = [p_N \ p_E \ H]^T$, posição espacial da aeronave em relação ao referencial inercial (NED);

- $\vec{v}_{ABC} = [U \ V \ W]^T$, velocidades de translação da aeronave representadas no referencial do Corpo (ABC);
- $\vec{w}_{ABC} = [P \ Q \ R]^T$, velocidades angulares da aeronave em torno do referencial do Corpo (ABC);
- $\vec{\Phi} = [\phi \ \theta \ \psi]^T$, ângulos de Euler ou atitude da aeronave sendo denominados ângulos de rolagem, arfagem e guinada, respectivamente. Estes ângulos são determinados pela diferença de rotação nos três eixos entre os referenciais NED e ABC.

Em relação às variáveis de estados, as equações cinemáticas determinam as relações entre \vec{p}_{NED} e \vec{v}_{ABC} ; e as relações entre $\vec{\Phi}$ e \vec{w}_{ABC} . As equações dinâmicas determinam as relações entre as acelerações e forças sobre a aeronave; e as relações entre as acelerações angulares e torques resultantes sobre a aeronave.

Nas subseções seguintes, estão descritas as equações que compõem o modelo não-linear de uma aeronave; sendo que a principal referência utilizada é (Stevens e Lewis, 2003).

3.1.1 Parâmetros geométricos

Os principais parâmetros geométricos definidos no modelo são relacionados às informações geométricas da asa da aeronave, sendo os seguintes:

- $S_W \rightarrow$ área da asa;
- $b \rightarrow$ envergadura da asa;
- $\bar{c} \rightarrow$ corda média da asa;
- $AR \rightarrow$ razão de aspecto (b^2/S_W);
- $S_h \rightarrow$ área da asa na empenagem horizontal.

Além dos citados acima, outros parâmetros geométricos presentes referem-se a localização onde são aplicadas a força peso, as forças aerodinâmicas e a força de propulsão criada pelo conjunto motor e hélice na aeronave. Estes parâmetros são medidos em relação ao referencial estrutural (Stevens e Lewis, 2003), sendo os seguintes:

- \vec{r}_{cg} → vetor com as coordenadas do c.g., posição onde a força peso da aeronave é aplicada;
- \vec{r}_{aero} → vetor com as coordenadas do c.a., posição onde são aplicadas as forças aerodinâmicas na asa;
- \vec{r}_{motor} → vetor com as coordenadas do motor, posição onde são aplicadas as forças geradas pelo motor.

3.1.2 Modelo da Atmosfera Padrão

Este modelo determina uma maneira de quantificar as variações de temperatura (T), pressão (P), densidade do ar (ρ) e velocidade do som (V_S) que ocorrem ao longo de toda a superfície terrestre. O modelo utiliza o valor atual de altitude da aeronave (H) para determinar os valores das variáveis da atmosfera, de acordo com as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 T &= T_0 + cH; \\
 P &= P_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{-g}{cR}}; \\
 \rho &= \rho_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\left(\frac{-g}{cR}-1\right)}; \\
 V_S &= \sqrt{\gamma RT};
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

sendo T a temperatura em graus kelvin; P a pressão em N/m^2 ; ρ a densidade do ar em kg/m^3 ; V_S a velocidade do som no meio em m/s ; $T_0 = 288,15\text{K}$; $P_0 = 101325\text{N/m}^2$; $g = 9,801\text{m/s}^2$; $\rho_0 = 1,225\text{kg/m}^3$; $c = -0,0065\text{K/m}$; $R = 287,04\text{J}/(\text{kg K})$ e $\gamma = 1,4$. Sendo que este modelo é válido somente para altitudes menores do que 11000m.

A variação da densidade do ar (ρ) afeta diretamente os valores das forças e momentos aerodinâmicos que agem sobre a aeronave; conforme equações apresentadas nas Seções 3.1.7 e 3.1.8.

3.1.3 Equações de Navegação

Estas equações descrevem o deslocamento da aeronave em relação a superfície da terra. Considera-se que para pequenos deslocamentos, de até 100km, a terra é plana (*Flat Earth*). A variação de posição nos três eixos do referencial NED (\vec{p}_{NED}) é dada pelo vetor de velocidades \vec{v}_{ABC} e pelas matrizes de rotação R_θ , R_ϕ e R_ψ dos ângulos de atitude da aeronave ($\vec{\Phi}$). As

matrizes de rotação são dadas por

$$R_\psi = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix},$$

$$R_\phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

A transformação de um vetor do referencial NED para o referencial ABC é obtida através da rotação nos três ângulos de atitude na seguinte ordem: $\psi \rightarrow \theta \rightarrow \phi$, tal que a matriz de transformação correspondente é dada por $R_{NED2ABC} = R_\phi R_\theta R_\psi$. Conseqüentemente, a equação de navegação da aeronave é dada por:

$$\dot{\vec{p}}_{NED} = R_{NED2ABC}^T \vec{v}_{ABC}. \quad (3.3)$$

Expandindo a equação (3.3), as variáveis p_N , p_E e p_D são obtidas através das seguintes equações:

$$\begin{aligned} \dot{p}_N = & U \cos \theta \cos \psi + V(-\cos \phi \sin \psi + \sin \phi \sin \theta \cos \psi) \\ & + W(\sin \phi \sin \psi + \cos \phi \sin \theta \cos \psi), \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} \dot{p}_E = & U \cos \theta \sin \psi + V(\cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \theta \sin \psi) \\ & + W(-\sin \phi \cos \psi + \cos \phi \sin \theta \sin \psi), \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\dot{p}_D = U \sin \theta - V \sin \phi \cos \theta - W \cos \phi \cos \theta. \quad (3.6)$$

Como o eixo Z no referencial NED tem como sentido positivo a direção para baixo, conforme Figura 3.1, a variável de estado H (altitude) é obtida pela inversão de sentido de p_D , dada por

$$\dot{H} = -\dot{p}_D. \quad (3.7)$$

3.1.4 Equações para os Ângulos de Atitude

As taxas de variações dos ângulos de atitude ($\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$ e $\dot{\psi}$) são obtidas através das matrizes de rotações definidas em (3.2) através da seguinte relação

$$w_{ABC} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + R_\phi \left(\begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + R_\theta \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \right). \quad (3.8)$$

Expandindo a equação 3.8 e isolando as variáveis $\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$ e $\dot{\psi}$, tem-se que

$$\dot{\phi} = P + \tan \theta (Q \sin \theta + R \cos \phi); \quad (3.9)$$

$$\dot{\theta} = Q \cos \phi - R \sin \phi; \quad (3.10)$$

$$\dot{\psi} = \frac{Q \sin \phi + R \cos \phi}{\cos \theta}. \quad (3.11)$$

3.1.5 Equações de Forças

Para determinação das forças que atuam sobre a aeronave, deve-se aplicar a 1ª lei de Newton (Young e Freedman, 2003), dada por

$$\vec{F}_{ABC}^{total} = \left[\frac{d(m\vec{v}_{ABC})}{dt} \right]_{NED}, \quad (3.12)$$

em que $\vec{F}_{ABC} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ é o vetor de forças representado no referencial do Corpo e m é a massa da aeronave. Foi considerado que a variação de massa na aeronave é desprezível em um curto período de tempo, logo $\dot{m} = 0$. Como o vetor de velocidades \vec{v}_{ABC} está representado no referencial do Corpo e a derivada na equação (3.12) é aplicada em relação ao referencial inercial NED, tem-se que

$${}^{NED}\dot{\vec{v}}_{ABC} = \dot{\vec{v}}_{ABC} + \vec{w}_{ABC} \times \vec{v}_{ABC}, \quad (3.13)$$

sendo esta equação conhecida como equação de Coriolis (Stevens e Lewis, 2003). Isolando a força peso e substituindo a equação (3.13) na equação (3.12), obtém-se a seguinte equação:

$$\vec{F}_{ABC}^{aero}/m + R_{NED2ABC}\vec{G} = \dot{\vec{v}}_{ABC} + \vec{w}_{ABC} \times \vec{v}_{ABC}, \quad (3.14)$$

em que $R_{NED2ABC}$ é a matriz de rotação do referencial NED para o referencial do Corpo definida na Seção 3.1.3 e \vec{G} é o vetor gravidade dado por $[0 \ 0 \ g]^T$. Expandindo a equação e isolando o vetor $\dot{\vec{v}}_{ABC}$, os estados U , V e W são determinados a partir das seguintes equações:

$$\dot{U} = RV - QW - g \sin \theta + (X_A + X_M)/m, \quad (3.15)$$

$$\dot{V} = -RU + PW + g \sin \phi \cos \theta + (Y_A + Y_M)/m, \quad (3.16)$$

$$\dot{W} = QU - PV + g \cos \phi \cos \theta + (Z_A + Z_M)/m, \quad (3.17)$$

em que X_A , Y_A e Z_A são as forças aerodinâmicas representadas nos três eixos do referencial do Corpo da aeronave; X_M , Y_M e Z_M são as forças geradas pelo motor representadas nos três eixos do referencial do Corpo da aeronave. A obtenção das forças aerodinâmicas está descrita na Seção 3.1.7 e a obtenção das forças do motor está descrita na Seção 3.1.10.

3.1.6 Transformação para o referencial dos Ventos

Nesta Seção, são descritas as matrizes de rotação e as equações da transformação do referencial do Corpo (ABC) para o referencial dos Ventos (WIND). As matrizes de rotação para os ângulos de ataque (α) e de derrapagem (β) são dadas por:

$$R_\beta = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 0 \\ -\sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R_\alpha = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & -\sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix},$$

Os ângulos α e β são dados por

$$\alpha = \arctan\left(\frac{W}{U}\right), \quad \beta = \arcsin\left(\frac{V}{V_T}\right), \quad (3.18)$$

em que V_T é a velocidade total em relação a atmosfera e é dada por

$$V_T = \sqrt{U^2 + V^2 + W^2}. \quad (3.19)$$

A transformação de um vetor representado no referencial dos Ventos para o referencial do Corpo é dada pela seguinte matriz de rotação:

$$R_{WIND2ABC} = (R_\beta R_\alpha)^T. \quad (3.20)$$

3.1.7 Forças Aerodinâmicas Representadas no Referencial ABC

As forças aerodinâmicas representadas no referencial dos Ventos são dadas por:

$$F_D = \bar{q}S_W C_D, \quad (3.21)$$

$$F_Y = \bar{q}S_W C_Y, \quad (3.22)$$

$$F_L = \bar{q}S_W C_L, \quad (3.23)$$

em que F_D é a força de arrasto, F_Y é a força lateral e F_L é a força de sustentação; C_D , C_Y e C_L são os coeficientes aerodinâmicos descritos na Seção 3.1.9; \bar{q} é a pressão dinâmica sendo dada por

$$\bar{q} = \frac{1}{2}\rho V_T^2. \quad (3.24)$$

As forças aerodinâmicas dadas pelas equações (3.21), (3.22) e (3.23) podem ser escritas na seguinte forma compacta: $\vec{F}_{WIND} = [-F_D \ F_Y \ -F_L]^T$; sendo o sinal negativo colocado nos termos que possuem sentido contrário aos eixos do referencial dos Ventos. Desta forma, tem-se que:

$$\vec{F}_{ABC} = R_{WIND2ABC} \vec{F}_{WIND}, \quad (3.25)$$

em que o vetor $\vec{F}_{ABC} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ é composto pelas forças X_A (presente na equação (3.15)), Y_A (presente na equação (3.16)), Z_A (presente na equação (3.17)); e $R_{WIND2ABC}$ é a matriz de rotação definida na equação (3.20).

3.1.8 Equações de Momentos

Para determinação do torque resultante que atua sobre a aeronave, deve-se aplicar a 2ª lei de Newton para rotação de um corpo rígido (Young e Freedman, 2003), dada por

$$\vec{T}_{ABC} = \left[\frac{d(J\vec{w}_{ABC})}{dt} \right]_{NED}, \quad (3.26)$$

em que J é a matriz de inércia. Foi considerada desprezível a variação temporal da matriz de inércia, de modo que $\dot{J} = 0$. Aplicando a equação de

Coriolis (Seção 3.1.5), a equação (3.26) pode ser expandida para

$$\vec{T}_{ABC} = J\dot{\vec{w}}_{ABC} + \vec{w}_{ABC} \times (J\vec{w}_{ABC}). \quad (3.27)$$

O vetor torque resultante $\vec{T}_{ABC} = [L \ M \ N]^T$ é dado pela composição dos seguintes termos:

$$\vec{T}_{ABC} = [l \ m \ n]^T + (\vec{r}_{aero} - \vec{r}_{cg}) \times \vec{F}_{ABC} + (\vec{r}_{motor} - \vec{r}_{cg}) \times \vec{F}_{motor}, \quad (3.28)$$

em que l , m e n são os momentos aerodinâmicos dados por:

$$l = \bar{q}S_W b C_l, \quad (3.29)$$

$$m = \bar{q}S_W \bar{c} C_m, \quad (3.30)$$

$$n = \bar{q}S_W b C_n. \quad (3.31)$$

Os coeficientes aerodinâmicos C_l , C_m e C_n serão definidos na Seção 3.1.9 e \bar{q} é a pressão dinâmica dada pela equação (3.24).

A matriz de inercia foi definida considerando a simetria em relação ao plano x-z da aeronave, sendo dada por:

$$J = \begin{bmatrix} J_x & 0 & -J_{xz} \\ 0 & J_y & 0 \\ -J_{xz} & 0 & J_z \end{bmatrix}, \quad J^{-1} = \frac{1}{\Gamma} \begin{bmatrix} J_z & 0 & J_{xz} \\ 0 & \frac{\Gamma}{J_y} & 0 \\ J_{xz} & 0 & J_x \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

em que $\Gamma = J_x J_z - J_{xz}^2$; os termos J_x , J_y , J_z são os momentos de inércia em torno dos eixos X, Y e Z; e o termo J_{xz} é o produto de inércia cruzada entre o eixo X e Z.

Os estados P , Q e R são determinados através da expansão da equação (3.27), dada por:

$$\dot{P} = \frac{J_{xz}[J_x - J_y + J_z]PQ - [J_z(J_z - J_y) + J_{xz}^2]QR + J_zL + J_{xz}N}{\Gamma}, \quad (3.33)$$

$$\dot{Q} = \frac{(J_z - J_x)PR - J_{xz}(P^2 - R^2) + M}{J_y}, \quad (3.34)$$

$$\dot{R} = \frac{[(J_x - J_y)J_x + J_{xz}^2]PQ - J_{xz}[J_x - J_y + J_z]QR + J_{xz}L + J_xN}{\Gamma}. \quad (3.35)$$

3.1.9 Coeficientes Aerodinâmicos

Os coeficientes aerodinâmicos podem ser obtidos por meio de experimentos em túneis de vento, ou a partir de cálculos numéricos baseados em Dinâmica dos Fluidos Computacional (CFD), ou efetuando-se a análise de dados obtidos em ensaios em voo (Klein e Morelli, 2006). Os principais coeficientes aerodinâmicos presentes em modelos de aeronaves são dados por:

$$\begin{aligned}
 C_D &= C_{D_0} + C_{D_\alpha} + C_{D_{u_{\text{elev}}}} + C_{D_{u_{\text{ail}}}} + C_{D_{u_{\text{rud}}}}, \\
 C_Y &= C_{Y_\beta} + C_{Y_{u_{\text{ail}}}} + C_{Y_{u_{\text{rud}}}} + \frac{b}{2V_T}(C_{Y_P} + C_{Y_R}), \\
 C_L &= C_{L_0} + C_{L_\alpha} + C_{L_{u_{\text{elev}}}} + \frac{\bar{c}}{2V_T}(C_{L_\dot{\alpha}} + C_{Y_Q}), \\
 C_l &= C_{l_\beta} + C_{l_{u_{\text{ail}}}} + C_{l_{u_{\text{rud}}}} + \frac{b}{2V_T}(C_{l_P} + C_{l_R}), \\
 C_m &= C_{m_0} + C_{m_\alpha} + C_{m_{u_{\text{elev}}}} + \frac{\bar{c}}{2V_T}(C_{m_\dot{\alpha}} + C_{m_Q}), \\
 C_n &= C_{n_\beta} + C_{n_{u_{\text{ail}}}} + C_{n_{u_{\text{rud}}}} + \frac{b}{2V_T}(C_{n_P} + C_{n_R}). \tag{3.36}
 \end{aligned}$$

Os termos que compõem os coeficientes aerodinâmicos são disponibilizados em tabelas que possuem como entradas as deflexões das superfícies de controle: u_{elev} , u_{ail} e u_{rud} ; algumas variáveis de estados, como: P , Q e R ; ou as variáveis referentes ao eixos dos ventos: α e β . A dependência de cada termo em relação a variável de entrada foi evidenciada usando o nome da mesma como um texto subscrito ao termo. Exemplo: o termo C_{L_α} é dado por uma tabela que possui como variável de entrada α .

Os coeficientes aerodinâmicos são adimensionais e compõem as equações de forças e momentos descritas nas Seções 3.1.7 e 3.1.8.

3.1.10 Força de Propulsão do Motor

A força de propulsão F_T é obtida como (Hartman, 1938):

$$F_T = \rho C_T(\vartheta) \Omega(V_T, u_{\text{thr}})^2 D_P^4, \tag{3.37}$$

sendo que:

- C_T é o coeficiente de tração dado por uma tabela que possui como

entrada a taxa de avanço (ϑ), sendo essa obtida pela seguinte equação

$$\vartheta = \frac{V_T}{\Omega(V_T, u_{\text{thr}}) D_P}; \quad (3.38)$$

- $\Omega(V_T, u_{\text{thr}})$ é velocidade de rotação da hélice conectada ao motor em rotações por segundos. A rotação depende principalmente da velocidade total em relação a atmosfera e da variável de controle da potência do motor (u_{thr}). Através de experimentos realizados em um túnel de vento, é possível obter a curva que corresponde a rotação da hélice com relação as possíveis combinações entre V_T e u_{thr} ;
- D_P é o diâmetro da hélice em m;
- ρ é densidade do ar.

A força de propulsão pode ser escrita como: $\vec{F}_{\text{motor}} = [F_T \ 0 \ 0]^T$, em que \vec{F}_{motor} é um vetor $\in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ formado pelos componentes X_M (usando na equação (3.15)), Y_M (usado na equação (3.16)) e Z_M (usado na equação (3.17)).

3.1.11 Modelo dos Atuadores

As superfícies de controle de VANTs são movimentadas através de servomecanismos conectados as mesmas. Estes elementos são motores alimentados com corrente contínua e recebem um sinal digital no formato PWM (Pulse Width Modulation), determinando o deslocamento angular a ser executado pelo motor.

Neste trabalho os servomecanismos são representados matematicamente pelos seguintes elementos: limites de ângulos mínimo e máximo permitidos, e taxa máxima permitida de variação do ângulo de rotação. Estes elementos estão representados graficamente na Figura 2.2 (pág. 10).

3.2 Modelo de Perturbação Atmosférica

Os tipos de perturbações atmosféricas aos quais a aeronave está submetida são: ventos constantes, rajadas de ventos e turbulência atmosférica (McLean, 1990). A última será considerada como perturbação existente neste trabalho e as equações implementadas serão descritas a seguir.

O modelo de turbulência atmosférica é obtido por meio da análise do espectro em frequência do sinal de velocidade da atmosfera em relação ao referencial NED. Para isto, utilizam-se funções de densidades espectrais de potência (PSD) conhecidas como modelo de turbulência de Dryden para representar os distúrbios atmosféricos que afetam o movimento longitudinal da aeronave. As PSDs do modelo de Dryden para as componentes horizontal e vertical da turbulência são dadas por (MIL-F-8785C, 1980):

$$\phi_u(\Omega) = 2\sigma_u^2 \frac{L_u}{\pi V} \frac{1}{1 + (L_u \Omega)^2}, \quad (3.39)$$

$$\phi_v(\Omega) = \sigma_v^2 \frac{L_v}{\pi V} \frac{1 + 3(L_v \Omega)^2}{[1 + (L_v \Omega)^2]^2}, \quad (3.40)$$

$$\phi_w(\Omega) = \sigma_w^2 \frac{L_w}{\pi V} \frac{1 + 3(L_w \Omega)^2}{[1 + (L_w \Omega)^2]^2}, \quad (3.41)$$

em que L_u , L_v e L_w são os comprimentos característicos com valores iguais à 533,4m; V é a velocidade de voo da aeronave; e $\Omega = \frac{w}{V}$, sendo w a variável frequência. Os parâmetros σ_u , σ_v e σ_w definem a intensidade da turbulência atmosférica, com a escala de valores variando de 1,5m/s para turbulências leves a 7,0m/s para tempestades.

As Funções de Transferência do modelo de Turbulência podem ser obtidas observando-se que

$$\phi_i(w) = |H_i(s)|_{s=jw}^2 \phi_N(w), \quad (3.42)$$

em que $\phi_N(w)$ é a PSD de uma variável aleatória com distribuição Gaussiana de média zero e variância igual a 1. As Funções de Transferência são, então, obtidas de acordo com as expressões

$$H_u(s) = \sigma_u \sqrt{\frac{2L_u}{\pi V}} \frac{1}{1 + \frac{L_u}{V} s}, \quad (3.43)$$

$$H_v(s) = \sigma_v \sqrt{\frac{L_v}{\pi V}} \frac{1 + \frac{\sqrt{3}L_v}{V} s}{(1 + \frac{L_v}{V} s)^2}, \quad (3.44)$$

$$H_w(s) = \sigma_w \sqrt{\frac{L_w}{\pi V}} \frac{1 + \frac{\sqrt{3}L_w}{V} s}{(1 + \frac{L_w}{V} s)^2}. \quad (3.45)$$

Desta maneira, as velocidades de perturbação atmosféricas são obtidas como sinais aleatórios coloridos pela filtragem de sinais de ruído branco,

usando filtros definidos pelas Funções de Transferência (3.43) a (3.45).

As entradas de perturbação atmosférica afetam os valores das velocidades de translação em relação à atmosfera da aeronave (\vec{v}_{ABC}), sendo a equação dada por:

$$\vec{v}'_{ABC} = \vec{v}_{ABC} + R_{NED2ABC}\vec{v}_W, \quad (3.46)$$

em que $\vec{v}'_{ABC} = [U', V', W']$ é o vetor com as velocidades de translação da aeronave modificadas pela ação da perturbação; $R_{NED2ABC}$ é a matriz de rotação definida na Seção 3.1.5; e $\vec{v}_W = [V_{XW} V_{YW} V_{ZW}]^T$ é o vetor com as componentes de perturbação atmosférica. Entretanto, é importante salientar que a velocidade de translação em relação ao solo é afetada apenas indiretamente.

3.3 Linearização do Modelo

As equações definidas nas Seções 3.1 e 3.2 foram usadas em um diagrama de simulação MATLAB/Simulink. Na Figura 3.2 é mostrado o bloco UAV Model que contém o modelo não-linear da dinâmica de voo da aeronave. As entradas de controle presentes no modelo são:

- u_{elev} → deflexão do profundor em rad;
- u_{ail} → deflexão do aileron em rad;
- u_{rud} → deflexão do leme em rad;
- u_{thr} → variação na potência do motor de 0% a 100%.

As entradas de perturbação presentes no modelo são:

- V_{XW} → velocidade de perturbação no eixo X em m/s;
- V_{YW} → velocidade de perturbação no eixo Y em m/s;
- V_{ZW} → velocidade de perturbação no eixo Z em m/s.

As saídas definidas para o modelo são:

- H → altitude absoluta em m;
- θ → ângulo de arfagem em rad;

- $\phi \rightarrow$ ângulo de rolagem em rad;
- $\Psi \rightarrow$ ângulo de curso em graus;
- $y_{acc} \rightarrow$ aceleração lateral em m/s^2 ;
- $V_T \rightarrow$ velocidade total em relação a atmosfera em m/s .

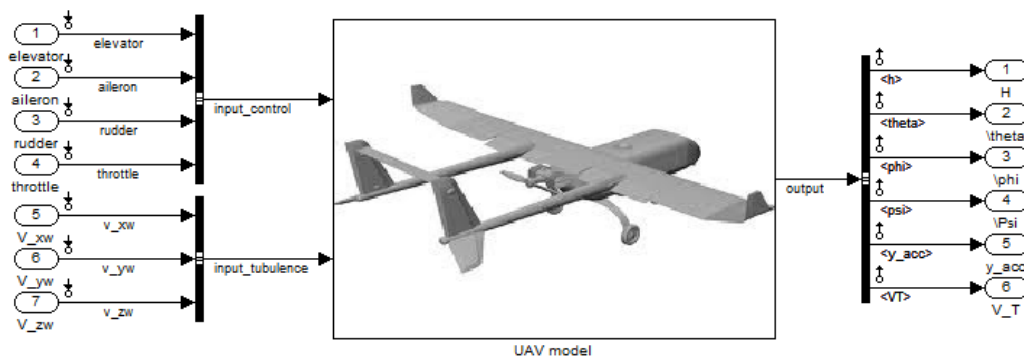


Figura 3.2: Bloco Simulink - UAV Model - com as entradas e saídas do modelo.

Na Figura 3.4 são mostrados os blocos que formam o bloco UAV Model. Abaixo, estão listados estes blocos com as respectivas equações que os compõem:

- *Atmosphere Model* \rightarrow equações descritas na Seção 3.1.2;
- *Servos* \rightarrow modelo descrito na Seção 3.1.11;
- *Motor Equations* \rightarrow equações descritas na Seção 3.1.10;
- *Aerodynamics Equations* \rightarrow equações descritas nas Seções 3.1.6, 3.1.7 e 3.1.9; e as equações (3.21), (3.22) e (3.23);
- *Body-Axes 6DOF Equations* \rightarrow equações (3.4), (3.5), (3.6), (3.9), (3.10), (3.11), (3.15), (3.16), (3.17), (3.33), (3.34), (3.35) e (3.46).

A representação em espaço de estados das equações não-lineares do sistema pode ser escrita na seguinte forma compacta:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}}(t) &= f(\vec{x}(t), \vec{u}(t)), \\ \vec{y}(t) &= h(\vec{x}(t), \vec{u}(t)),\end{aligned}\tag{3.47}$$

em que $\vec{x}(t) \in \mathbb{R}^{12 \times 1}$ consiste no vetor de estados dado por $\vec{x}(t) = [p_N \ p_E \ H \ \phi \ \theta \ \psi \ U \ V \ W \ P \ Q \ R]^T$; $\vec{u}(t) \in \mathbb{R}^{7 \times 1}$ consiste no vetor de entradas dado por $\vec{u}(t) = [u_{\text{elev}} \ u_{\text{ail}} \ u_{\text{rud}} \ u_{\text{thr}} \ V_{XW} \ V_{YW} \ V_{ZW}]^T$; $f(\cdot) : \mathbb{R}^{19} \rightarrow \mathbb{R}^{12}$ é um vetor de funções não-lineares dos estados e das entradas; $\vec{y}(t) \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$ consiste no vetor de saída; e $h(\cdot) : \mathbb{R}^{19} \rightarrow \mathbb{R}^6$ é um vetor de funções das saídas.

O modelo linear local do sistema foi obtido em duas etapas, a saber:

1. determinação numérica da condição de equilíbrio;
2. cálculo numérico das matrizes A, B, C e D da representação em espaço de estados da dinâmica linear local do sistema;

Na etapa 1 o processo de determinação da condição de equilíbrio da aeronave é chamado de *trimagem*. Os valores desejados das variáveis de equilíbrio são definidos previamente e, através um algoritmo de otimização fornecido pelo *software* MATLAB, os valores de equilíbrio dos outros estados são determinados quando a taxa de variação dos estados é igual a zero, de acordo com a equação $\vec{0} = f(\vec{x}_{\text{eq}}, \vec{u}_{\text{eq}})$.

Para este trabalho, deseja-se obter o modelo linear local da aeronave para a condição de voo nivelado. Nesta condição, a aeronave permanece com altitude e velocidade de translação constante, além do ângulo de rolagem $\phi = 0$. Como consequência, é necessário definir os valores desejados de equilíbrio para as variáveis H e V_T , sendo estes valores denominados H_{eq} e $V_{T_{\text{eq}}}$.

Após a execução do algoritmo de otimização, os valores de equilíbrio para as outras variáveis de estado são obtidos, sendo os seguintes: ψ_{eq} , θ_{eq} , $V_{X_{\text{eq}}}$, $V_{Y_{\text{eq}}}$, $V_{Z_{\text{eq}}}$, P_{eq} , Q_{eq} , R_{eq} ; e, também, os valores de equilíbrio para as entradas de controle: $u_{\text{elev}_{\text{eq}}}$, $u_{\text{ail}_{\text{eq}}}$, $u_{\text{rud}_{\text{eq}}}$ e $u_{\text{thr}_{\text{eq}}}$.

Na etapa 2 a representação em espaço de estados é obtida por meio de aproximações por diferenças finitas para as correspondentes derivadas parciais presentes nas matrizes Jacobianas correspondentes às parcelas lineares da expansão em série de Taylor das funções não lineares (Stewart, 2002). Isto é, tendo definido as variáveis incrementais em torno da condição de equilíbrio

como

$$\delta\vec{x}(t) = \vec{x}(t) - \vec{x}_{eq}, \quad (3.48)$$

$$\delta\vec{y}(t) = \vec{y}(t) - \vec{y}_{eq}, \quad (3.49)$$

$$\delta\vec{u}(t) = \vec{u}(t) - \vec{u}_{eq}, \quad (3.50)$$

pode-se obter a representação em espaço de estados linear local do sistema dada por

$$\begin{aligned} \dot{\delta\vec{x}}(t) &= A\delta\vec{x}(t) + B\delta\vec{u}(t), \\ \delta\vec{y}(t) &= C\delta\vec{x}(t) + D\delta\vec{u}(t), \end{aligned} \quad (3.51)$$

sendo que as matrizes $A \in \mathbb{R}^{12 \times 12}$, $B \in \mathbb{R}^{12 \times 7}$, $C \in \mathbb{R}^{6 \times 12}$ e $D \in \mathbb{R}^{6 \times 7}$ são dadas por

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_{12}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_{12}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_{12}}{\partial x_1} & \frac{\partial f_{12}}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_{12}}{\partial x_{12}} \end{bmatrix}, & B &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial u_7} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial u_7} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_{12}}{\partial u_1} & \frac{\partial f_{12}}{\partial u_2} & \cdots & \frac{\partial f_{12}}{\partial u_7} \end{bmatrix}, \\ C &= \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial x_1} & \frac{\partial h_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial h_1}{\partial x_{12}} \\ \frac{\partial h_2}{\partial x_1} & \frac{\partial h_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial h_2}{\partial x_{12}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial h_6}{\partial x_1} & \frac{\partial h_6}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial h_6}{\partial x_{12}} \end{bmatrix}, & D &= \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial u_1} & \frac{\partial h_1}{\partial u_2} & \cdots & \frac{\partial h_1}{\partial u_7} \\ \frac{\partial h_2}{\partial u_1} & \frac{\partial h_2}{\partial u_2} & \cdots & \frac{\partial h_2}{\partial u_7} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial h_6}{\partial u_1} & \frac{\partial h_6}{\partial u_2} & \cdots & \frac{\partial h_6}{\partial u_7} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

As funções f_1, f_2, \dots, f_{12} são dadas pelas equações (3.4), (3.5), (3.6), (3.9), (3.10), (3.11), (3.15), (3.16), (3.17), (3.33), (3.34) e (3.35), respectivamente.

As funções h_1, h_2, \dots, h_6 são os elementos que compõem o vetor \vec{y} definido na equação (3.47), sendo dados por:

- $h_1 = H$;
- $h_2 = \theta$;
- $h_3 = \phi$;
- $h_4 = \Psi = \arctan\left(\frac{pN}{pE}\right)$;

- $h_5 = y_{acc} = g \sin \phi \cos \theta + (Y_A + Y_M)/m;$
- $h_6 = V_T = \sqrt{U^2 + V^2 + W^2}.$

A variável y_{acc} representa a aceleração lateral no eixo do corpo medida por um acelerômetro situado no c.g. da aeronave. E, a variável Ψ representa o ângulo de direcionamento da aeronave.

Na Figura 3.3 é ilustrada a diferença entre os ângulos Ψ , ψ e β em uma aeronave. O ângulo de curso Ψ (ou *course*, em inglês) é dado pelo ângulo formado entre a velocidade tangencial V_{NED} (velocidade total da aeronave no referencial NED) e o eixo Y do referencial NED. Este ângulo é usado no guiamento da aeronave por coordenadas GPS. O ângulo ψ (*yaw*, em inglês) é dado pelo ângulo formado entre a direção de proa da aeronave e o eixo Y do referencial NED. Este ângulo é usado durante o controle de pouso e decolagem da aeronave. O ângulo β é dado pelo ângulo formado entre a direção de proa da aeronave e a velocidade V_T (velocidade total da aeronave relativa ao vento), sendo este ângulo denominado de derrapagem (ou *sideslip*, em inglês).

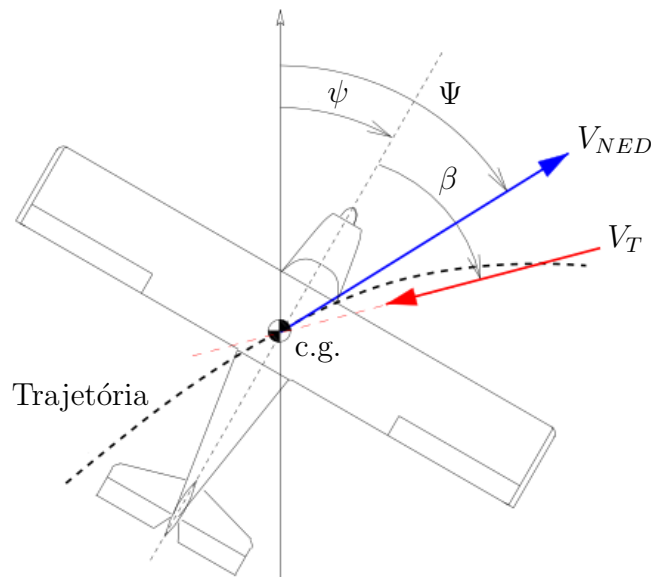


Figura 3.3: Ilustração dos ângulos Ψ , ψ e β em uma aeronave (Figura adaptada de (Iscold et al., 2010)).

3.4 Características Intrínsecas dos Modelos de Aeronaves

Esta Seção tem o objetivo de descrever as principais peculiaridades existentes nos modelos de aeronaves.

3.4.1 Modelos das Dinâmicas Longitudinal e Látero-direcional

O modelo linear completo de aeronaves pode ser separado nas dinâmicas longitudinal e látero-direcional. Os estados que compõem a dinâmica longitudinal são: H , θ , U , W e Q ; e os estados que compõem a dinâmica látero-direcional são: ϕ , ψ , V , P e R .

A separabilidade do modelo é possível devido a pequena interação entre as variáveis de cada dinâmica no modelo linearizado. Porém, enfatiza-se que o desacoplamento é apenas local, sendo que o modelo não-linear contempla todas as interações presentes entre os estados.

De forma geral, o projeto de controladores lineares para aeronaves é realizado, independentemente, para cada modelo linear associado com sua respectiva dinâmica: longitudinal ou látero-direcional (Stevens e Lewis, 2003).

Dinâmica Longitudinal

O comportamento da dinâmica longitudinal de voo é geralmente caracterizado pela composição de dois modos dinâmicos importantes: modo dinâmico fugóide, que fortemente afeta as variáveis θ e V_T , possui um período longo e uma resposta pouco amortecida; e modo dinâmico período-curto, que afeta fortemente as variáveis α e Q , possui um período menor e uma resposta mais amortecida em comparação com o modo fugóide. Cada modo dinâmico é composto por um par de pólos complexos conjugados (Stevens e Lewis, 2003).

Dinâmica Látero-direcional

Os modos dinâmicos usualmente presentes na dinâmica látero-direcional são conhecidos como: *dutch roll*, *roll* e *spiral*. O modo *dutch roll* é caracterizado por uma resposta oscilatória, sendo composto por um par de pólos

complexos conjugados. O modo *roll* possui uma resposta lenta, sendo composto por um pólo real. O modo *spiral* possui uma resposta rápida, sendo composto por um pólo real (Stevens e Lewis, 2003).

3.4.2 Acoplamento entre as variáveis do modelo de aeronaves

Abaixo estão descritos os principais pares de variáveis que possuem forte acoplamento entre si.

Variáveis H e V_T

As variáveis de velocidade e altitude são fortemente acopladas devido a troca natural de energia potencial e cinética do sistema (Iscolt et al., 2010). Por exemplo, uma variação de velocidade ocasiona, simultaneamente, em uma variação de altitude da aeronave. Isto, considerando que o sistema está em malha aberta e nenhuma ação de controle foi efetuada para compensar a variação ocorrida.

Variáveis y_{acc} e ϕ

Quando a aeronave realiza uma manobra de rolagem, variação do ângulo ϕ , existe uma tendência de que a mesma gire em torno de seu eixo vertical. Este movimento provoca o aparecimento de uma aceleração lateral y_{acc} durante a manobra. O ideal é que a aeronave realize essa manobra com zero de aceleração lateral, sendo este movimento denominado de curva coordenada (Stevens e Lewis, 2003).

Variáveis ϕ e H

Quando a aeronave executa uma manobra de rolagem, a mesma tende a sofrer uma perda de altitude (Iscolt et al., 2010). Pois, a componente força de sustentação na direção vertical no eixo NED diminui, levando a uma força resultante para baixo devido ao desequilíbrio com a força peso.

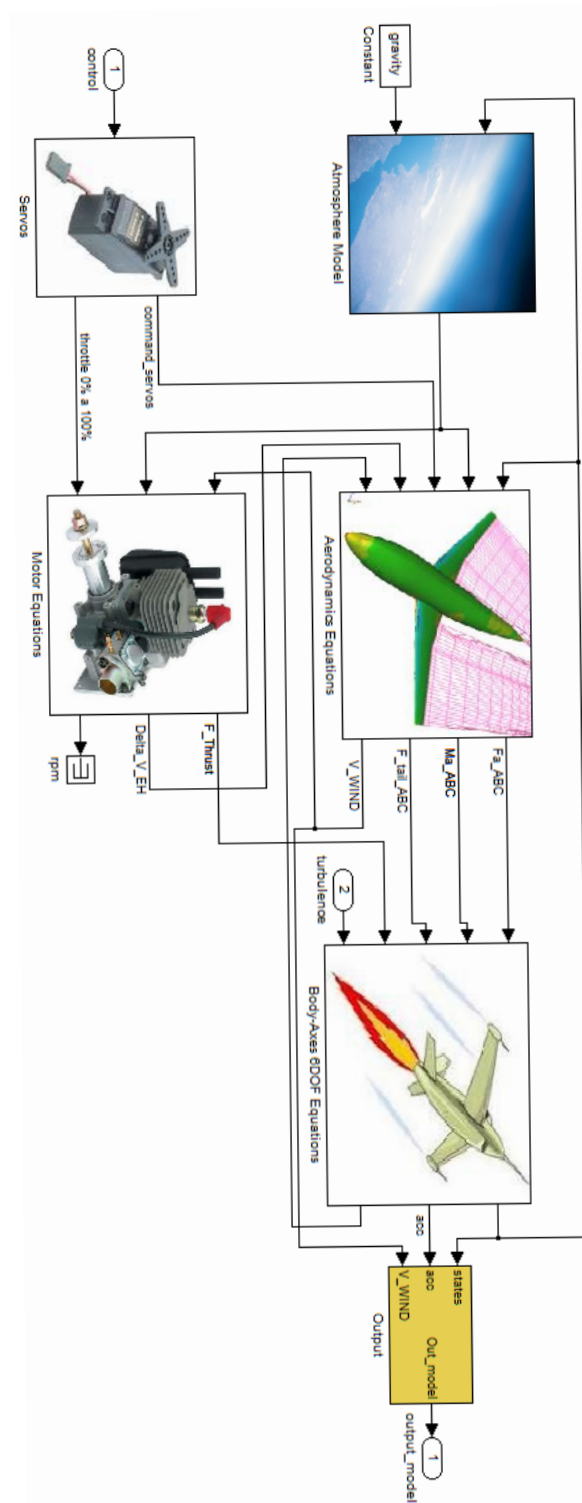


Figura 3.4: Blocos em Simulink que contém as equações não-lineares do modelo da aeronave.

Metodologia de Sintonia PID Multi-malha para VANTs

Neste capítulo é apresentada a metodologia proposta para a sintonia PID robusta multi-malha para VANTs. Na Seção 4.1 são mostradas as configurações de controle consideradas neste trabalho. Na Seção 4.2 são apresentadas as etapas envolvidas e as ferramentas matemáticas usadas no processo de sintonia. Na Seção 4.3 são descritas as funcionalidades presentes na Interface Gráfica desenvolvida para facilitar a análise dos modelos de aeronaves e execução do procedimento.

4.1 Visão Geral do Problema

Duas configurações de controladores PID serão consideradas neste trabalho, que correspondem as mesmas utilizadas no sistema comercial MicroPilot. A característica principal destas estruturas é a disposição parcialmente descentralizada dos controladores PID, conforme ilustrado nas Figuras 4.1 e 4.2. As vantagens da utilização de uma estrutura descentralizada de controladores foram discutidas na Seção 2.2.3.

Na primeira configuração de controle, que chamaremos de PAMV, utiliza-se o profundor para efetuar mudanças na altitude da aeronave, e usa-se a tração variável provida pelo motor para se efetuar mudanças em sua velocidade. Na segunda configuração, aqui chamada de PVMA, inverte-se os papéis dos atuadores longitudinais, de modo que o motor é usado para se obter mudanças de altitude, enquanto o profundor é defletido para se obter mudanças de velocidade.

Uma grande utilidade para a configuração PVMA é a segurança intrínseca associada ao fato de a aeronave perder altitude de forma suave, caso o acionamento do motor fique prejudicado devido à perda de potência, e.g. devido a falta de combustível, ou ao descarregamento de uma bateria para o

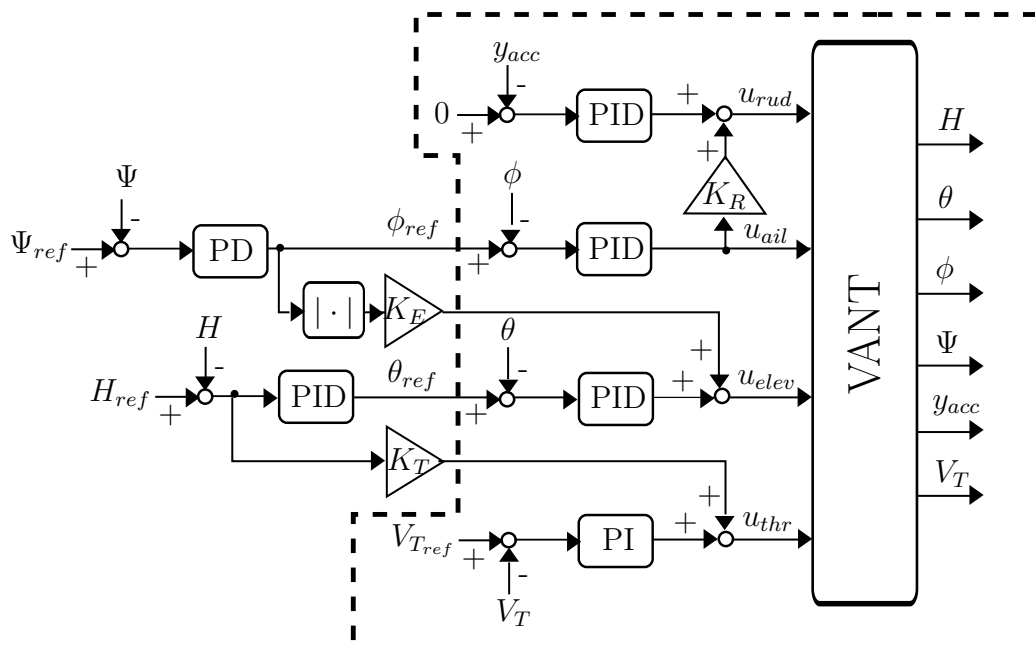


Figura 4.1: Topologia de controladores PID para VANTs, para configuração PAMV em que o Profundor é usado para se controlar a Altitude, e o acionamento do Motor é usado para se controlar a Velocidade.

caso de motores elétricos. Na configuração PAMV, a tentativa de se manter a altitude, na eventualidade de velocidades decrescentes associadas à perda de potência do motor, é realizada mediante a deflexão do profundor para se manter a sustentação da aeronave por meio do aumento de seu ângulo de ataque. Tal processo pode conduzir a uma perda abrupta de sustentação, conhecida como estol (Stevens e Lewis, 2003), cujo desdobramento pode ser frequentemente catastrófico, ao resultar na queda da aeronave.

No caso da configuração PAMV, para o controle da dinâmica longitudinal de voo as malhas de controle de altitude H e ângulo de arfagem θ são colocadas em cascata para melhor desempenho dinâmico da aeronave. A malha interna θ é responsável pela estabilização da aeronave através de comandos u_{elev} realizados no profundor. A malha de velocidade V_T é controlada através das variações dos comandos de potência u_{thr} aplicados ao motor.

Já no caso da configuração PVMA, para o controle da dinâmica longitudinal de voo as malhas de controle de velocidade V_T e ângulo de arfagem θ são colocadas em cascata para melhor desempenho dinâmico da aeronave. A malha de altitude H é controlada através das variações dos comandos de

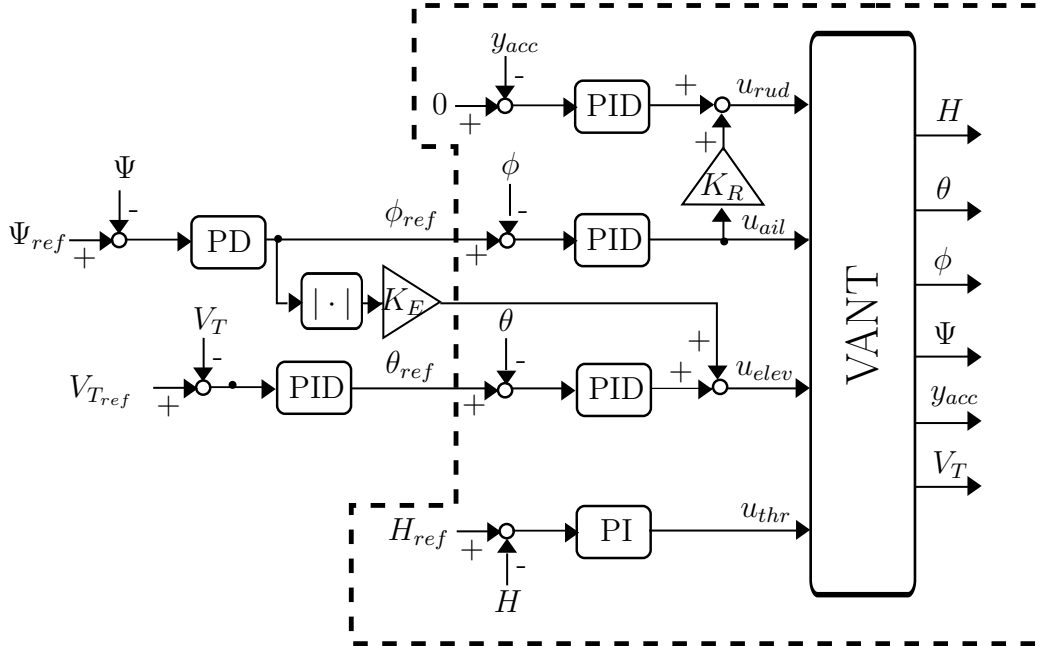


Figura 4.2: Topologia de controladores PID para VANTs, para a configuração PVMA em que o Profundor é usado para se controlar a Velocidade, e o acionamento do Motor é usado para se controlar a Altitude.

potência u_{thr} aplicados ao motor.

Para o controle da dinâmica látero-direcional, as malhas de controle de ângulo de direção de deslocamento Ψ e ângulo de rolagem ϕ são colocadas em cascata para melhor desempenho da aeronave na realização de curvas. A malha externa Ψ fornece os valores de referências para a malha de ϕ . Esta malha é controlada pelos comandos de aileron u_{ail} . A atuação do leme u_{rud} é executada em função dos valores de aceleração lateral (y_{acc}) que possui como referência fixa o valor zero.

Os ganhos de ações direta (*feedforward*) são implementados de forma a diminuir as interações, entre as variáveis, descritas na Seção 3.4. O ganho K_T antecipa um aumento ou diminuição de potência no motor, na configuração PAMV, em função do erro no rastreamento da altitude desejada H_{ref} (Iscolt et al., 2010). O ganho K_E realiza uma compensação no profundor quando a aeronave realiza uma curva, de forma que ocorra pouca variação de altitude durante a manobra. O ganho K_R tem por objetivo deslocar simultaneamente o leme da aeronave na presença de comandos nos ailerons, de forma que seja possível a aeronave realizar uma curva coordenada.

4.2 Metodologia de Sintonia PID Proposta

A metodologia proposta é baseada na utilização do Algoritmo Genético NSGA-II para a busca dos ganhos dos controladores PID, que foi brevemente descrito na Seção 2.3. Na Figura 4.3 estão descritas as etapas e a sequência de execução das mesmas durante a execução do procedimento de sintonia.

Na primeira etapa, são obtidos os modelos nominal e incertos lineares locais em torno dos pontos de equilíbrio de voo (Seção 4.2.1). Para a utilização do Algoritmo Genético devem ser determinadas quais são as faixas de valores, inferior e superior, para cada parâmetro dos controladores PID a serem utilizadas nas buscas (Seção 4.2.2). Após estas etapas, o Algoritmo Genético NSGA-II é inicializado com a geração de uma população inicial aleatória. Cada indivíduo da população representa um conjunto de controladores PID das malhas que se deseja sintonizar. Para cada indivíduo gerado, é avaliada se a solução encontrada possui estabilidade robusta linear local (Seção 4.2.3). Se confirmada esta estabilidade, as funções de custo são avaliadas (Seção 4.2.4). O último teste é verificar se os critérios de desempenho para o sistema não-linear em malha fechada são atendidos (Seção 4.2.5). Se sim, o indivíduo é armazenado como sendo uma solução válida. Caso a solução encontrada não seja válida, isto é, instabilidade local para a malha fechada e/ou desempenho mínimo não alcançado, é aplicada a técnica de restrição apresentada na Seção 2.3. Assim, o indivíduo é eliminado na próxima geração do Algoritmo Genético.

A cada nova geração formada, os operadores de cruzamento, seleção e mutação são aplicados aos indivíduos da população. Além disso, a população é ordenada pelo princípio de não-dominância (Seção 2.3). O critério de parada do algoritmo genético é alcançar a última geração de evolução da população, denominada n_{ger} . Com o término do processo “evolutivo”, deve-se utilizar o critério de escolha do conjunto de controladores PID mais adequado para a missão a ser realizada pelo VANT (Seção 4.2.8). Outros detalhes de implementação do Algoritmo Genético NSGA-II utilizado estão descritos na Seção 2.3.

O procedimento descrito na Figura 4.3 é executado duas vezes. Na primeira vez, é realizada a sintonia apenas das malhas internas (Seção 4.2.6). Os controladores projetados nesta primeira execução estão envolvidos por linhas pontilhadas nas Figuras 4.1 e 4.2. Na segunda execução, com a escolha do conjunto de controladores PID para as malhas internas, é realizada a sintonia

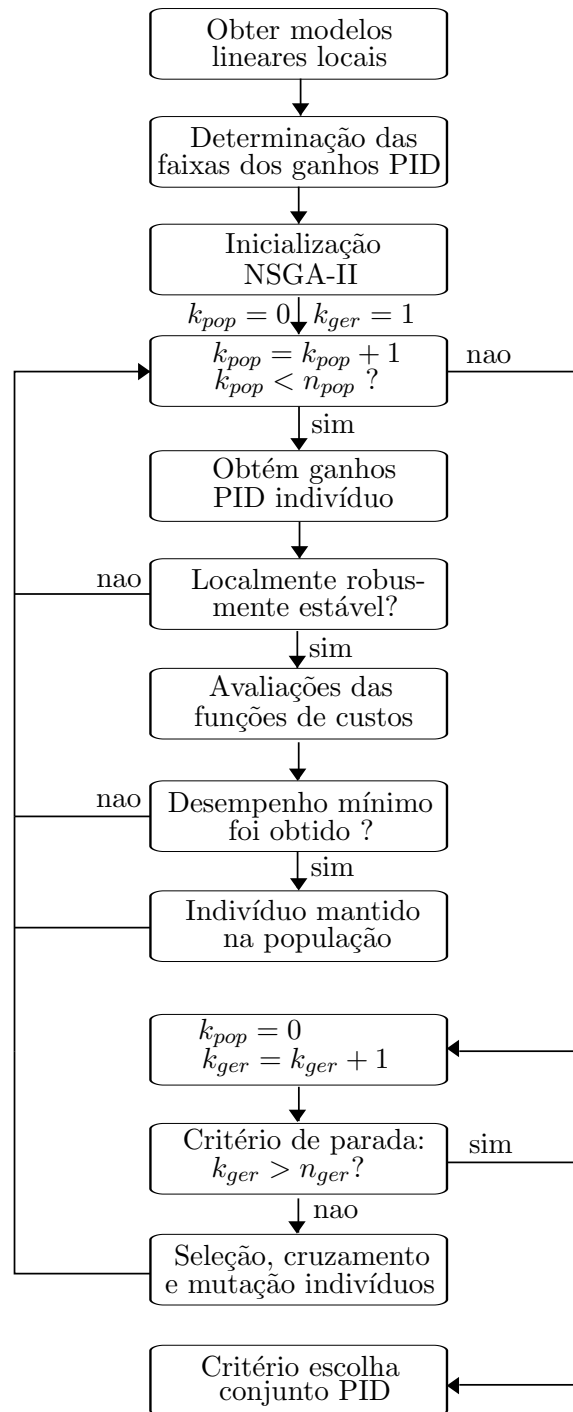


Figura 4.3: Fluxograma das etapas do algoritmo de sintonia robusta PID.

das malhas externas (Seção 4.2.7).

4.2.1 Obtenção dos modelos incertos e nominal

Os modelos incertos não-lineares são obtidos a partir das variações dos valores nominais dos coeficientes aerodinâmicos e da força de propulsão da aeronave. Os coeficientes aerodinâmicos foram descritos na Seção 3.1.9 e a força de propulsão foi descrita na Seção 3.1.10. A incerteza associada a cada parâmetro é inserida no modelo de simulação não-linear através das variáveis δC_D , δC_Y , δC_L , δC_l , δC_m , δC_n e δF_T . Estas variáveis representam o percentual de erro em relação ao valor nominal de cada respectivo parâmetro. Os valores incertos para os parâmetros são dados por:

$$\begin{aligned}
 C_D^{pert} &= C_D(1 + \delta C_D), \\
 C_Y^{pert} &= C_Y(1 + \delta C_Y), \\
 C_L^{pert} &= C_L(1 + \delta C_L), \\
 C_l^{pert} &= C_l(1 + \delta C_l), \\
 C_m^{pert} &= C_m(1 + \delta C_m), \\
 C_n^{pert} &= C_n(1 + \delta C_n), \\
 F_T^{pert} &= F_T(1 + \delta F_T),
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

em C_D , C_Y , C_L , C_l , C_m , C_n e F_T são os valores nominais dos parâmetros da aeronave. Para o modelo de aeronave utilizado, devem ser definidos os percentuais de erros máximos e mínimos para cada parâmetro.

A quantidade de modelos incertos (N) é definida por $2^7 = 128$, representando todas as possíveis combinações entre os percentuais mínimo e máximo de erro em relação ao modelo nominal para cada parâmetro. Desta maneira, tem-se a garantia que todas as combinações de limites para as variações máximas dos parâmetros incertos serão consideradas.

Para cada possível combinação dentre os limites das incertezas paramétricas, um modelo incerto linear é obtido através do procedimento de determinação da condição de equilíbrio descrito na Seção 3.3. Convém destacar que o modelo nominal é obtido considerado que as variáveis δC_D , δC_Y , δC_L , δC_l , δC_m , δC_n e δF_T são iguais a zero.

4.2.2 Determinação das Faixas de Busca

Conforme descrito na Seção 4.2, faz-se necessário a determinação das faixas de buscas de cada parâmetro dos controladores PID. Uma faixa de valores muito grande pode levar a não-convergência do algoritmo, enquanto que uma faixa de valores pequena pode eliminar soluções factíveis.

Existem poucos trabalhos na literatura que tratam do problema de determinação das faixas de parâmetros para controladores PID multivariáveis que mantêm o sistema em malha fechada estável. Em (Wang et al., 2007) é descrito um procedimento utilizando uma abordagem baseada em LMIs para a obtenção da faixa de ganhos PID que estabilize a malha fechada para um sistema multi-malha. Porém, as faixas encontradas para os parâmetros PID não refletem a máxima região possível de cada parâmetro. O procedimento fornece regiões de estabilidade para o controlador apenas suficientes. Isto é, o esforço para implementação do procedimento não se justifica devido à não existência de garantias do resultado final obtido. Desta forma, foram definidas algumas regras simples, de forma heurística, para a determinação das faixas de busca dos parâmetros dos controladores PID. Para a definição das regras, foram consideradas as características do modelo do sistema em malha aberta.

Ganho Proporcional K_c

Para o ganho proporcional, definiu-se que o valor máximo é de:

$$K_{c_{\max}} = \frac{10u_{\max}}{e_{\max}},$$

sendo que u_{\max} é o valor máximo permitido para a ação de controle e e_{\max} é erro máximo admissível na malha de controle. O valor mínimo é de $K_{c_{\min}} = 0$.

Tempo Integral T_i

Para o tempo de integração, definiu-se como valor mínimo:

$$T_{i_{\min}}^{-1} = \max |\operatorname{Re} \{\lambda(A)\}|,$$

em que λ representa os autovalores da matriz dinâmica de malha aberta do sistema, isto é, da matriz A da representação em espaço de estados do modelo linear local do sistema; Re representa a parte real dos autovalores.

Observa-se o fato de que A é subdividida para os modelos longitudinal e látero-direcional de acordo com a malha de controle considerada. O valor máximo é determinado pelo tempo de acomodação definido para a malha de controle, de forma que:

$$T_{i_{\max}} = \frac{t_{\text{ard}}}{2}.$$

Tempo Derivativo T_d

Para o tempo derivativo, o valor máximo é dado por:

$$T_{d_{\max}} = 5 \times T_{i_{\min}}.$$

O valor mínimo é de $T_{d_{\min}} = 0$.

Ganhos de Ação Direta

Os ganhos de ação direta forma definidos de acordo com a física do sistema. O valor máximo para K_T é de $K_{T_{\max}} = \frac{u_{\text{thr}_{\max}}}{2}$. Isto é, um erro de 1m na malha de altitude gera no máximo 50% de variação na potência do motor. O valor mínimo é igual a $K_{T_{\min}} = 0$.

Para o ganho K_R , definiu-se que o valor mínimo é igual a $K_{R_{\min}} = -1$. Isto é, uma deflexão positiva nos ailerons gera um deflexão no sentido contrário no leme de no máximo mesma amplitude. O valor máximo é igual a $K_{R_{\max}} = 0$.

Para o ganho K_E , definiu-se que o valor mínimo é igual a $K_{E_{\min}} = -u_{\text{elev}_{\max}}$. Isto é, um valor de referência na malha de rolagem de 1rad gera no máximo a excursão limite no profundor. O valor máximo é igual a $K_{E_{\max}} = 0$.

4.2.3 Dinâmica Linear Local – Análise de Estabilidade Robusta

Na Seção 2.4 foram apresentadas duas maneiras de incorporar as incertezas paramétricas presentes no modelo no projeto de controladores. A abordagem no domínio da frequência através de LFTs e do conceito de Valor Singular Estruturado (μ) parece ser a mais utilizada (Skogestad e Postlethwaite, 2007). A outra abordagem é no domínio do tempo via LMIs, através da representação politópica das incertezas. As etapas e equações necessárias para a verificação de estabilidade robusta para ambas as abordagens foram apresentadas com mais detalhes na Seção 2.4.

A escolha da abordagem para análise de estabilidade robusta deve ser realizada de acordo o problema a ser resolvido. A seguir são apresentadas comparações entre as duas abordagens de forma a direcionar a escolha do método mais adequado:

- Para uma grande quantidade de modelos incertos (maior do que 64, por exemplo) observou-se experimentalmente, neste trabalho, que o tempo de execução da análise de estabilidade robusta via Valor Singular Estruturado é menor em comparação a abordagem politópica;
- A matriz de funções de ponderações $W_T(s)$, que engloba as incertezas paramétricas do modelo no domínio da frequência, pode ser muito conservadora. Desta forma, um sistema em malha fechada considerado não robustamente estável pode de fato ser estável na realidade, para as variações paramétricas esperadas na prática. Isto ocorre quando os modelos incertos tendem, preferencialmente, a uma mesma direção em torno do modelo nominal em cada frequência. O ideal é que os modelos incertos estejam distribuídos em todas as direções em torno do modelo nominal. Em contrapartida, na utilização de incertezas politópicas são considerados exatamente os modelos incertos na análise de estabilidade;
- A abordagem via incertezas politópicas é realizada via procedimento usando LMIs, com o qual se deseja encontrar uma matriz positiva definida para garantir que o sistema é robustamente estável. Porém, esta condição é apenas suficiente. O fato de não ser possível determinar uma matriz positiva definida não significa que o sistema é instável. Desta forma, em algumas situações, durante a execução do procedimento de sintonia, podem ser encontradas situações em que não será possível verificar estabilidade ou instabilidade da malha fechada, mesmo com o uso do algoritmo que realiza subdivisões do politopo quando se limita o número máximo de iterações (Seção 2.4.2);

Considerando a representação em Espaço de Estados para o conjunto de controladores PID dada pelas matrizes A_c , B_c , C_c e D_c , a matriz de Funções de Transferências do controlador é dada por:

$$K(s) = C_c(sI - A_c)^{-1}B_c + D_c. \quad (4.2)$$

Observa-se o fato de que cada controlador PID, individual, possui a representação em Espaço de Estados dada pela equação (2.2).

A seguir, serão apresentadas as condições, para ambas as abordagens, que o sistema em malha fechada deve atender para que o mesmo seja considerado localmente robustamente estável.

Condição de Estabilidade Robusta no Domínio da Frequência

Conforme apresentado na Seção 2.4.1, o sistema em malha fechada deve atender à condição dada pela equação (2.17):

$$\mu_{\Delta_I}(W_T(s)T(s)) < 1, \forall w,$$

em que $T(s) = K(s)G(s)(I + K(s)G(s))^{-1}$, sendo que $G(s)$ é dado por:

$$G(s) = C_0(sI - A_0)^{-1}B_0 + D_0, \quad (4.3)$$

em que A_0 , B_0 , C_0 e D_0 é a representação em Espaço de Estados para o modelo nominal do sistema em malha aberta.

Condição de Estabilidade Robusta no Domínio do Tempo

Conforme apresentado na Seção 2.4.2, o sistema em malha fechada deve atender a condição dada pela equação (2.27):

$$R_{11} \otimes P + R_{12} \otimes (PA_{CL}) + R'_{12} \otimes (A'_{CL}P) + R_{22} \otimes (A'_{CL}PA_{CL}) < 0,$$

em que A_{CL} é politopo formado pelos vértices dados pelas matrizes dinâmicas de malha fechada:

$$A_{CL_i} = \begin{bmatrix} (A_i - B_i D_c C_i) & B_i C_c \\ -B_c C_i & A_c \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

em que $1 \leq i \leq N$.

4.2.4 Avaliações das Funções de Custo

O Algoritmo Genético NSGA-II pode ser utilizado tanto para problemas mono-objetivos quanto multi-objetivos. Desta forma, pode-se definir mais de uma função de custo para objetivos conflitantes no problema de sintonia PID.

Como forma de realizar o cômputo das funções de custo, para cada conjunto de controladores PID obtidos, é executada uma simulação do modelo não-linear de aeronaves (modelo descrito no Capítulo 3). A simulação é realizada utilizando passo fixo de integração igual a 10 ms. A escolha pela simulação de passo fixo foi devida ao menor tempo de execução em relação à simulação de passo variável e maior facilidade no cálculo das funções de custo.

Durante a simulação são realizadas variações nas referências das variáveis de controle. O tempo de duração de cada mudança no valor de referência é determinado de acordo com o t_{ard} (tempo de acomodação resposta ao degrau) definido para cada malha de controle. Somente é permitido que uma malha de controle tenha seu valor de referência alterado por vez.

Uma observação importante é de que nas simulações foram configuradas condições iniciais adequadas para os estados internos dos controladores. Com isso evita-se a ocorrência de sobressaltos transitórios antes da aplicação de variações nas referências.

4.2.5 Dinâmica Não Linear – Critérios de Desempenho

O desempenho do sistema em malha fechada é avaliado através da mesma simulação do modelo não-linear de aeronaves descrita na Seção 4.2.4.

Os critérios de desempenho definidos para cada malha de controle são:

- a) valor máximo de t_{ard} pré-especificado;
- b) valor máximo de sobre-elevação para a resposta ao degrau;
- c) valor máximo de t_{apc} (tempo de acomodação à perturbação de carga) pré-especificado.

A perturbação de carga é o efeito que a variação na referência em uma malha ocasiona na outra. Os critérios de desempenho foram escolhidos de forma que seja possível obter a maior velocidade de resposta em decorrência de mudanças nos valores das referências, mantendo o erro em estado estacionário nulo, e uma sobre-elevação moderada.

4.2.6 Sintonia dos ganhos PID das malhas internas

Nas Figuras 4.4 e 4.5 são mostradas apenas as variáveis e os controladores PID das malhas internas, para as duas configurações de controle PAMV e

PVMA consideradas.

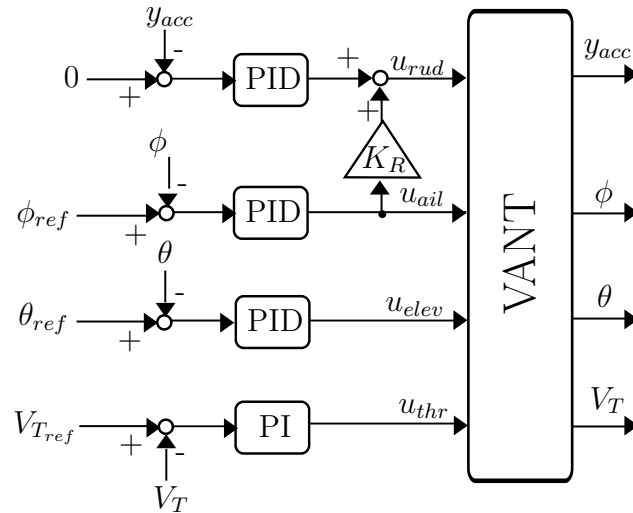


Figura 4.4: Topologia de controladores PID para as malhas internas do sistema na configuração PAMV.

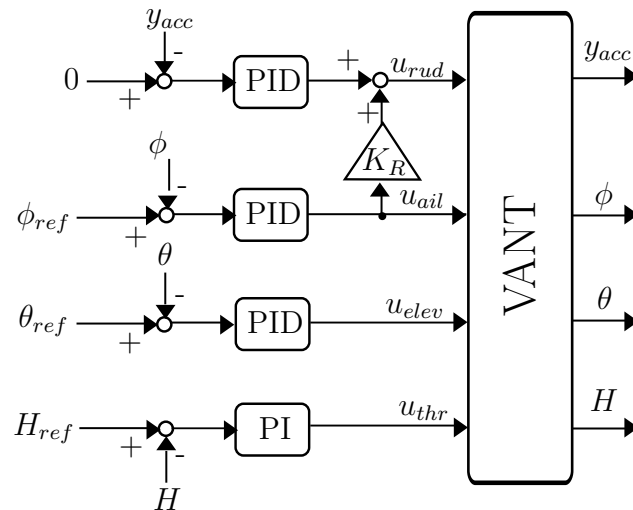


Figura 4.5: Topologia de controladores PID para as malhas internas do sistema na configuração PVMA.

As funções de custo definidas para o problema de sintonia das malhas

internas são dadas por:

$$\begin{aligned} \min \Delta u_k &= \sum_{k=2}^M |\Delta u_{\text{elev}}[k]| + \sum_{k=2}^M |\Delta u_{\text{ail}}[k]| + \sum_{k=2}^M |\Delta u_{\text{rud}}[k]| + \sum_{k=2}^M |\Delta u_{\text{thr}}[k]|, \\ \min ISE &= \sum_{k=1}^M e_{\theta}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_{\phi}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_{y_{\text{acc}}}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_X[k]^2, \end{aligned} \quad (4.5)$$

em que $\Delta u_{\text{elev}} = u_{\text{elev}}[k] - u_{\text{elev}}[k-1]$; $\Delta u_{\text{thr}}[k] = u_{\text{thr}}[k] - u_{\text{thr}}[k-1]$; $\Delta u_{\text{ail}} = u_{\text{ail}}[k] - u_{\text{ail}}[k-1]$; $\Delta u_{\text{rud}} = u_{\text{rud}}[k] - u_{\text{rud}}[k-1]$; M é o número de amostras; e_{θ} , e_{ϕ} e $e_{y_{\text{acc}}}$ são os erros das malhas θ , ϕ e y_{acc} , respectivamente; e_X é o erro da malha V_T (e_{V_T}) para a configuração de controle PAMV e e_X é o erro da malha H (e_H) para a configuração de controle PVMA.

A função de custo associada a Δu_k representa a minimização dos somatórios dos valores absolutos das variações das ações de controle. O objetivo desta função de custo é escolher os controladores PID que minimizam o consumo de energia do sistema em malha fechada. A função de custo associada ao índice ISE representa a minimização do somatório dos erros quadráticos das malhas de controle.

As variáveis u_{elev} , u_{ail} , u_{rud} , u_{thr} , e_{θ} , e_{V_T} ou e_H , e_{ϕ} e $e_{y_{\text{acc}}}$ foram normalizadas pelos valores máximos permitidos para cada variável. Desta forma, estas variáveis, no cômputo das funções de custo apresentadas na equação (4.5), estão normalizadas com valores na faixa de $[-1,1]$ (Skogestad e Postlethwaite, 2007). Assim, todas as variáveis terão a mesma ponderação na equação.

Conforme descrito na Seção (4.2.4), a simulação do sistema em malha fechada para avaliação das funções de custo e critérios de desempenho é realizada usando o modelo não-linear da aeronave. As variações nos valores de referências das malhas internas de controle são realizadas de acordo com as Figuras 4.6 e 4.7.

O tempo total de simulação das malhas internas ($t_{\text{sim}_{\text{int}}}$) é dado por:

$$t_{\text{sim}_{\text{int}}} = t_{\text{sync}} + 4 \times t_{\text{ard}}X + 4 \times t_{\text{ard}}\theta + 4 \times t_{\text{ard}}\phi + t_{\text{sync}}, \quad (4.6)$$

em que X é igual a V_T para a configuração PAMV ou igual a H para a configuração PVMA; e t_{sync} é um tempo de sincronismo adicionado no início e fim da simulação.

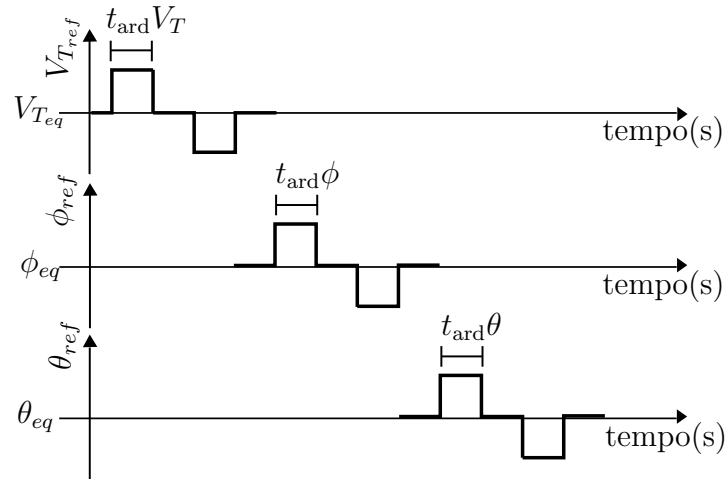


Figura 4.6: Ilustração da seqüência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas internas, para o caso da configuração PAMV.

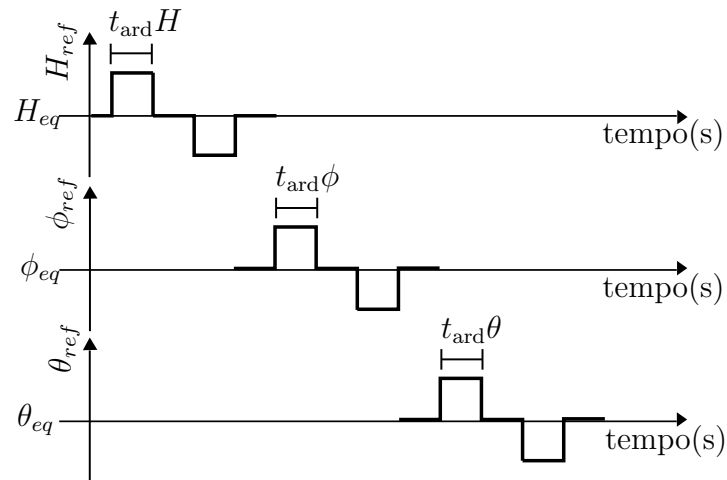


Figura 4.7: Ilustração da seqüência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas internas, para o caso da configuração PVMA.

A representação em espaço de estados dos controladores PID é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{c_{int}} &= A_{c_{int}}x_{c_{int}} + B_{c_{int}}e_{int}, \\ \delta_u &= C_{c_{int}}x_{c_{int}} + D_{c_{int}}e_{int}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

sendo que as matrizes $A_{c_{int}}$, $B_{c_{int}}$, $C_{c_{int}}$ e $D_{c_{int}}$, cujas composições são descritas no Apêndice B, são denominadas por A_c , B_c , C_c e D_c na etapa de análise da estabilidade robusta (Seção 4.2.3); $e_{int} = [e_\theta \ e_\phi \ e_{yacc} \ e_{V_T}]^T$ e $\delta_u = [\delta_{elev} \ \delta_{ail} \ \delta_{rud} \ \delta_{thr}]^T$ no caso da configuração PAMV; $e_{int} = [e_\theta \ e_\phi \ e_{yacc} \ e_H]^T$ e $\delta_u = [\delta_{elev} \ \delta_{ail} \ \delta_{rud} \ \delta_{thr}]^T$ no caso da configuração PVMA;

4.2.7 Sintonia dos ganhos PID das malhas externas

Na Figuras 4.8 e 4.9 são mostradas apenas as variáveis e os controladores PID das malhas externas. Os blocos denominados “VANT Malhas Internas Sintonizadas” contém o modelo não-linear para a aeronave em que as malhas internas com os controladores PID já foram sintonizadas.

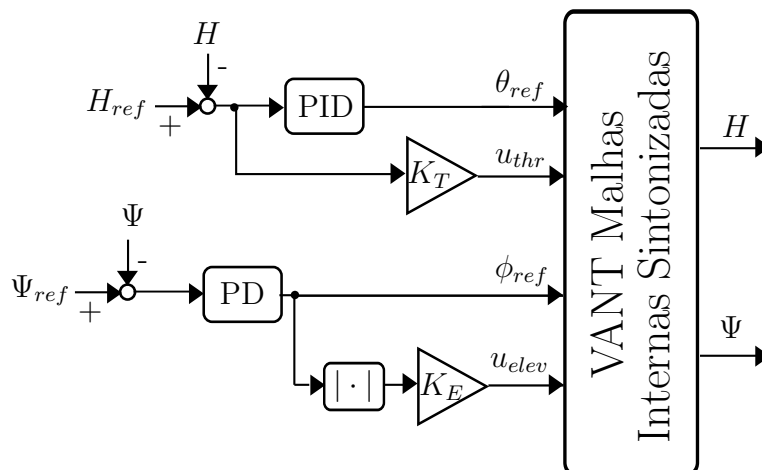


Figura 4.8: Topologia de controladores PID para as malhas externas do sistema configuração PAMV.

Um observação importante é o fato de ser necessário incluir uma ação integral no controlador de altitude, apesar de o modelo linearizado da dinâmica de altitude possuir uma ação integrativa natural. A ação integral adicional possibilita a estimação indireta do valor de equilíbrio $\theta_{eq} \neq 0$ que conduz ao erro nulo no problema de regulação, i.e. no problema de manutenção da altitude constante.

A função de custo definida para o problema de sintonia das malhas ex-

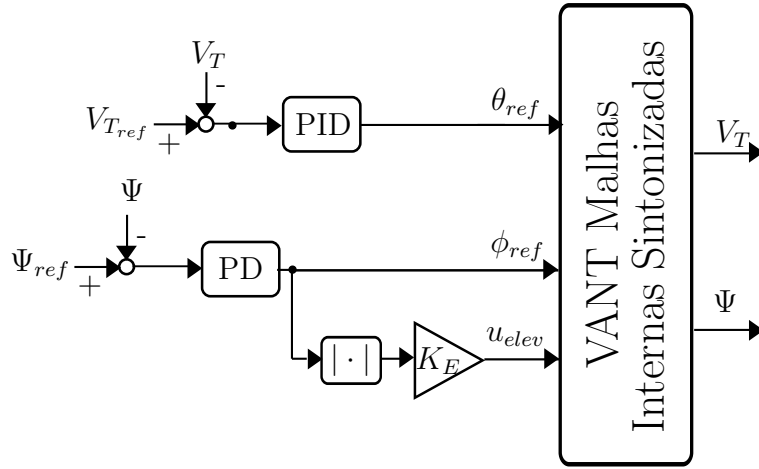


Figura 4.9: Topologia de controladores PID para as malhas externas do sistema configuração PVMA.

ternas, para a configuração PAMV, é dada por:

$$\min f(k) = \sum_{k=1}^M e_{\theta}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_{\phi}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_{y_{acc}}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_{V_T}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_{\Psi}[k]^2 + \sum_{k=1}^M e_H[k]^2, \quad (4.8)$$

em que M é o número de amostras; e_{θ} , e_{V_T} , e_{ϕ} , $e_{y_{acc}}$, e_{Ψ} e e_H são os erros das malhas θ , V_T , ϕ , y_{acc} , Ψ , H , respectivamente. A função de custo representa a minimização do somatório dos erros quadráticos das malhas de controle internas e externas. Desta maneira, malhas internas são também consideradas no processo de sintonia de forma que os valores de referências gerados pelas malhas externas sejam adequados para o rastreamento de referências efetuados nas malhas internas. Salienta-se que esta estratégia foi adotada para que os valores de referências gerados pelas malhas externas sejam suaves de forma a não prejudicar o desempenho das malhas internas. As variáveis e_{θ} , e_{V_T} , e_{ϕ} , $e_{y_{acc}}$, e_{Ψ} e e_H foram normalizadas pelos valores máximos permitidos para cada variável, de modo que no cômputo das funções de custo apresentadas na equação (4.5) as mesmas apresentam valores na faixa de $[-1,1]$ (Skogestad e Postlethwaite, 2007). Assim, todas as variáveis terão a mesma ponderação na equação.

As variações nos valores de referências das malhas externas de controle são realizadas de acordo com as Figuras 4.10 e 4.11.

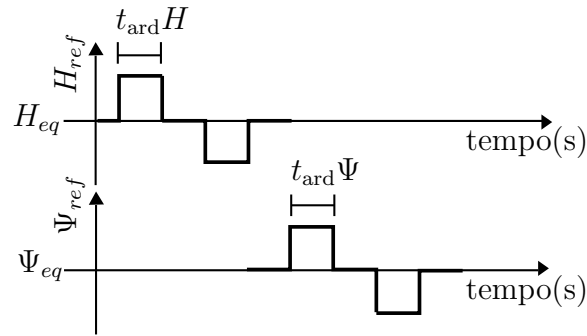


Figura 4.10: *Ilustração da seqüência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas externas configuração PAMV.*

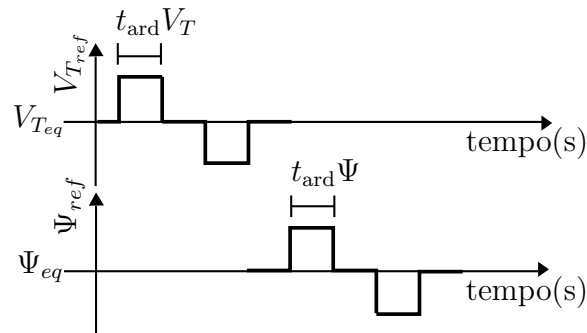


Figura 4.11: *Ilustração da seqüência de variações nos valores de referências da variáveis de controle na simulação do sistema em malha fechada para a sintonia das malhas externas configuração PVMA.*

O tempo total de simulação das malhas externas ($t_{\text{sim}_{\text{ext}}}$) é dado por:

$$t_{\text{sim}_{\text{ext}}} = t_{\text{sync}} + 4 \times t_{\text{ard}}\Psi + 4 \times t_{\text{ard}}X + t_{\text{sync}}, \quad (4.9)$$

em que X é igual a H para a configuração PAMV ou igual a V_T para a configuração PVMA; e t_{sync} é um tempo de sincronismo adicionado no início e fim da simulação.

A representação em espaço de estados dos controladores PID é dada por:

$$\begin{aligned}\dot{x}_{c_{ext}} &= A_{c_{ext}}x_{c_{ext}} + B_{c_{ext}}e_{ext}, \\ \delta_u &= C_{c_{ext}}x_{c_{ext}} + D_{c_{ext}}e_{ext},\end{aligned}\quad (4.10)$$

sendo que as matrizes $A_{c_{ext}}$, $B_{c_{ext}}$, $C_{c_{ext}}$ e $D_{c_{ext}}$, cujas composições são descritas no Apêndice B, são denominadas por A_c , B_c , C_c e D_c na etapa de análise da estabilidade robusta (Seção 4.2.3); $e_{ext} = [e_H \ e_\Psi]^T$ e $\delta_u = [\theta_{ref} \ \phi_{ref} \ \delta_{thr} \ \delta_{elev}]^T$ para a configuração PAMV; $e_{ext} = [e_{V_T} \ e_\Psi]^T$ e $\delta_u = [\theta_{ref} \ \phi_{ref} \ \delta_{elev}]^T$ para a configuração PVMA.

4.2.8 Critérios de Escolhas para os Conjuntos de Controladores PID

Após a execução do Algoritmo Genético para a sintonia das malhas internas é obtida uma curva de Pareto (Seção 2.3), sendo necessário a escolha de um conjunto de controladores PID que seja mais adequado para a missão a ser realizada com o VANT. A curva de Pareto, para o problema em questão, é composta pela avaliação de dois objetivos conflitantes: obter a maior velocidade de resposta na malha fechada com o consumo da menor quantidade de energia. De forma que, um menor valor para a função de custo Δu_k resulta, obrigatoriamente, em um maior valor para a função de custo ISE , por exemplo. Podem ser utilizados diferentes critérios para esta escolha, tais como:

- o menor valor para a função de custo Δu_k ;
- o menor valor para a função de custo ISE ;
- a menor norma-2 entre a soma dos sobresinais das malhas de controle e a função de custo ISE ;
- qualquer outro critério a ser definido pelo usuário.

A vantagem da escolha à posteriori dos conjuntos de controladores PID é a possibilidade de se comparar o desempenho do sistema em malha fechada entre diferentes critérios de decisão. O que seria mais difícil de ser realizado se fosse definida apenas uma função de custo com a escolha já incorporada na mesma.

Como nas malhas externas foi definida apenas uma função de custo, o conjunto de controladores PID escolhido deve ser aquele com o qual se obteve o menor valor para esta função de custo.

4.3 Interface Gráfica Desenvolvida

Foi desenvolvida uma Interface Gráfica no *software* MATLAB como forma de facilitar a análise de modelos de aeronaves e execução do algoritmo desenvolvido para obtenção do conjunto de ganhos PID multi-malha. Na Figura 4.12, é mostrada esta Interface Gráfica que permite ao usuário escolher dentre as opções disponíveis para o algoritmo de sintonia PID.

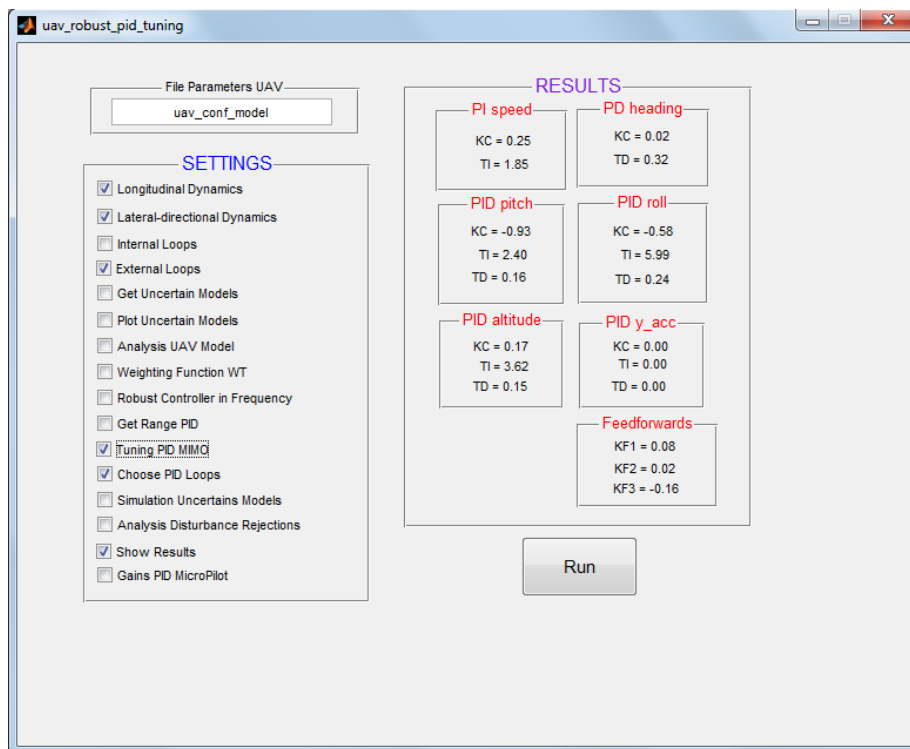


Figura 4.12: Interface Gráfica para a análise / execução do procedimento de sintonia PID.

Abaixo estão listadas todas as funcionalidade presentes no pacote computacional:

- as opções “Longitudinal Dynamics” e “Lateral-directional Dynamics”

referem-se ao modelo da aeronave que será utilizado. Caso as duas opções sejam selecionadas, será utilizado o modelo completo com 6DOF. Se somente a opção “Longitudinal Dynamics” for escolhida, será utilizado apenas o modelo correspondente a dinâmica longitudinal ;

- a opção “Get Uncertain Models” realiza o procedimento de trimagem e obtenção dos modelos lineares para os modelos nominal e incertos da aeronave. Os modelos são salvos em arquivos no formato .mat nomeados de 0 a 128.
- a opção “Plot Uncertain Models” gera um gráfico com os valores singulares para os modelos nominal e incertos. Com este gráfico, é possível avaliar a dispersão dos modelos incertos em torno do modelo nominal.
- a opção “Analysis UAV Model” exibe na tela de comando do *software* MATLAB as principais características do sistema em malha aberta da aeronave utilizada: análise de pareamento das variáveis, autovalores e número condicional (Skogestad e Postlethwaite, 2007);
- a análise de estabilidade robusta da malha fechada do sistema é pré-configurada considerando a incerteza politópica no domínio do tempo. Caso a análise de estabilidade robusta escolhida seja no domínio da frequência, deve-se marcar a opção “Robust Controller in Frequency”;
- a opção “Get Range PID” define as faixas de busca para os parâmetros dos controladores PID;
- a opção “Tuning PID MIMO” executa o algoritmo de sintonia para as malhas internas se a opção “Internal Loops” for selecionada e o algoritmo de sintonia das malhas externas se a opção “External Loops” for selecionada;
- a opção “Choose PID Loops” executa o critério de escolha definido para o conjunto de controladores PID das malhas internas se a opção “Internal Loops” for selecionada ou das malhas externas se a opção “External Loops” for selecionada;
- a opção “Simulation Uncertain Models” executa a simulação do sistema em malha fechada para os modelos nominal e incertos com os controladores PID obtidos via procedimento de sintonia. Os gráficos são exibidos separadamente para as variáveis de controle;

- a opção “Analysis Disturbance Rejections” executa a simulação do sistema em malha fechada na presença de perturbações atmosféricas;
- com a opção “Show Result” selecionada, são preenchidos os campos referentes aos ganhos dos controladores PID. Esses, estão situados no lado direito da Interface Gráfica (Figura 4.12). Caso a opção “Gains PID MicroPilot” for selecionada também, os ganhos serão convertidos para as unidades correspondentes das malhas de controle do sistema MicroPilot.

O botão *Run* executa todas as opções selecionadas nos itens presentes na Interface Gráfica (Figura 4.12). No campo “File Parameters UAV”, deve-se escrever o nome do arquivo com extensão `.m`¹ que contém todos os parâmetros da aeronave que se deseja obter os controladores PID correspondentes. Além disso, neste mesmo arquivo, deve-se definir os critérios de desempenho da dinâmica não linear do sistema em malha fechada (Seção 4.2.5).

A ordem de execução das etapas descritas acima é de acordo com a sequência exibida na Interface Gráfica (de cima para baixo). Os resultados da execução de cada opção selecionada são salvos em arquivos no formato `.mat` na pasta “./uav_models_conf/”. Desta forma, o procedimento pode ser executado por partes sem a necessidade de executar novamente as opções que já tiveram seus resultados obtidos.

¹ extensão para arquivos no formato de *script* para o *software* MATLAB.

Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados da metodologia de sintonia de controladores PID apresentada no capítulo 4. A metodologia concebida tem por objetivo ser a mais automática possível. Isto é, o usuário do pacote computacional desenvolvido necessita executar poucas etapas para obter a sintonia dos controladores. Além disso, o procedimento deve ser geral o suficiente para ser possível obter os ganhos dos controladores PID independentemente do modelo de aeronave utilizado. Como forma de verificar a presença desta característica, foram escolhidos dois modelos de VANTs para a validação da metodologia via simulação computacional. No primeiro modelo foi realizada a sintonia dos controladores PID apenas para a dinâmica longitudinal com a configuração de controle PAMV e análise da estabilidade robusta linear local no domínio do tempo. No segundo modelo foi realizada a sintonia dos controladores PID para as dinâmicas longitudinal e látero-direcional com a configuração de controle PVMA e análise da estabilidade robusta linear local no domínio do tempo.

5.1 Sintonia dos controladores PID para o VANT AqVS

5.1.1 Visão Geral - VANT AqVS

O VANT AqVS é do tipo planador com motorização elétrica e foi concebido na Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG (Figura 5.1). Em (Is-cold et al., 2010) é descrita a arquitetura do sistema de navegação e controle presente na aeronave, bem como resultados de voos autônomos realizados com a mesma.

Em (Thums et al., 2012) é apresentado um resultado parcial da metodologia proposta nesta dissertação para o problema de sintonia dos controladores PID da dinâmica longitudinal da aeronave AqVS. Nesse trabalho, foi uti-

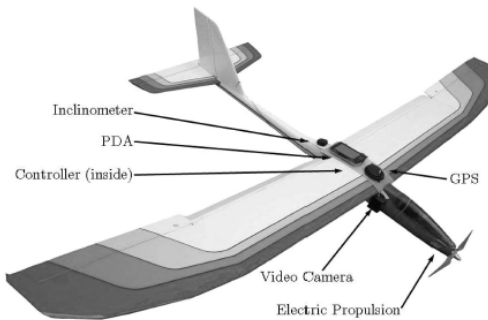


Figura 5.1: Foto do VANT AqVS (Figura retirada de (Iscold et al., 2010))

lizada a configuração de controle PAMV e análise da estabilidade robusta linear local no domínio do tempo. Através da simulação computacional do sistema em malha fechada para os controladores PID obtidos, foram apresentados resultados que indicam a eficácia da metodologia desenvolvida.

Nesta dissertação serão apresentados os resultados da sintonia dos controladores PID na configuração de controle PVMA para a aeronave AqVS. Desta forma será possível a comparação do desempenho de voo para a aeronave AqVS entre as duas configurações de controle. Além disso, serão utilizados percentuais de incertezas paramétricas maiores do que os apresentados em (Thums et al., 2012).

Os principais parâmetros do modelo de simulação da aeronave AqVS estão descritos no Apêndice C.

5.1.2 Parâmetros Configuráveis do Algoritmo de Sintonia - VANT AqVS

A topologia de controladores PID utilizada no modelo de simulação da aeronave AqVS refere-se a PVMA (Figura 4.2). Devido a utilização de apenas do modelo longitudinal, foram excluídos os controladores PID das malhas Ψ , ϕ e y_{acc} . Para o modelo da aeronave AqVS, a condição de equilíbrio definida para voo nivelado é de $H_{eq} = 750$ m e $V_{T_{eq}} = 16$ m/s.

Na Tabela 5.1 estão os valores percentuais dos erros considerados nos parâmetros do modelo longitudinal da aeronave AqVS. Estes erros percentuais são apenas fictícios, e em princípio não correspondem aos erros presentes nos parâmetros do modelo obtido. Porém, é esperado que os erros entre o modelo e a aeronave real AqVS sejam menores do que os valores descritos na Tabela

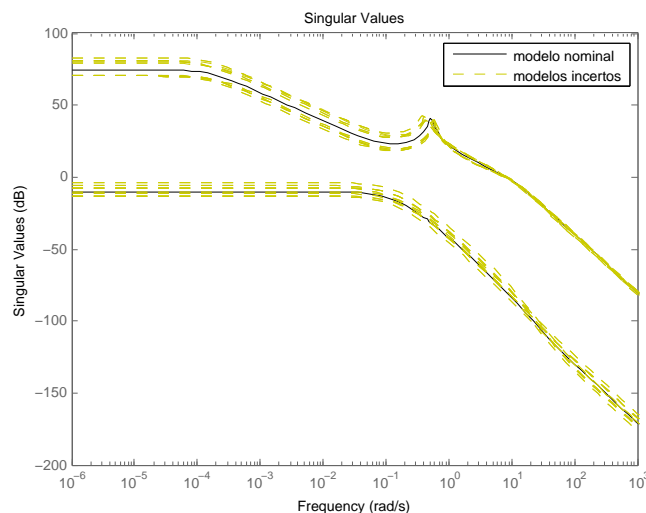
5.1.

Tabela 5.1: *Percentuais máximos e mínimos considerados para as incertezas paramétricas - AqVS.*

δC_D	δC_Y	δC_L	δC_l	δC_m	δC_n	δF_T
+20%	-	+20%	-	+20%	-	+20%
-20%	-	-20%	-	-20%	-	-20%

A quantidade de modelos incertos para o problema de sintonia da dinâmica longitudinal é de $N = 16$, diferentemente do valor padrão da metodologia que é de $N = 128$ (Seção 4.2.1). Isto porque são considerados apenas 4 parâmetros incertos, conforme Tabela 5.1. Os percentuais de incertezas δC_Y , δC_l e δC_n correspondem a variações em forças e momentos associados a dinâmica látero-direcional do modelo de simulação.

Na Figura 5.2 são mostrados os valores singulares máximo e mínimo para os modelos linearizados nominal e incertos para as entradas u_{elev} e u_{thr} e as saídas θ e H (malhas internas na configuração de controle PVMA).

Figura 5.2: *Valores singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos das malhas internas - AqVS.*

Para a sintonia dos controladores PID, foi escolhida a análise de estabilidade robusta linear local no domínio do tempo (Seção 4.2.3). Isto porque a

análise de estabilidade robusta linear local no domínio da frequência, para o modelo longitudinal da aeronave AqVS, é muito conservadora. Mesmo utilizando percentuais pequenos de incerteza paramétrica do modelo, a restrição de estabilidade robusta linear local é violada para quaisquer ganhos das malhas PID escolhidos. No Apêndice E é apresentada a análise de estabilidade robusta no domínio da frequência para a aeronave AqVS.

Os critérios de desempenho para o modelo não-linear, apresentados na Seção 4.2.5 para cada malha de controle, foram os escolhidos de acordo com os valores da Tabela 5.2.

Tabela 5.2: *Crítérios de desempenho - AqVS.*

malha	t_{ard}	t_{apc}	sobresinal
V_T	$\leq 25,0s$	-	$\leq 15,0\%$
θ	$\leq 15,0s$	$\leq 20,0s$	-
H	$\leq 40,0s$	$\leq 15,0s$	$\leq 25,0\%$

Na Tabela 5.3 estão as faixas de busca dos ganhos PID para a aeronave AqVS, obtidas conforme procedimento descrito na Seção 4.2.2.

Tabela 5.3: *Faixa dos ganhos PID para a aeronave AqVS na configuração de controle PVMA.*

	V_T	θ	H
$K_{c_{min}}$	-0,5236	-15,0	0,0
$K_{c_{max}}$	0,0	0,0	2,0
$T_{i_{min}}$	0,0965	0,0965	-
$T_{i_{max}}$	12,50	7,50	-
$T_{d_{min}}$	0,0	0,0	-
$T_{d_{max}}$	0,4825	0,4825	-

Para a execução do procedimento de sintonia PID para as malhas internas (Seção 4.2.6) foram utilizados os seguintes parâmetros para o algoritmo genético NSGA-II: $n_{pop} = 100$ e $n_{gen} = 70$. Para a execução do procedimento de sintonia PID para as malhas externas (Seção 4.2.7) foram utilizados os seguintes parâmetros para o algoritmo genético NSGA-II: $n_{pop} = 60$ e $n_{gen} = 25$.

5.1.3 Resultados - VANT AqVS

O tempo total de execução do algoritmo para obtenção dos ganhos PID multi-malha para o modelo longitudinal da aeronave AqVS na configuração de controle PVMA foi de $\simeq 4$ horas em um computador Pentium i3, 2,1 MHz, com 4 Gb de memória RAM.

Após a execução do procedimento de sintonia das malhas internas (Seção 4.2.6), foi obtido o conjunto de Pareto mostrado na Figura 5.3. A pequena dispersão dos resultados, observada na curva de Pareto, deve-se a escolha de requisitos de desempenho muito restrita. Cada elemento da curva de Pareto representa um conjunto de controladores PID para as malhas θ e H que satisfazem os requisitos de desempenho, definidos na Tabela 5.2, e possuem estabilidade robusta linear local para a malha fechada do sistema. A solução escolhida, dentre as possíveis na curva de Pareto, foi aquela que apresentou o menor valor para a função de custo ISE.

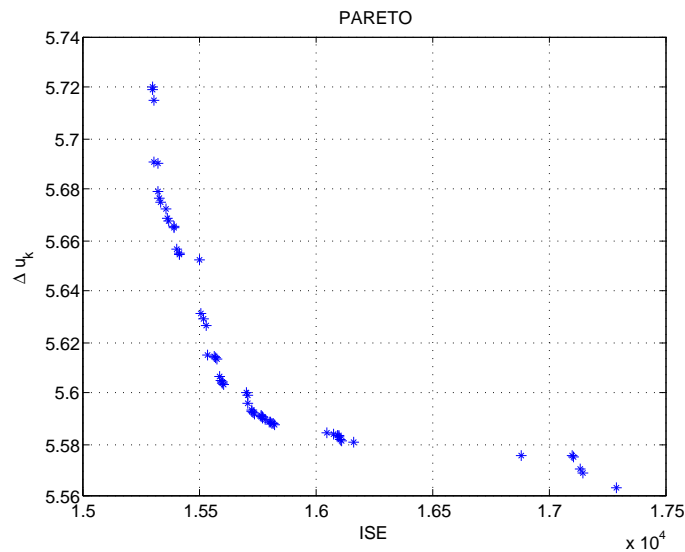


Figura 5.3: Curva de Pareto para as funções de custo Δu_k e ISE - AqVS .

Com a definição dos ganhos dos controladores PID para as malhas internas θ e H , foram obtidos os modelos lineares nominal e incertos da malha externa V_T . O diagrama de Bode mostrado na Figura 5.4 representa a magnitude das Funções de Transferências para a entrada de θ_{ref} e saída V_T , após a realização do procedimento de linearização dos modelos nominal e incertos

para as malhas externas com as malhas internas já sintonizadas.

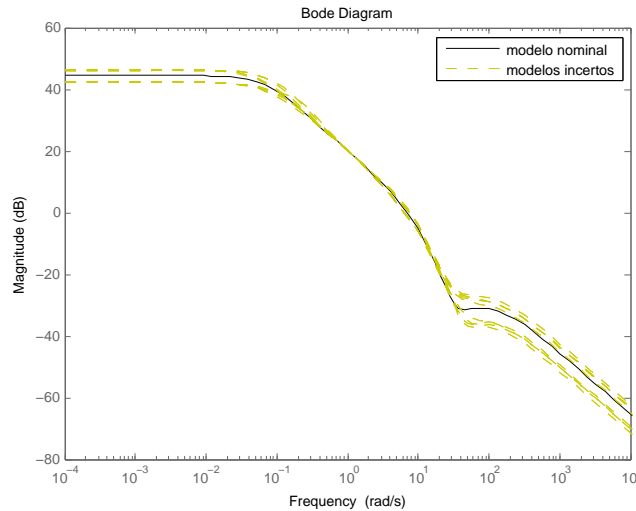


Figura 5.4: *Diagrama de Bode para os modelos lineares nominal e incertos da malha externa V_T - AqVS .*

O procedimento descrito na Seção 4.2 foi executado para a sintonia da malha externa V_T de acordo com a Seção 4.2.7.

A dimensão da matriz dinâmica para o modelo longitudinal de aeronaves na configuração de controle PVMA, dada pela equação (4.4), para as malhas internas é 8×8 e para as malhas externas é 10×10 .

Na Tabela 5.4 estão os ganhos para os controladores PID obtidos para as malhas de controle da aeronave AqVS após a execução completa do procedimento de sintonia: malhas internas e externas.

Tabela 5.4: *Ganhos PID sintonizados para o VANT AqVS na configuração de controle PVMA.*

	K_c	T_i	T_d
V_T	-0,4445	0,7266	0,1588
θ	-5	0,5	0,06
H	0,0567	-	-

Nas Figuras 5.5, 5.6 e 5.7 estão os resultados da simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS em malha fechada para os ganhos dos contro-

ladores PID descritos na Tabela 5.4. Durante a simulação, foram efetuadas variações nos valores de referências $V_{T_{ref}}$ e H_{ref} , iniciadas no tempo de 10s e 110s, respectivamente. A duração de cada variação do valor de referência corresponde ao respectivo tempo de acomodação definido para cada malha de controle (Tabela 5.2).

Pode ser observado nas Figuras 5.5, 5.6 e 5.7 que apesar das funções de custo e os critérios de desempenho serem avaliados somente em relação ao modelo nominal, os desempenhos das malhas fechadas dos modelos incertos ficaram muito próximos em relação ao do modelo nominal.

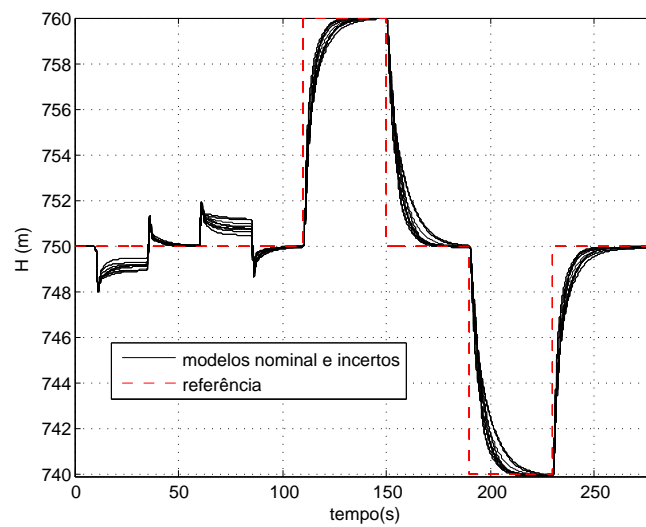


Figura 5.5: Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.

Para cada modelo incerto obtido, o valor de θ_{eq} pode ou não ser modificado em relação ao valor nominal. Assim, como forma de facilitar a comparação visual entre os desempenhos dos modelos nominal e incertos da malha fechada θ , na Figura 5.6 são apresentadas as curvas correspondentes aos sinais $\theta - \theta_{eq}$.

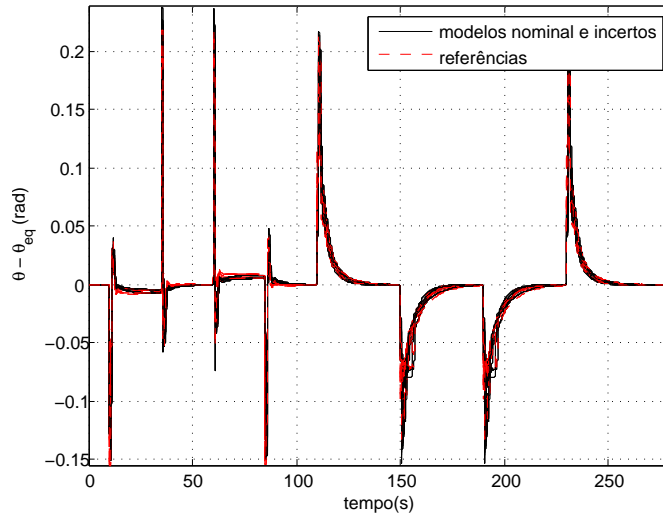


Figura 5.6: Malha ângulo de arfagem (θ) para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.

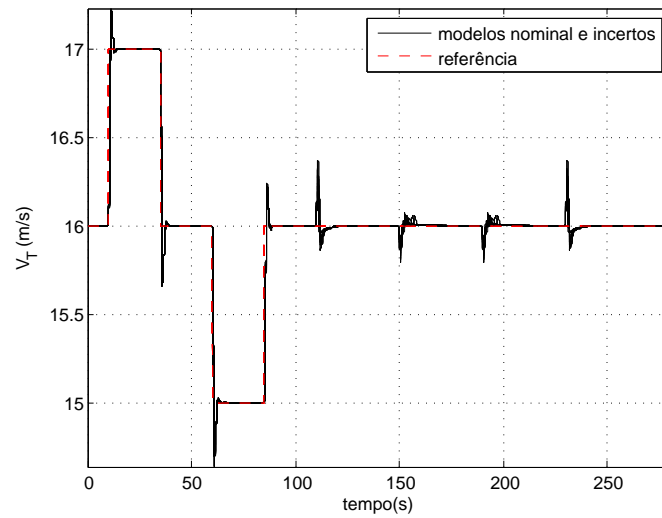
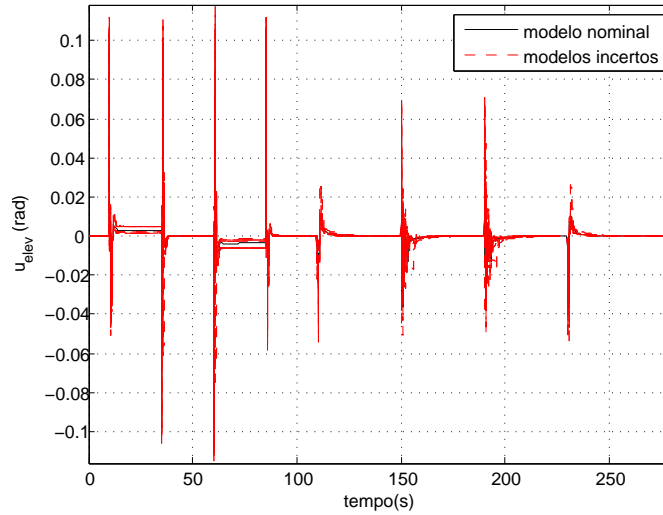


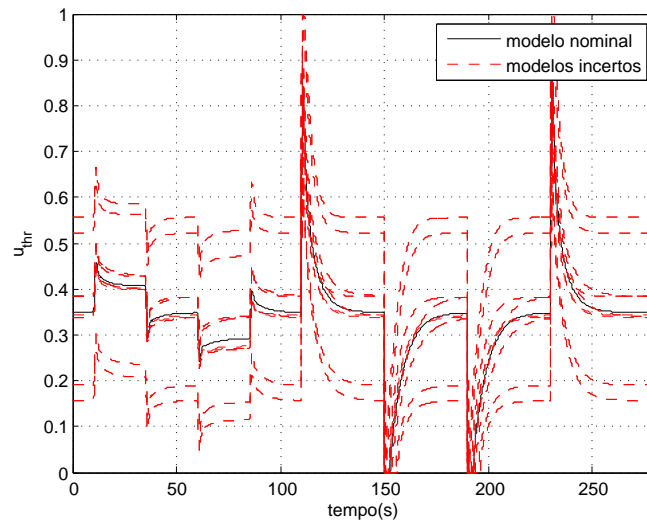
Figura 5.7: Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.

Na Figura 5.8 estão os sinais de controle de u_{lev} e u_{thr} correspondentes

as respostas do sistema em malha fechada apresentadas nas Figuras 5.5, 5.6 e 5.7.



(a) Sinal de controle deflexão no profundor (u_{elev}).



(b) Sinal de controle potência no motor (u_{thr}).

Figura 5.8: Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para os 16 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS.

Pode ser observado na Figura 5.8(b) que o valor para o comando de

tração necessário para a aeronave manter-se na condição de equilíbrio de voo ($u_{thr_{eq}}$) é bastante alterado pelas incertezas paramétricas definidas na Tabela 5.1. Porém, mesmo assim, o desempenho da malha H dos modelos incertos é pouco alterado em relação ao modelo nominal.

Normalmente, em topologias de controladores PID em cascata sintoniza-se, primeiramente, as malhas de controle mais rápidas. Um fato interessante é que foram obtidos bons resultados para a configuração de controle PVMA mesmo considerando como interna a malha de controle de altitude H . A velocidade de resposta obtida para esta malha é mais lenta do que a obtida para a malha externa de velocidade V_T , conforme pode ser observado nas Figuras 5.5 e 5.7.

Nas Figuras 5.9, 5.10 e 5.11 são mostrados os resultados da simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de perturbações atmosféricas. Os modelos destas perturbações atmosféricas foram apresentados na Seção 3.2. Para avaliar o desempenho das malhas fechadas, com a presença de perturbações atmosféricas, foi utilizada a turbulência considerada como leve (parâmetros $\sigma_u = \sigma_w = 1,5\text{m/s}$ no modelo de Dryden).

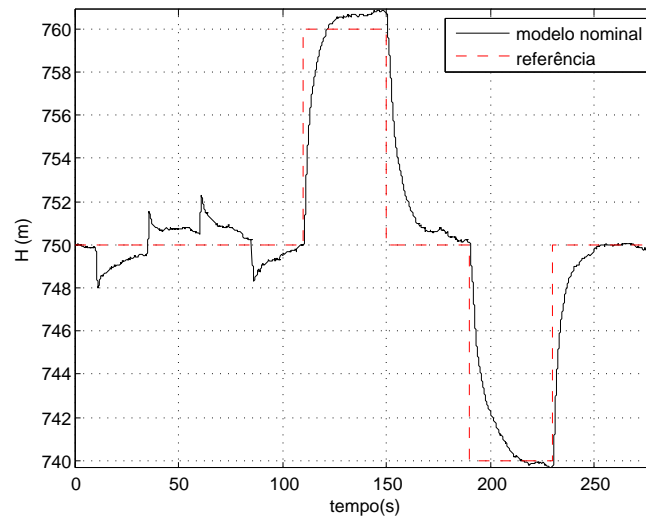


Figura 5.9: Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.

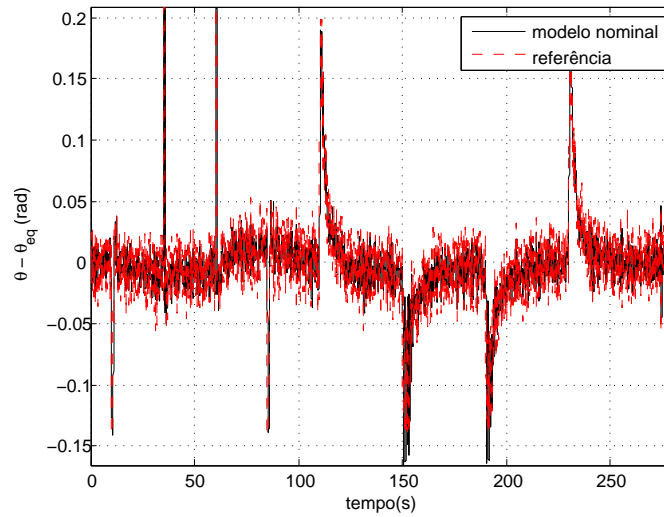


Figura 5.10: Malha ângulo de arfagem (θ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.

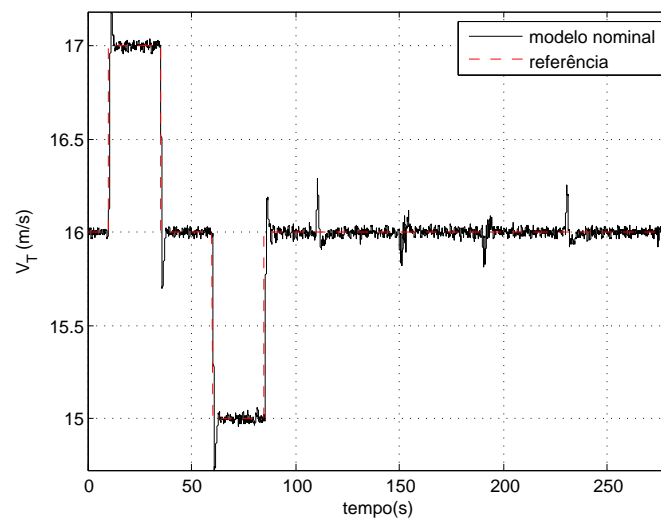
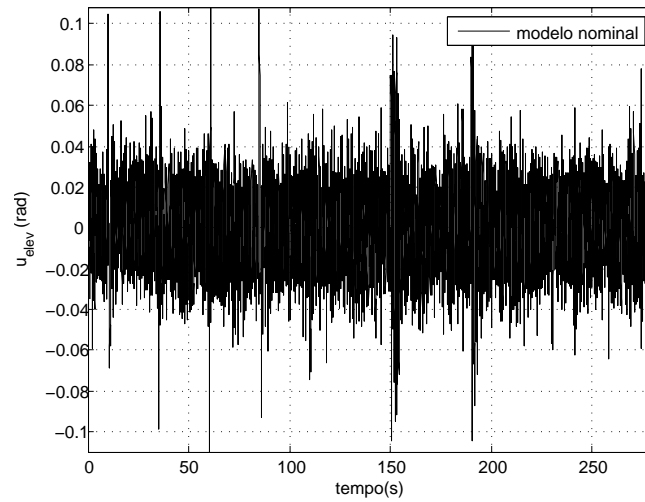
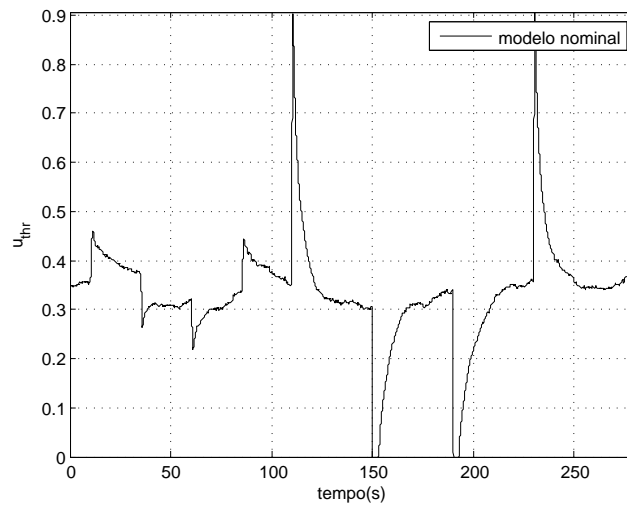


Figura 5.11: Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.

Na Figura 5.12 estão os sinais de controle de u_{elev} e u_{thr} correspondentes as respostas do sistema em malha fechada apresentadas nas Figuras 5.9, 5.10 e 5.11.



(a) Sinal de controle deflexão no profundor (u_{elev}).



(b) Sinal de controle potência no motor (u_{thr}).

Figura 5.12: Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AqVS com a adição de turbulências leves.

A sintonia dos controladores PID para a dinâmica longitudinal da aeronave AqVS na configuração de controle PVMA foi obtida com sucesso. As métricas e os critérios de desempenho, para as variações em degraus nos valores das referências, foram alcançados para todas as malhas de controle.

Com relação ao desempenho do sistema em malha fechada com a adição das perturbações atmosféricas, pode-se constatar que a velocidade rápida de resposta da malha V_T , mesmo na presença de perturbações atmosféricas, tem o custo associado de gerar variações bruscas nos valores de referências para a malha interna θ (Figura 5.10). A intensidade das deflexões no profundor tiveram um aumento significativo com a adição das perturbações atmosféricas (Figura 5.12(a)) em comparação aos sinais gerados sem a adição das mesmas (Figura 5.8(a)). O ideal seria reduzir a velocidade de resposta da malha fechada V_T para a geração de valores de referências mais suaves para a malha θ .

5.2 Sintonia dos controladores PID para o VANT AeroSonde

5.2.1 Visão Geral - VANT AeroSonde

O VANT AeroSonde é uma aeronave de pequeno porte desenvolvida para atender as necessidades de aplicações científicas, civis e militares. Este VANT foi o primeiro a possuir as etapas de decolagem e aterrissagem totalmente automáticas e o primeiro a cruzar o Atlântico Norte em uma missão de aproximadamente 27 horas e 3.270Km (AeroSonde, 2012). Na Figura 5.13 está uma imagem ilustrativa do VANT AeroSonde. Um dos motivos da escolha



Figura 5.13: *Imagem Ilustrativa do VANT AeroSonde (Figura retirada de (Dynamics, 2009))*

deste modelo de aeronave para esta dissertação é o fato de o mesmo ter sido utilizado em trabalhos científicos nesta área de pesquisa, tais como (Bateman et al., 2011) e (Kurnaz et al., 2009). O modelo do VANT AeroSonde foi obtido como parte do Pacote Computacional AeroSim (Dynamics, 2009). Os principais parâmetros do modelo de simulação da aeronave AeroSonde estão descritos no Apêndice D.

5.2.2 Parâmetros Configuráveis do Algoritmo de Sintonia - VANT AeroSonde

A topologia de controladores PID utilizada no modelo de simulação da aeronave AeroSonde refere-se a PAMV (Figura 4.1), sendo a condição de equilíbrio definida para voo nivelado de $H_{eq} = 200$ m e $V_{T_{eq}} = 23$ m/s.

Em testes preliminares realizados com a sintonia dos controladores PID para a dinâmica látero-direcional, não foram obtidos resultados satisfatórios com a inclusão da malha de controle y_{acc} . A mesma “compete” diretamente com a malha de rolagem ϕ causando uma piora de desempenho na manobra de curva da aeronave. Devido a este problema, a malha y_{acc} foi retirada do processo de sintonia dos controladores PID. Na arquitetura de controle original (Figura 4.1), a principal funcionalidade desta malha é a rejeição de rajadas de ventos laterais, efeito este que não é considerado no processo de sintonia. Assim, não foi possível avaliar o real benefício da utilização do controlador PID para a malha y_{acc} .

Na Tabela 5.5 estão os valores percentuais dos erros considerados nos parâmetros do modelo da aeronave AeroSonde. Estes erros percentuais são apenas fictícios, e em princípio não correspondem aos erros presentes nos parâmetros do modelo obtido.

Tabela 5.5: *Percentuais máximos e mínimos considerados para as incertezas paramétricas - AeroSonde.*

δC_D	δC_Y	δC_L	δC_l	δC_m	δC_n	δF_T
+15%	+15%	+15%	+15%	+15%	+15%	+15%
-15%	-15%	-15%	-15%	-15%	-15%	-15%

Na Figura 5.14 são mostrados os valores singulares para os modelos linearizados nominal e incertos para as entradas u_{elev} , u_{ail} e u_{thr} e as saídas θ , ϕ e V_T (malhas internas na configuração de controle PAMV).

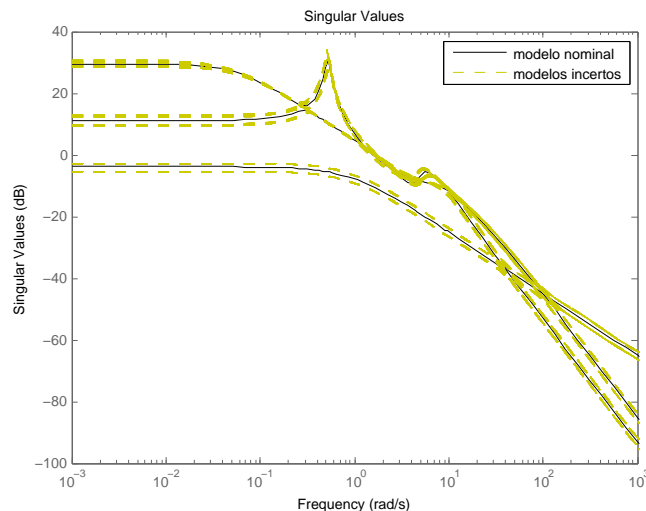


Figura 5.14: Valores singulares para os modelos lineares nominal e incertos das malhas internas - AeroSonde.

Para a sintonia dos controladores PID, foi escolhida a análise de estabilidade robusta linear local no domínio do tempo (Seção 4.2.3). A dimensão da matriz dinâmica de malha fechada do sistema na configuração de controle PAMV, dada pela equação (4.4), para as malhas internas é 13×13 e para as malhas externas é 18×18 . Para a execução da análise de estabilidade via \mathcal{D} -estabilidade para as malhas externas foi necessário fazer uma alteração no procedimento. Para a quantidade de modelos incertos $N = 128$ e dimensão da matriz dinâmica de 18×18 , não foi possível determinar se o sistema é robustamente estável ou não. O algoritmo de otimização para a resolução das LMIs não conseguiu determinar se a condição suficiente para a resolução do problema era satisfeita. Diante desta limitação, a estratégia adotada foi subdividir o politopo em duas regiões. Na primeira avaliação de estabilidade, são considerados 64 modelos incertos referentes a incerteza fixa de +15% para o parâmetro δC_D . E, na segunda avaliação de estabilidade, são considerados 64 modelos incertos referentes a incerteza fixa de -15% para o parâmetro δC_D . Ambas as avaliações de estabilidade dos politopos devem ser bem sucedidas para que a malha fechada do sistema seja considerada \mathcal{D} -estável.

A análise de estabilidade robusta linear local no domínio da frequência,

via LFT e Valor Singular Estruturado (μ) poderia ser também utilizada para os percentuais de incertezas da aeronave Aerosonde descritos na Tabela 5.5. Porém, resultados de sintonia dos ganhos dos controladores PID das malhas internas, indicam que essa abordagem gera a obtenção de soluções conservadoras. No Apêndice E é mostrada uma comparação da curva de Pareto gerada utilizando ambas as abordagens de análise de estabilidade. Conclui-se que as soluções obtidas “não-comparáveis” geradas pela abordagem de LFT e μ são totalmente dominadas pelas soluções “não-comparáveis” geradas pela abordagem via \mathcal{D} -estabilidade. Assim, o conjunto Pareto ótimo do conjunto de controladores PID obtido quando a análise de estabilidade robusta linear local é realizada via análise de \mathcal{D} -estabilidade é recomendado.

Os critérios de desempenho para o modelo não-linear apresentados na Seção 4.2.5 para cada malha de controle foram os escolhidos de acordo com os valores da Tabela 5.6.

Tabela 5.6: *Crítérios de desempenho - Aerosonde.*

malha	t_{ard}	t_{apc}	sobresinal
V_T	$\leq 20,0s$	$\leq 20,0s$	$\leq 15,0\%$
θ	$\leq 12,0s$	$\leq 12,0s$	$\leq 20,0\%$
H	$\leq 20,0s$	-	$\leq 15,0\%$
ϕ	$\leq 12,0s$	$\leq 12,0s$	$\leq 15,0\%$
Ψ	$\leq 25,0s$	-	$\leq 10,0\%$
y_{acc}	-	-	-

Na Tabela 5.7 estão as faixas de busca dos ganhos PID para a aeronave AeroSonde, obtidas conforme procedimento descrito na seção 4.2.2.

Tabela 5.7: *Faixa dos ganhos PID para a aeronave AeroSonde na configuração de controle PAMV.*

	V_T	θ	H	ϕ	Ψ	y_{acc}	K_T	K_E	K_R
$K_{c_{min}}$	8,0	-3,5	0,0	-3,5	0,0	-	0,0	-0,26	0,0
$K_{c_{max}}$	0,0	0,0	0,7	0,0	0,12	-	0,1	0,0	1,0
$T_{i_{min}}$	0,21	0,21	0,0	0,05	-	-	-	-	-
$T_{i_{max}}$	10,0	6,0	7,5	6,0	-	-	-	-	-
$T_{d_{min}}$	-	0,0	0,0	0,0	0,0	-	-	-	-
$T_{d_{max}}$	-	1,0	0,2	0,25	0,5	-	-	-	-

Para a execução do procedimento de sintonia PID para as malhas internas (Seção 4.2.6) foram utilizados os seguintes parâmetros para o algoritmo genético NSGA-II: $n_{pop} = 100$ e $n_{gen} = 70$. Para a execução do procedimento de sintonia PID para as malhas externas (Seção 4.2.7) foram utilizados os seguintes parâmetros para o algoritmo genético NSGA-II: $n_{pop} = 60$ e $n_{gen} = 25$.

5.2.3 Resultados - VANT AeroSonde

O tempo total de execução do algoritmo para obtenção dos ganhos PID multi-malha para o modelo completo com 6DOF da aeronave AeroSonde, na configuração de controle PVMA e análise de estabilidade robusta linear local no domínio do tempo, foi de $\simeq 14$ horas em um computador Pentium i3, 2,1 MHz, com 4 Gb de memória RAM.

Na tabela 5.8 estão descritas para algumas gerações do algoritmo genético NSGA-II, na sintonia das malhas internas, o número de soluções que são: robustamente estáveis, atendem todos os critérios de desempenho definidos na tabela 5.6 e não são dominadas por outras soluções. Estes três requisitos são necessários para que a solução encontrada seja considerada válida.

Tabela 5.8: *Evolução das soluções durante a sintonia das malhas internas.*

Geração	# Estáveis	# Critérios de Desempenho	# Não Dominadas
0	98	1	1
2	99	8	6
4	100	43	11
6	100	89	18
8	100	83	23
20	100	86	50
35	100	92	68
55	100	100	100
70	100	100	100

Nas Figuras 5.15 e 5.16 são mostradas as avaliações das funções de custos para as soluções parciais encontradas nas gerações 8 e 35, respectivamente. A quantidade de soluções parciais em cada Figura é dada pelo número de soluções não dominadas mostradas na tabela 5.8. Desta forma, é possível avaliar a capacidade de convergência do algoritmo genético NSGA-II para

encontrar o conjunto de soluções ótimas.

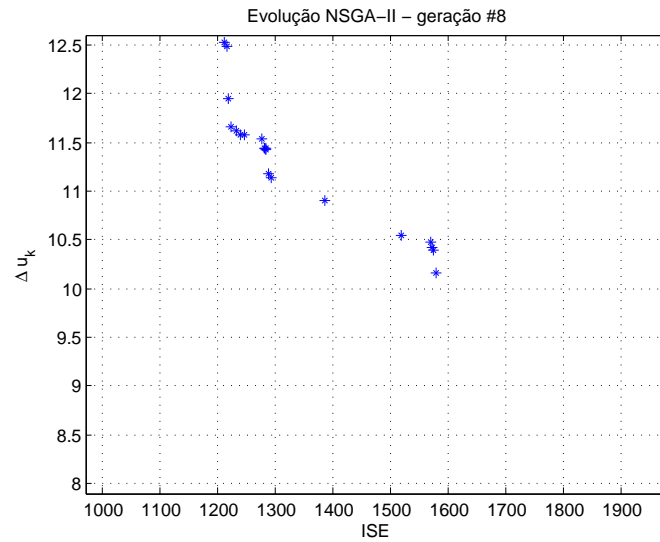


Figura 5.15: Avaliações das funções de custo Δu_k e ISE na geração #8 - AeroSonde.

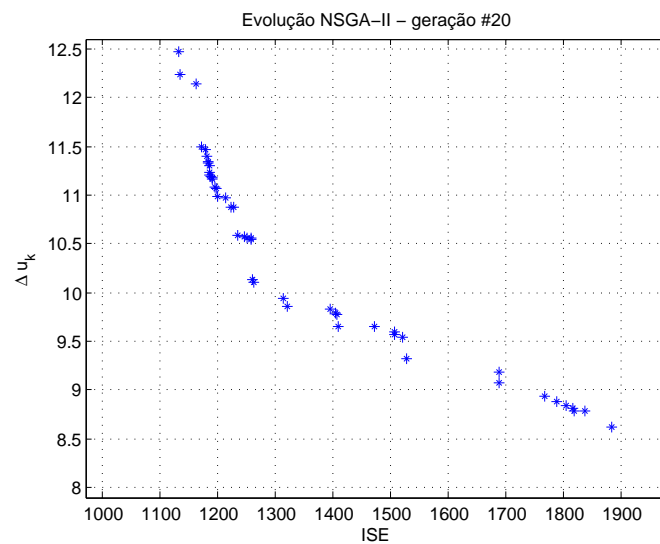


Figura 5.16: Avaliações das funções de custo Δu_k e ISE na geração #35 - AeroSonde.

Ao final do processo evolutivo, foi obtido o conjunto de Pareto mostrado na Figura 5.17. Cada elemento da curva de Pareto representa um conjunto de controladores PID para as malhas θ , ϕ e V_T que satisfazem os requisitos de desempenho, definidos na Tabela 5.6, e possuem estabilidade robusta linear local para a malha fechada do sistema.

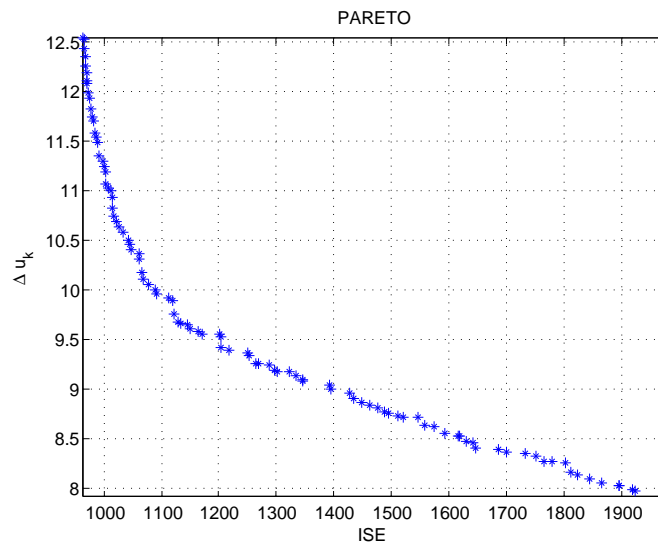


Figura 5.17: Curva de Pareto para as funções de custo Δu_k e ISE - AeroSonde .

A seguir serão apresentados os resultados da sintonia dos controladores PID para dois critérios de escolha diferentes dentre as possíveis soluções mostradas na curva de Pareto. Serão avaliados os resultados da sintonia dos controladores PID para as soluções que apresentam o menor valor para o índice ISE e o menor valor para o índice Δu_k . Sendo essas, as soluções extremas apresentadas na Figura 5.17.

Critério de escolha curva de Pareto - menor valor índice ISE

Com a definição dos ganhos dos controladores PID para as malhas internas que possuem a menor função de custo ISE, foi executado o procedimento descrito na Seção 4.2 para a sintonia das malhas externas de acordo com a Seção 4.2.7.

Na Figura 5.18 estão mostrados os valores Singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos para as malhas externas. Os mesmos foram obtidos após a realização do procedimento de linearização dos modelos nominal e incertos para as malhas externas com as malhas internas já sintonizadas.

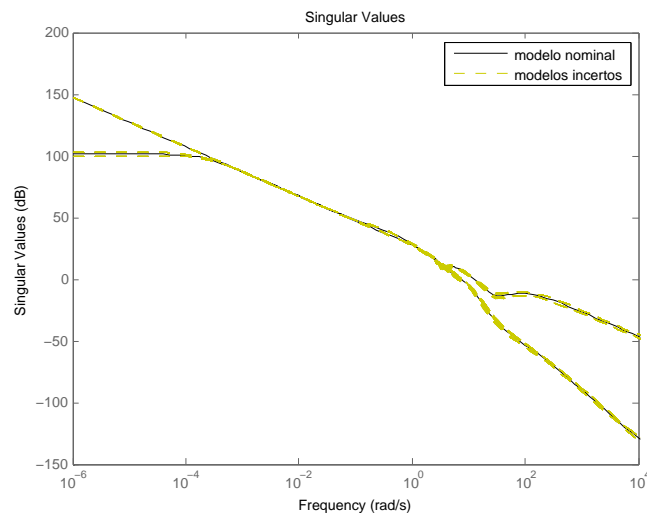


Figura 5.18: *Valores Singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos para as malhas externas aeronave AeroSonde - menor índice ISE.*

Na Tabela 5.9 serão apresentados os ganhos para o controladores PID obtidos para as malhas de controle da aeronave AeroSonde após a execução completa do procedimento de sintonia: malhas internas e externas.

Nas Figuras 5.19, 5.20, 5.21, 5.22, 5.23 e 5.24 estão os resultados da simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde em malha fechada para os ganhos dos controladores PID descritos na Tabela 5.9. Durante a simulação, foram efetuadas variações nos valores de referências H_{ref} , e Ψ_{ref} $V_{T_{ref}}$, iniciadas nos tempos de 15s, 75s e 175s, respectivamente. A duração

Tabela 5.9: *Ganhos PID sintonizados para a aeronave AeroSonde - menor índice ISE.*

	K_c	T_i	T_d
V_T	0,99	0,21	-
θ	-1,15	4,76	0,06
H	0,28	5,7	0,14
ϕ	-1,18	5,85	0,06
Ψ	0,03	-	0,24
y_{acc}	-	-	-
K_R	0,02	-	-
K_E	-0,16	-	-
K_T	0,08	-	-

de cada variação do valor de referência corresponde ao respectivo tempo de acomodação definido para cada malha de controle (Tabela 5.6).

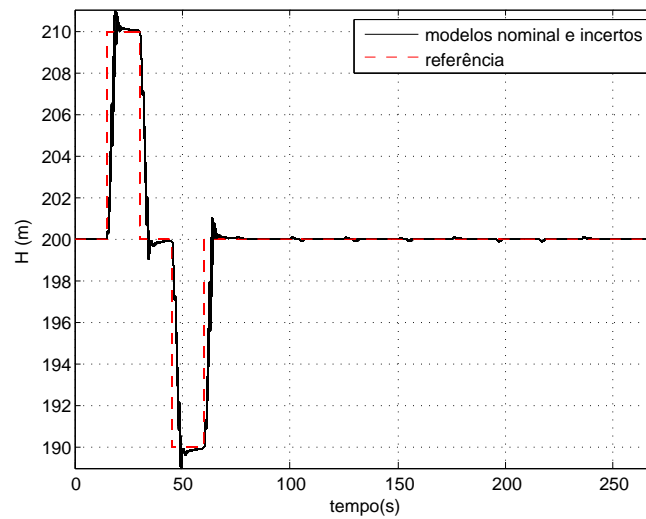


Figura 5.19: *Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.*

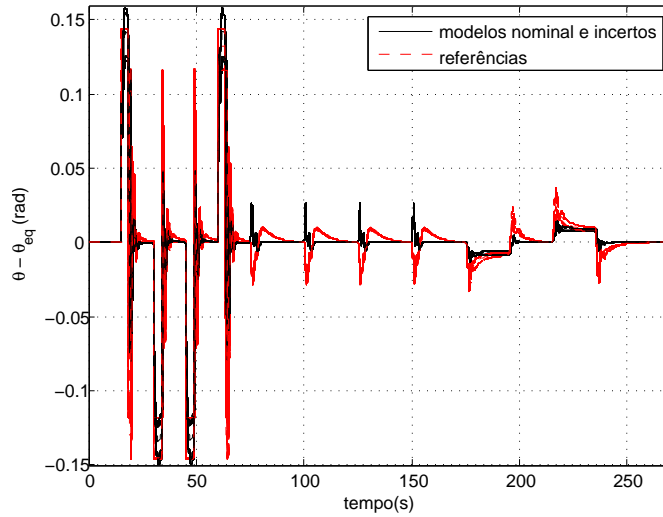


Figura 5.20: Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.

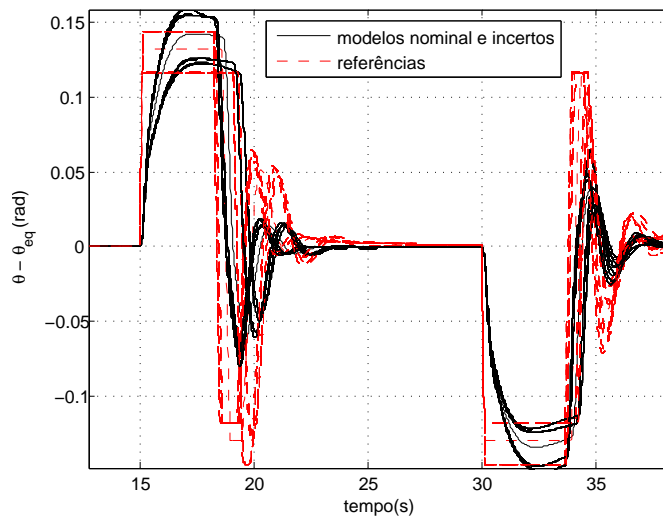


Figura 5.21: Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE ((zoom) entre os instantes de tempo 14s e 37s).

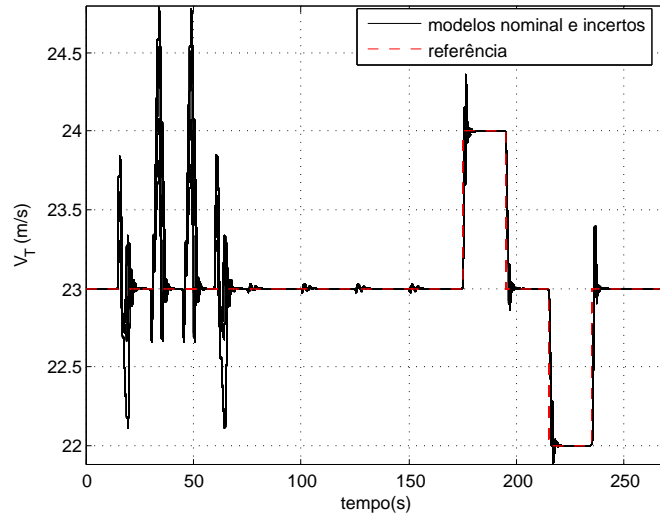


Figura 5.22: Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.

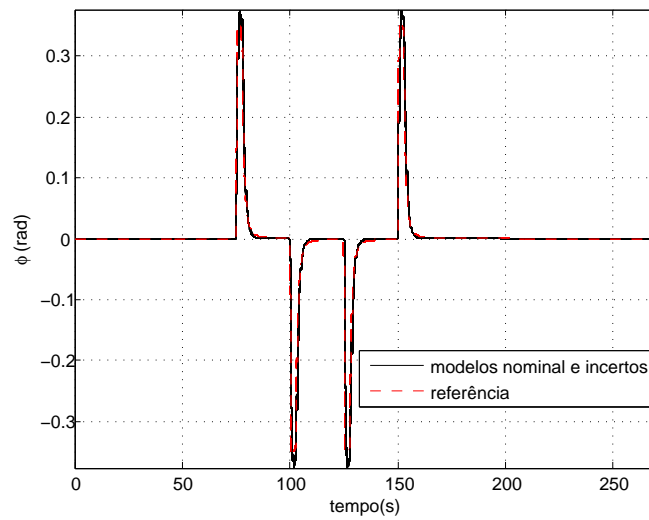


Figura 5.23: Malha ângulo de rolagem (ϕ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.

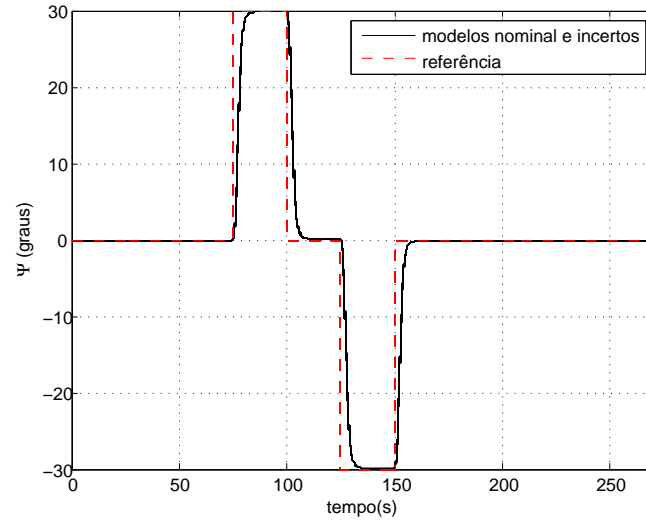


Figura 5.24: Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.

Para cada modelo incerto obtido, o valor de θ_{eq} pode ou não ser modificado em relação ao valor nominal. Assim, como forma de facilitar a comparação visual entre os desempenhos dos modelos nominal e incertos da malha fechada θ , na Figura 5.20 são apresentadas as curvas correspondentes aos sinais $\theta - \theta_{eq}$. E, na Figura 5.21, é mostrada, com maior detalhe, uma região da Figura 5.20 onde ocorrem maiores variações nos valores de θ_{ref} .

Com relação ao desempenho do sistema em malha fechada para o conjunto de controladores PID obtidos, foram observados os seguintes resultados:

- As métricas e os critérios de desempenho definidos foram alcançados para todas as malhas de controle H , θ , V_T , ϕ e ψ ;
- Durante a mudança nos valores de H_{ref} (entre os instantes 15s e 75s), ocorrem grandes variações nos valores de velocidade V_T . Este é um acoplamento natural do sistema, não sendo possível obter uma atenuação maior desta perturbação na malha de velocidade na configuração de controle PAMV;
- Na malha de velocidade V_T , foi observado que para alguns modelos incertos o sobresinal foi de até 40%. Valor este que é o dobro do requisito para o modelo nominal (Tabela 5.6).
- A variação de desempenho entre os modelos nominal e incertos para as malhas da dinâmica látero-direcional ϕ e Ψ é muito pequena, quase não é perceptível nas Figuras 5.23 e 5.24.

Nas Figuras 5.25 e 5.26 estão os sinais de controle de u_{elev} , u_{thr} , u_{ail} e u_{rud} , respectivamente, sendo estes sinais correspondentes às respostas do sistema em malha fechada apresentadas nas Figuras 5.19, 5.20, 5.22, 5.23 e 5.24.

O sinal de controle u_{thr} é o que apresenta maior variação entre o modelo nominal e os modelos incertos. Isto ocorre devido ao processo de obtenção da nova condição de equilíbrio para cada variação de parâmetro realizada no modelo. Desta forma, o valor de u_{threq} é diferente para cada modelo incerto, conforme pode ser observado na Figura 5.41(b), causando uma variação maior de desempenho na malha de velocidade V_T (Figura 5.22).

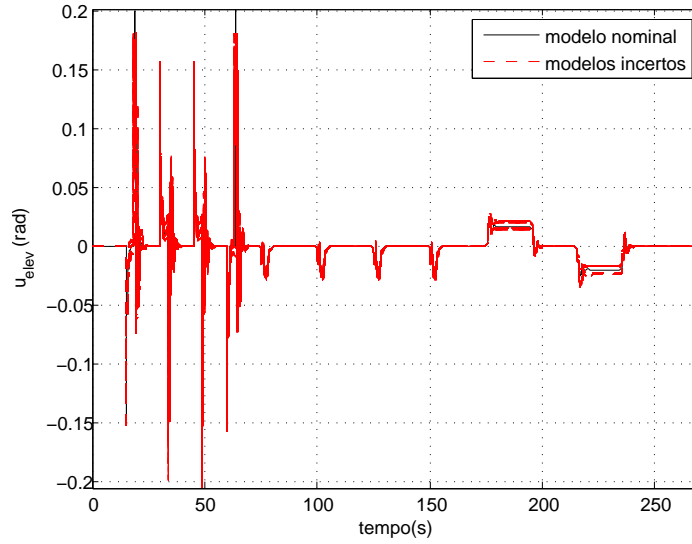
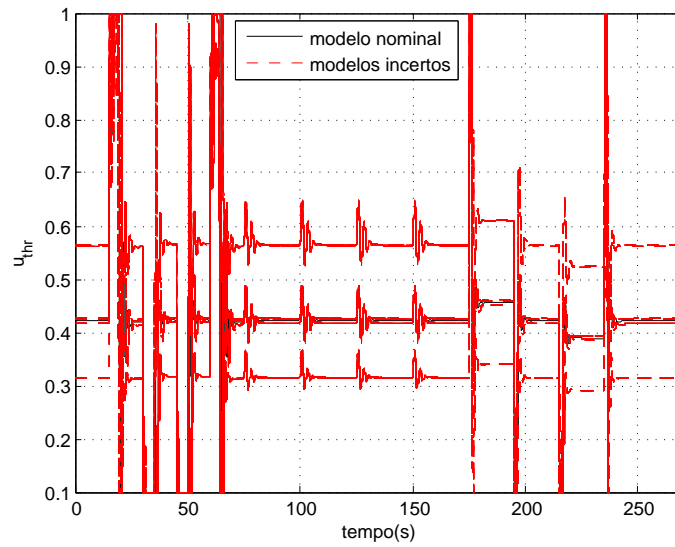
(a) Sinal de controle deflexão no profundor (u_{elev}).(b) Sinal de controle potência no motor (u_{thr}).

Figura 5.25: Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.

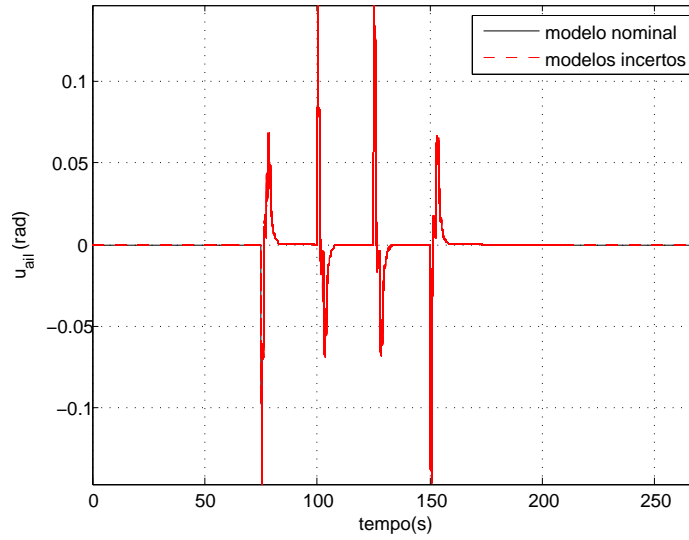
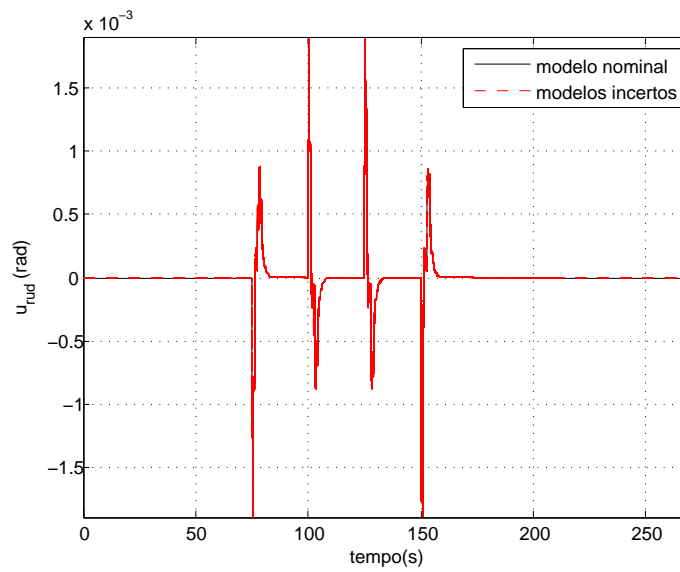
(a) Sinal de controle deflexão no aileron (u_{ail}).(b) Sinal de controle deflexão no leme (u_{rud}).

Figura 5.26: Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice ISE.

Nas Figuras 5.27, 5.28, 5.29, 5.30 e 5.31 são mostrados os resultados da simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de perturbações atmosféricas. Os modelos destas perturbações atmosféricas foram apresentados na Seção 3.2. Para avaliar o desempenho das malhas fechadas, com a presença de perturbações atmosféricas, foi utilizada a turbulência considerada como leve (parâmetros $\sigma_u = \sigma_v = \sigma_w = 1,5\text{m/s}$ no modelo de Dryden).

Dentre as respostas obtidas com a adição de perturbações atmosféricas, o impacto maior ocorreu nos valores de referências gerados para a malha interna ϕ . O que se reflete diretamente em variações mais acentuadas das superfícies de controle u_{ail} e u_{rud} (Figura 5.33)

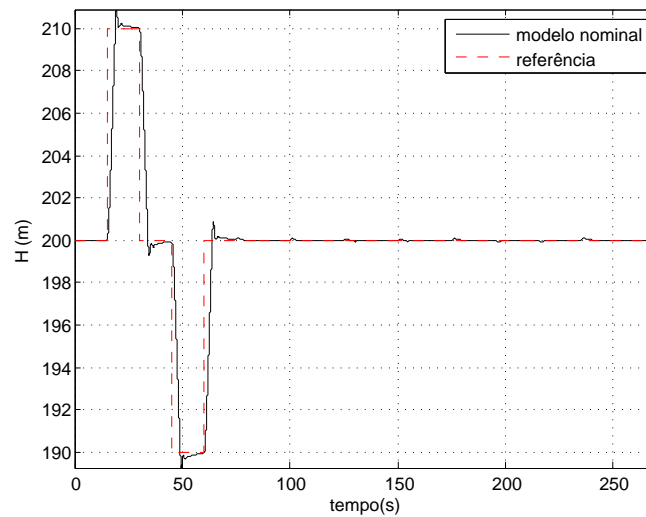


Figura 5.27: *Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.*

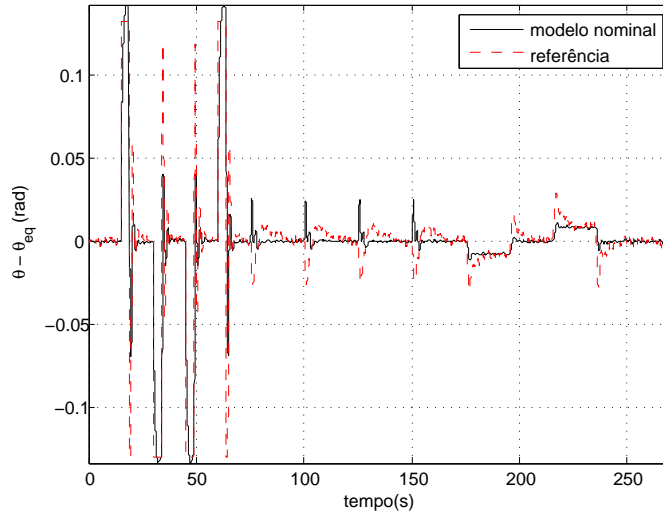


Figura 5.28: Malha ângulo de arfagem (θ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.

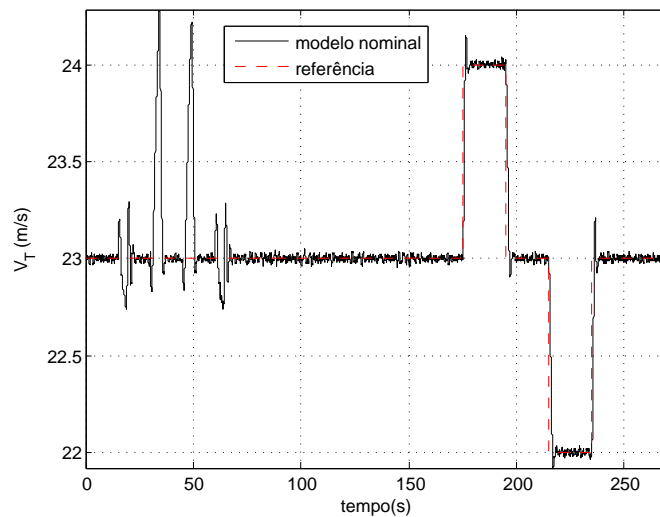


Figura 5.29: Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.

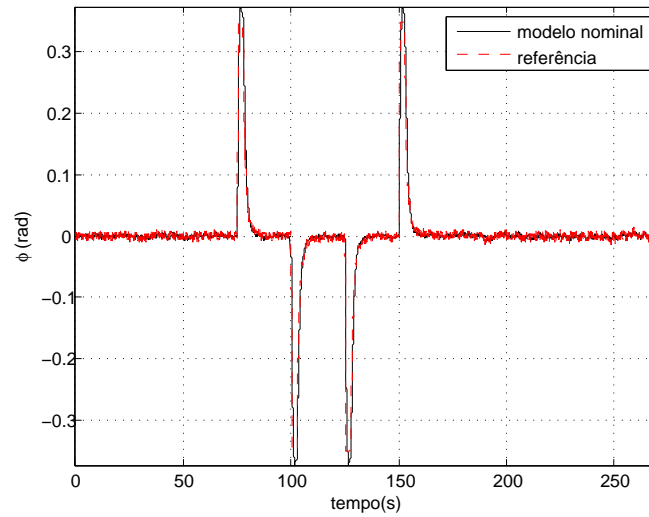


Figura 5.30: Malha ângulo de rolagem (ϕ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.

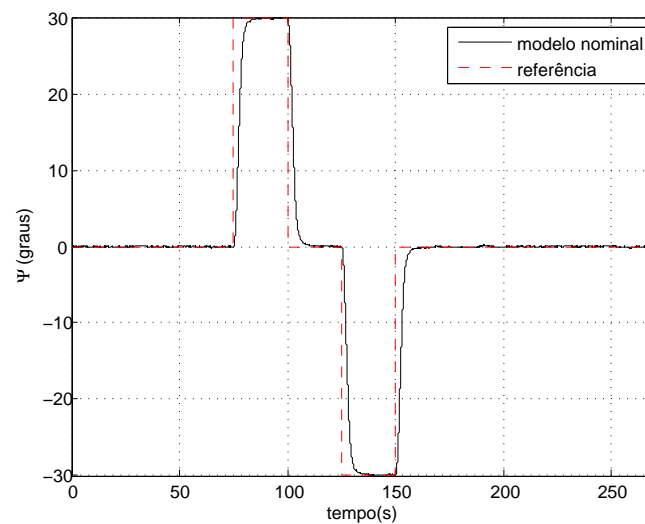


Figura 5.31: Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.

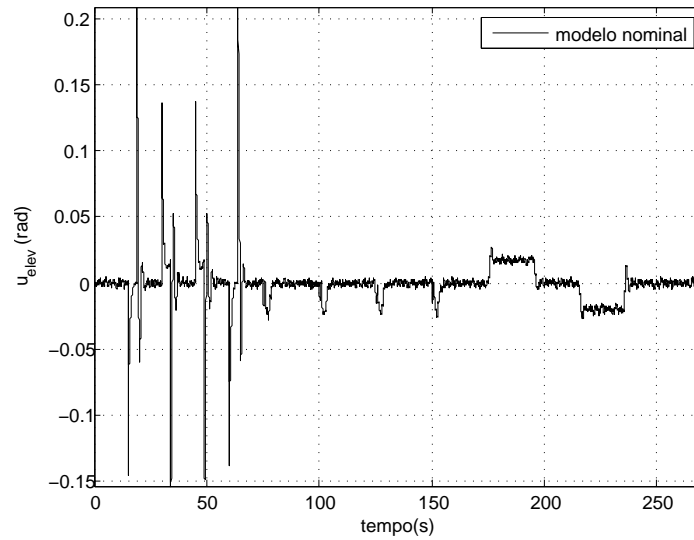
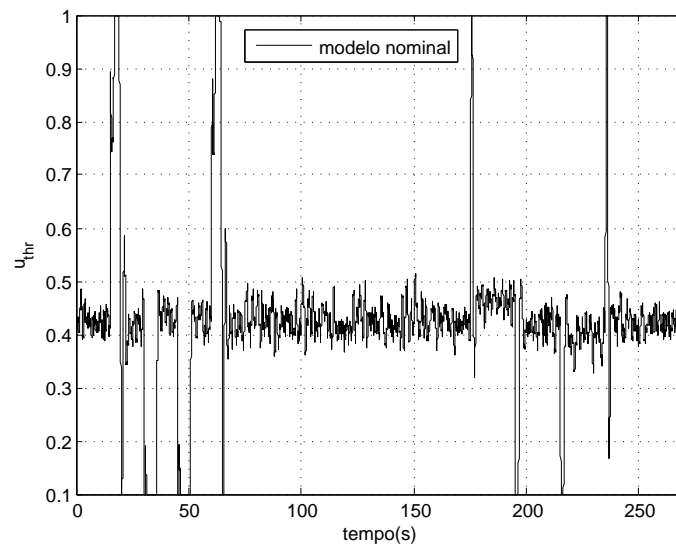
(a) Sinal de controle deflexão no profundor (u_{elev}).(b) Sinal de controle potência no motor (u_{thr}).

Figura 5.32: Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.

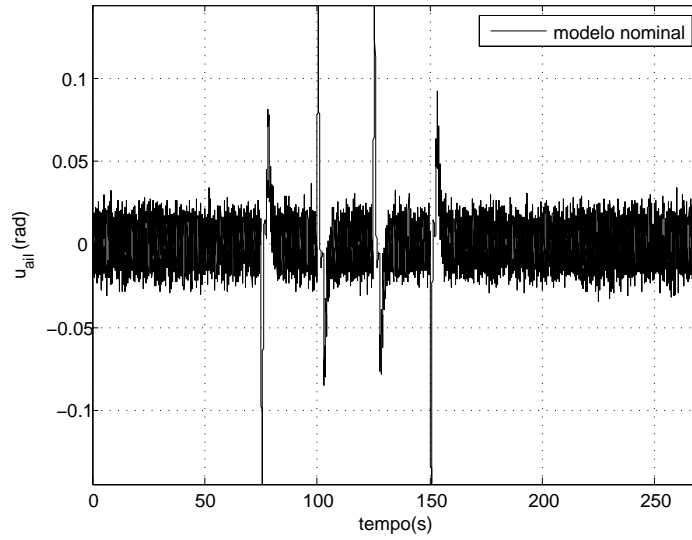
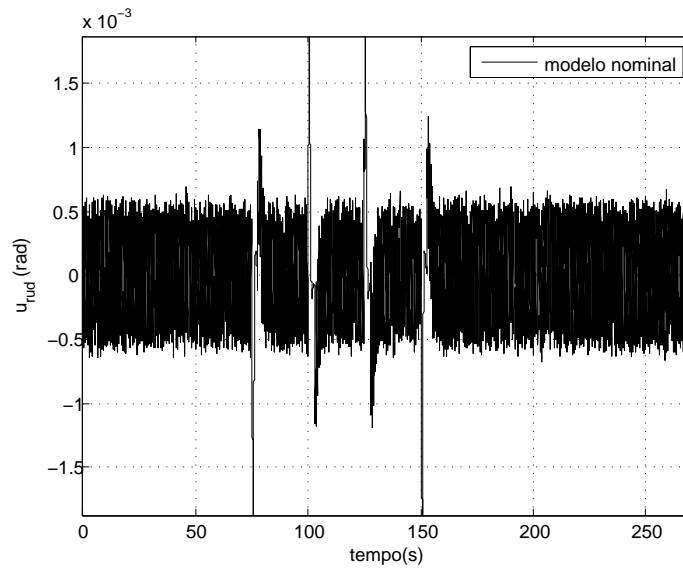
(a) Sinal de controle deflexão no aileron (u_{ail}).(b) Sinal de controle deflexão no leme (u_{rud}).

Figura 5.33: Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice ISE.

Critério de escolha curva de Pareto - menor valor índice Δu_k

Através do índice de desempenho Δu_k , visa-se obter uma comparação entre as malhas fechadas para os conjunto de controladores PID obtidos com relação ao consumo de energia do sistema. Este critério é importante, principalmente para mini-VANTs, devido à grande restrição de peso destas aeronaves para carregar baterias ou combustível. O consumo de energia dos servomecanismos, responsáveis pelas atuações na superfícies de controle u_{elev} , u_{ail} e u_{thr} , é devido principalmente à diferença de deslocamento entre amostras consecutivas, conforme a métrica Δu_k considerada nesta dissertação. Porém, para o comando de potência do motor u_{thr} , o principal consumo depende do valor de potência exigida do motor e não da diferença entre sinais na sequência de atuação. Assim, como forma de se obter uma métrica mais realista para o consumo de energia total, deve-se modificar, futuramente, a forma com que sinal de controle u_{thr} é contabilizado na função de custo Δu_k .

Com a definição dos ganhos dos controladores PID para as malhas internas que possuem a menor função de custo Δu_k , foi executado o procedimento descrito na Seção 4.2 para a sintonia das malhas externas de acordo com a Seção 4.2.7.

Na Figura 5.34 estão mostrados os valores Singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos para as malhas externas. Os mesmos foram obtidos após a realização do procedimento de linearização dos modelos nominal e incertos para as malhas externas com as malhas internas já sintonizadas.

Na Tabela 5.10 estão os ganhos para o controladores PID obtidos para as malhas de controle da aeronave AeroSonde após a execução completa do procedimento de sintonia: malhas internas e externas.

Nas Figuras 5.35, 5.36, 5.37, 5.38, 5.39 e 5.40 estão os resultados da simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde em malha fechada para os ganhos dos controladores PID registrados na Tabela 5.10. Durante a simulação, foram efetuadas variações nos valores de referências H_{ref} , e Ψ_{ref} $V_{T_{ref}}$, iniciadas nos tempos de 15s, 75s e 175s, respectivamente. A duração de cada variação do valor de referência corresponde ao respectivo tempo de acomodação definido para cada malha de controle (Tabela 5.6).

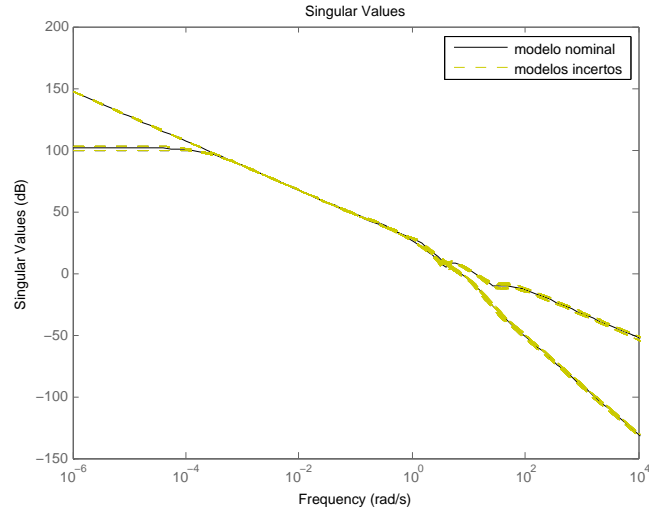


Figura 5.34: Valores Singulares máximo e mínimo para os modelos lineares nominal e incertos para as malhas externas - AeroSonde para o menor valor índice Δu_k .

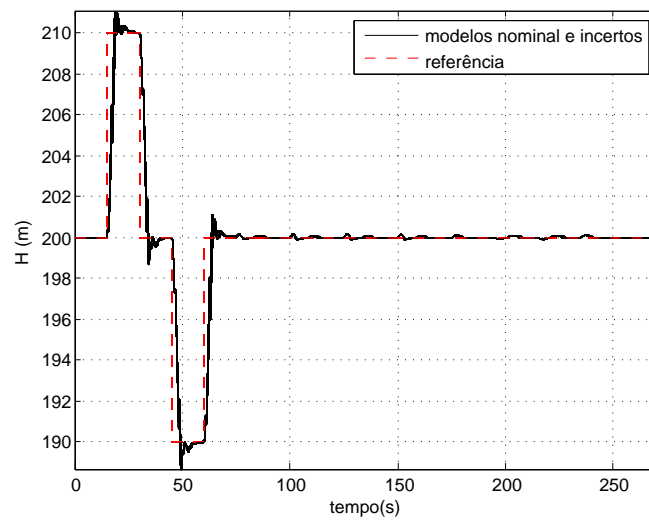


Figura 5.35: Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

Tabela 5.10: *Ganhos PID sintonizados para a aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .*

	K_c	T_i	T_d
V_T	0,25	1,9	-
θ	-0,93	2,4	0,16
H	0,17	3,6	0,15
ϕ	-0,58	5,99	0,06
Ψ	0,02	-	0,32
y_{acc}	-	-	-
K_R	0,02	-	-
K_E	-0,16	-	-
K_T	0,08	-	-

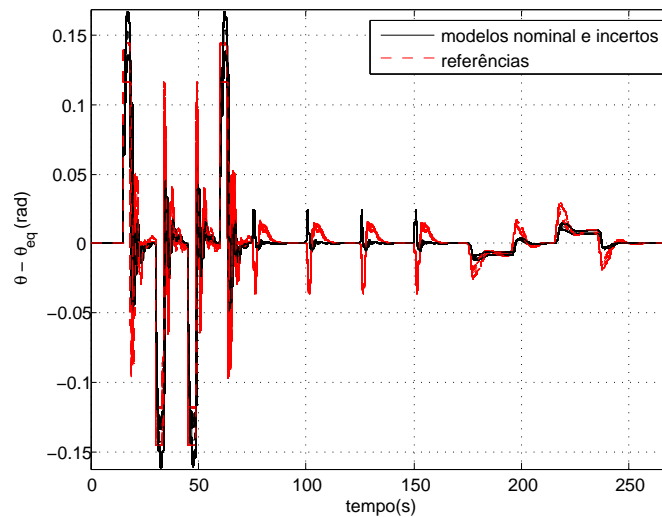


Figura 5.36: *Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .*

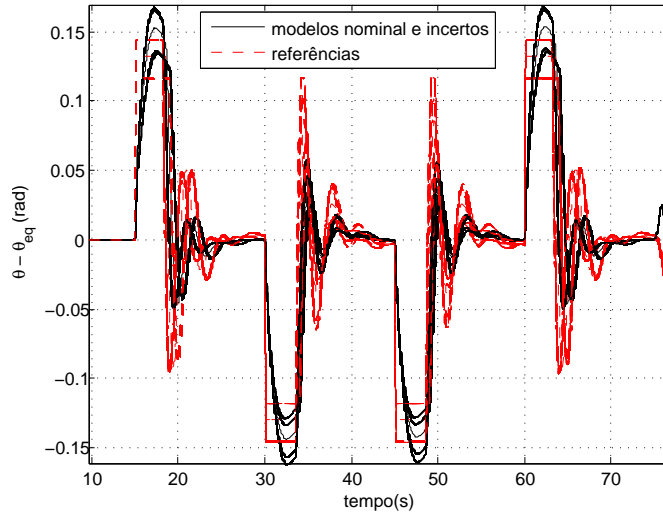


Figura 5.37: Malha ângulo de arfagem (θ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

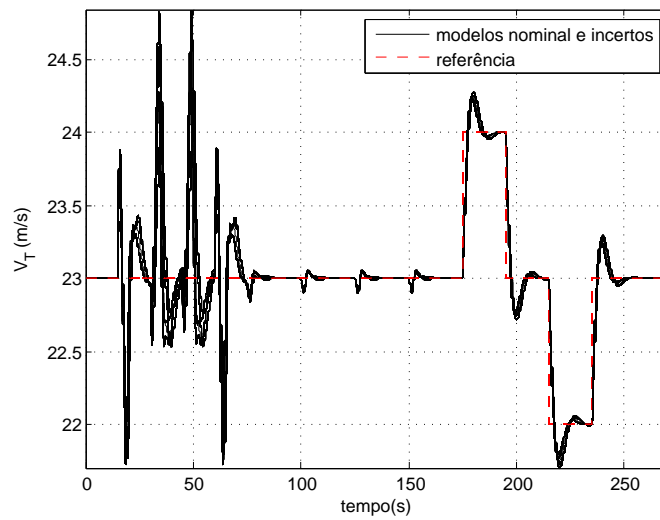


Figura 5.38: Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

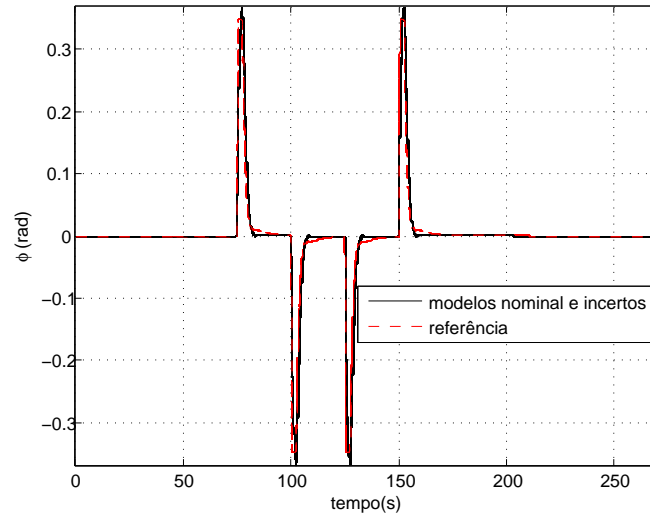


Figura 5.39: Malha ângulo de rolagem (ϕ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

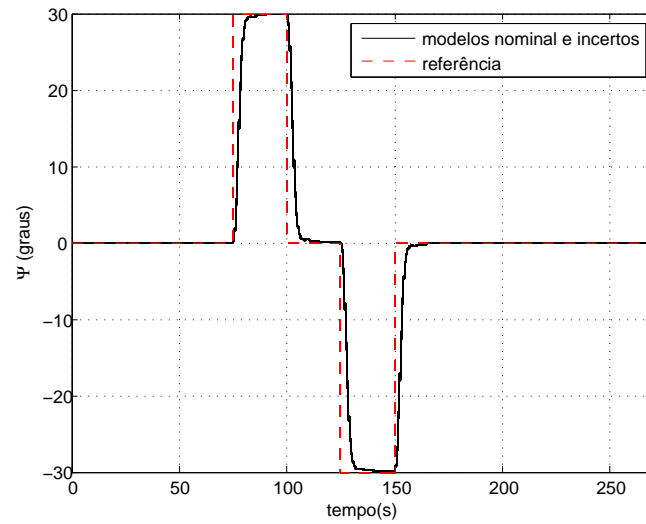


Figura 5.40: Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

Com relação ao desempenho do sistema em malha fechada para o conjunto de controladores PID obtidos, foram observados os seguintes resultados:

- Todas as observações e conclusões apresentadas para o desempenho do sistema em malha fechada considerando o menor índice ISE são aplicáveis ao conjunto de controladores PID obtidos pela escolha do menor índice Δu_k ;
- O conjunto de controladores PID obtidos pelo menor índice Δu_k corresponde a um consumo de energia 37% menor em relação a escolha do conjunto de controladores PID pelo menor índice ISE;
- Um fator importante que determina a qualidade dos resultados é a escolha adequada dos critérios de desempenho para as malhas fechadas do sistema. A definição de critérios muito restritivos causa pequena opção de escolha na curva de Pareto, ou até a impossibilidade do algoritmo encontrar soluções factíveis.

Nas Figuras 5.41 e 5.42 estão os sinais de controle de u_{elev} , u_{thr} , u_{ail} e u_{rud} , respectivamente; sendo estes sinais correspondentes às respostas do sistema em malha fechada apresentadas nas Figuras 5.35, 5.36, 5.38, 5.39 e 5.40.

Nas Figuras 5.43, 5.44, 5.45, 5.46 e 5.47 são mostrados os resultados da simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de perturbações atmosféricas. Os modelos destas perturbações atmosféricas foram apresentados na Seção 3.2. Para avaliar o desempenho das malhas fechadas, com a presença de perturbações atmosféricas, foi utilizada a turbulência considerada como leve (parâmetros $\sigma_u = \sigma_v = \sigma_w = 1,5\text{m/s}$ no modelo de Dryden).

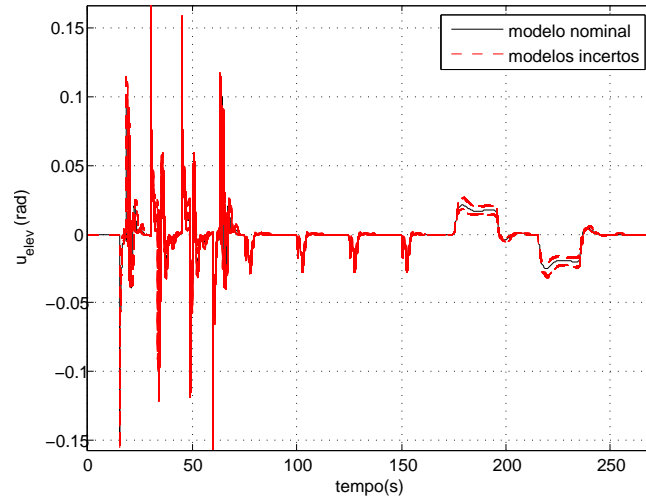
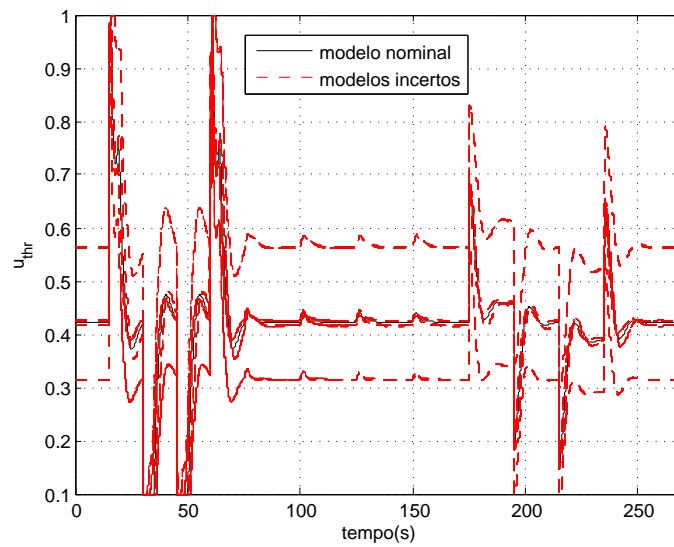
(a) Sinal de controle deflexão no profundor (u_{elev}).(b) Sinal de controle potência no motor (u_{thr}).

Figura 5.41: Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

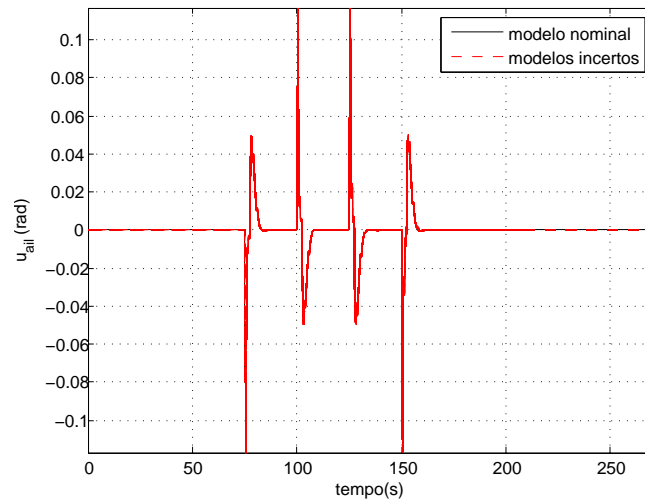
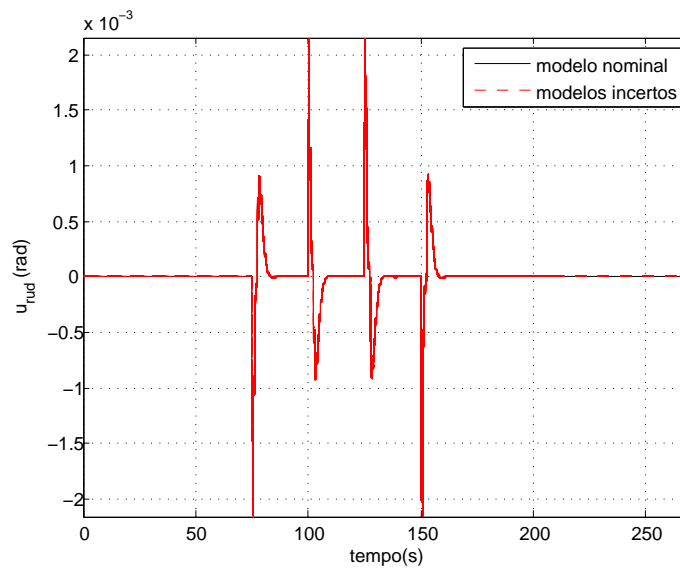
(a) Sinal de controle deflexão no aileron (u_{ail}).(b) Sinal de controle deflexão no leme (u_{rud}).

Figura 5.42: Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para os 128 modelos incertos e nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde - menor índice Δu_k .

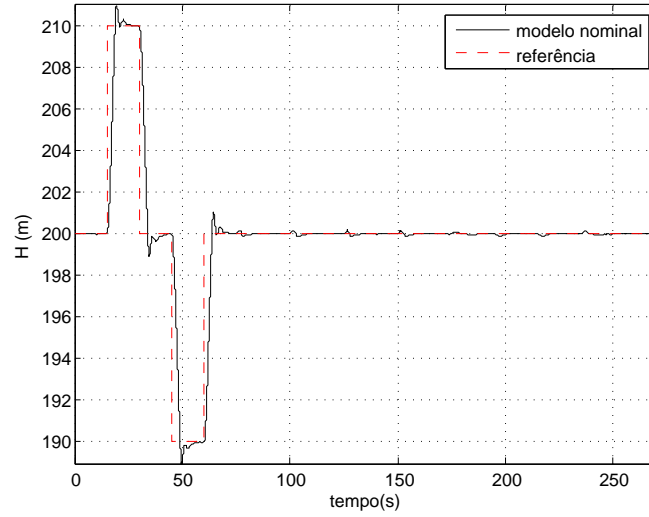


Figura 5.43: Respostas aos degraus realizados na malha de altitude (H) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

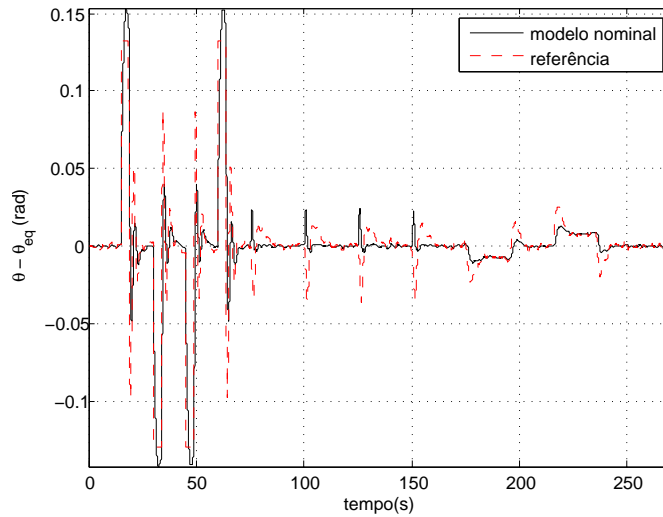


Figura 5.44: Malha ângulo de arfagem (θ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

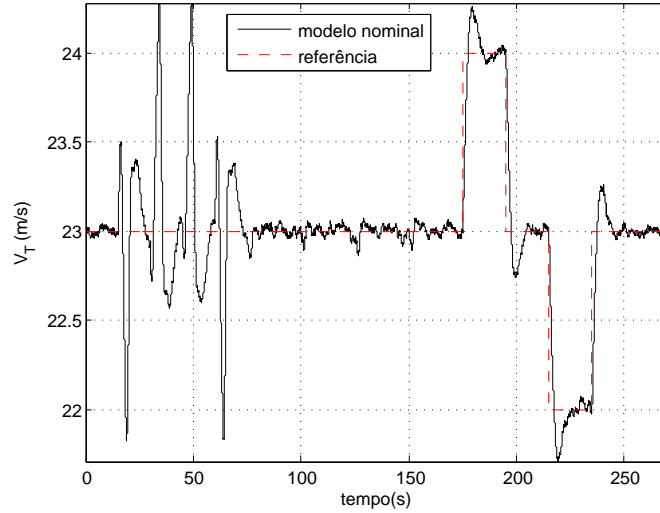


Figura 5.45: Respostas aos degraus realizados na malha de velocidade (V_T) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

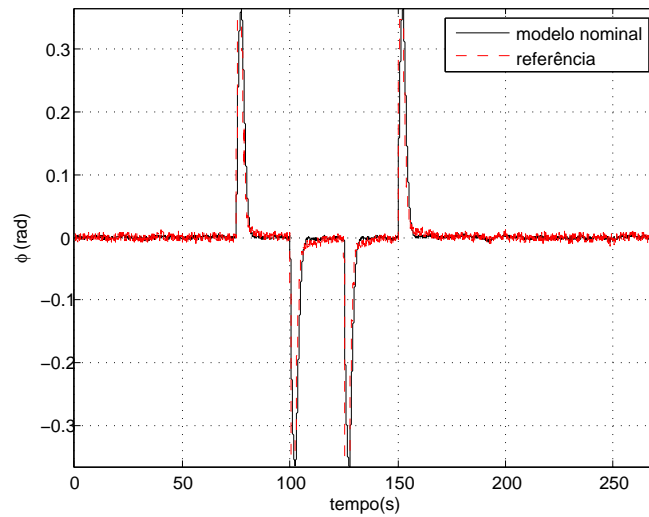


Figura 5.46: Malha ângulo de rolagem (ϕ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

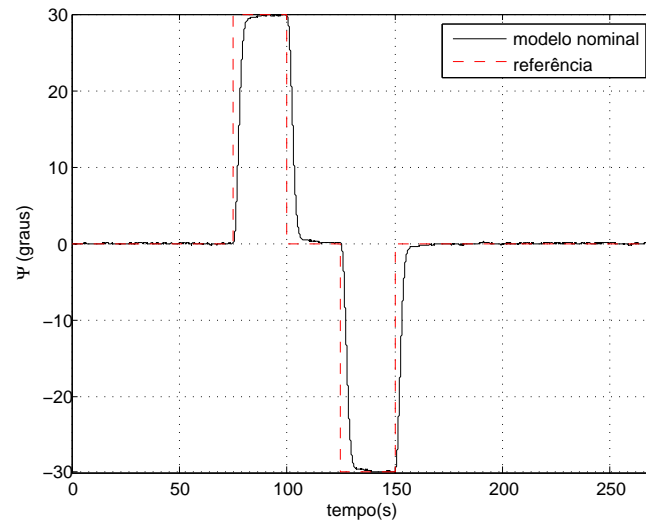


Figura 5.47: Respostas aos degraus realizados na malha de ângulo de curso (Ψ) para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

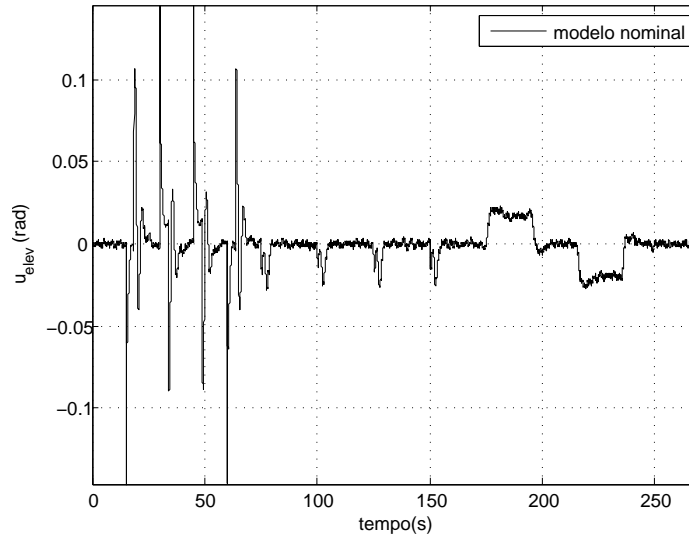
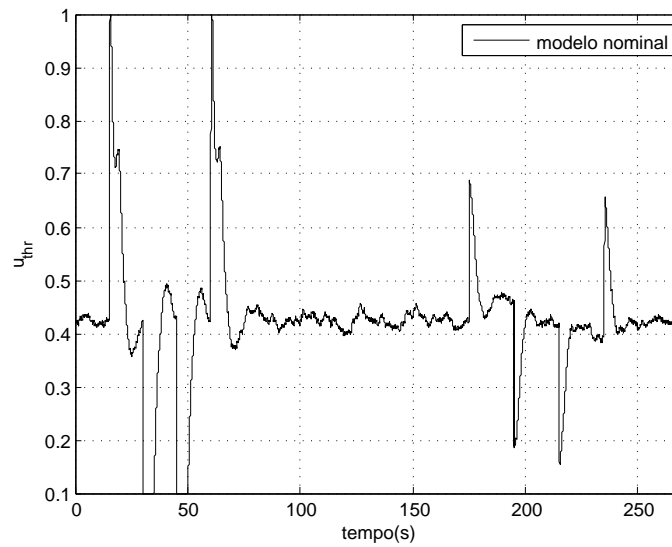
(a) Sinal de controle deflexão no profundor (u_{elev}).(b) Sinal de controle potência no motor (u_{thr}).

Figura 5.48: Ações de controle das variáveis u_{elev} e u_{thr} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

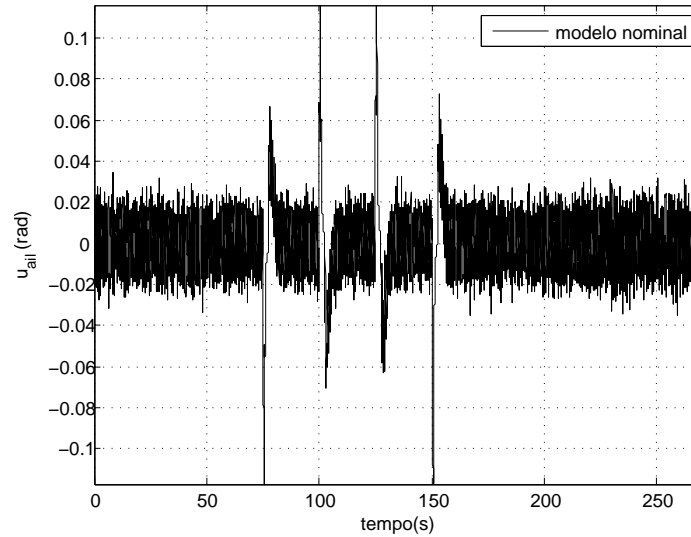
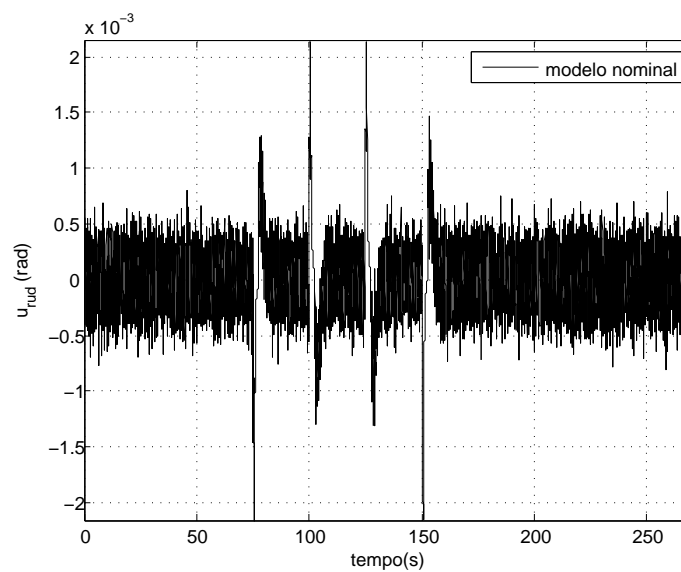
(a) Sinal de controle deflexão no aileron (u_{ail}).(b) Sinal de controle deflexão no leme (u_{rud}).

Figura 5.49: Ações de controle das variáveis u_{ail} e u_{rud} para o modelo nominal em simulação do modelo não-linear da aeronave AeroSonde com a adição de turbulências leves - menor índice Δu_k .

Conclusão e Pesquisas Futuras

6.1 Principais Contribuições do Trabalho

- Um modelo completo de simulação para aeronaves com 6 DOF (dinâmicas longitudinal e látero-direcional). Além da incorporação do modelo de Dryden, de forma a ser possível avaliar o desempenho do sistema na presença de perturbações atmosféricas.
- Uma revisão sobre as técnicas e os trabalhos existentes na área de sintonia de controladores PID multi-malha ou MIMO.
- Um algoritmo de sintonia para controladores PID multi-malha e em cascata para VANTs com garantias formais de robustez para o sistema em malha fechada linearizado localmente. Além disso, o desempenho do sistema em malha fechada é avaliado diretamente no modelo não-linear e as sintonias dos controladores PID para as dinâmicas longitudinal e látero-direcional são realizadas simultaneamente. A princípio, com pequenas modificações, a mesma metodologia poderia ser utilizada em outros sistemas ou processos industriais.
- Discussão e comparação entre duas abordagens para análise da estabilidade robusta linear local: no domínio da frequência via LFT e Valor Singular Estruturado (μ), no domínio do tempo via \mathcal{D} -estabilidade;
- Um ambiente desenvolvido em *software* MATLAB com Interface Gráfica que possui as seguintes funcionalidades: obtenções de modelos lineares nominais e incertos dado o modelo não-linear de aeronaves, análise do sistema linear local da malha aberta do modelo, possibilidade de escolher entre as abordagens no domínio do tempo e frequência para a análise da estabilidade robusta linear local, além da execução da metodologia de sintonia PID proposta nesta dissertação.

6.2 Discussão e Conclusões

Uma metodologia sistemática de sintonia para controladores PID robusta multi-malha para VANTs foi desenvolvida. Através de um modelo de simulação para aeronaves, considerando suas incertezas paramétricas, foi possível garantir estabilidade robusta linear local, e desempenho nominal, para o sistema não-linear em malha fechada.

Foram utilizados dois modelos de VANTs para a validação via simulação da metodologia proposta: AqVS e AeroSonde. Para ambas as aeronaves, foi possível obter o conjunto ótimo de controladores PID em relação às métricas e critérios de desempenhos definidos para cada VANT. Resultados de simulação apresentados indicam que a metodologia desenvolvida é válida.

Com relação a escolha da configuração de controle, para as possíveis configurações PAMV - Profundor Altitude e Motor Velocidade e PVMA - Profundor Velocidade e Motor Altitude, foi possível obter a sintonia dos controladores PID através da metodologia proposta. A escolha adequada da configuração de controle para determinada aeronave deve ser realizada de acordo com os critérios de desempenho desejados e garantias de segurança operacional da mesma.

Com relação a análise da estabilidade robusta linear local, foi realizada a comparação entre as abordagens no domínio da frequência, via LFT e Valor Singular Estruturado (μ), e no domínio do tempo, via \mathcal{D} -estabilidade. Através de testes preliminares realizados com a primeira abordagem, a mesma mostrou-se muito conservadora. Isto é, a restrição de estabilidade robusta é violada para pequenos percentuais de incertezas ou não é possível obter a resposta ótima para o sistema em malha fechada. Devido a estes resultados, foi utilizada a análise de estabilidade no domínio do tempo via \mathcal{D} -estabilidade para os dois modelos de VANTs considerados no Capítulo 5.

Salienta-se que embora a estabilidade regional ou global não tenham sido comprovadas para o sistema não-linear, a estabilidade assintótica linear local garante a estabilidade local do sistema não-linear em torno de seus pontos de equilíbrio.

O algoritmo genético NSGA-II mostrou-se uma ferramenta de otimização adequada para a busca do conjunto ótimo dos ganhos PID. O principal benefício na utilização de um algoritmo de otimização para a avaliação de desempenho do sistema é a possibilidade disto ser realizado de forma automática por meio da direta simulação do modelo não-linear, reduzindo o

número de ensaios em voo. Outras vantagens na utilização de um algoritmo de otimização para a sintonia de controladores são: facilidade de se incorporar ou alterar métricas de desempenho para avaliação do sistema em malha fechada e independência da ferramenta matemática para o projeto de controladores, isto é, possibilidade de comparação entre diferentes abordagens, como foi realizada nesta dissertação.

A principal desvantagem na utilização da metodologia desenvolvida nesta dissertação é o tempo de execução da mesma. Para a aeronave AeroSonde, por exemplo, o tempo total de execução da metodologia para a sintonia dos controladores PID das malhas internas e externas foi $\simeq 14$ horas. Este tempo de execução está diretamente relacionando com a abordagem utilizada para a análise de estabilidade robusta linear local. No domínio da frequência, via LFT e Valor Singular Estruturado (μ), o tempo de execução é constante e independe da quantidade de modelos incertos utilizados. Já no domínio do tempo, via \mathcal{D} -estabilidade, o tempo de execução depende da dimensão da matriz dinâmica de malha fechada, quantidade de modelos incertos considerados e número máximo permitido de partições do politopo quando não satisfeitas as condições suficientes para resolução das LMIs (Gonçalves et al., 2006).

6.3 Propostas para Pesquisas Futuras

O trabalho desenvolvido nesta dissertação teve como principal objetivo a sintonia PID robusta multi-malha para VANTs. Através das análise e resultados obtidos, são propostas algumas possíveis continuações para o trabalho ou outras linhas de pesquisas mais gerais para a teoria de controle de algumas questões que permanecem em aberto. As sugestões estão listadas abaixo:

- Testar os resultados obtidos via simulação, em uma aeronave real através da realização de voos autônomos com a mesma. Uma opção é a utilização do sistema de controle embarcado para VANTs MicroPilot. No Apêndice F, são apresentadas as funções de conversões entre os ganhos PID obtidos via metodologia e as unidades utilizadas pelo sistema MicroPilot;
- Realizar uma comparação rigorosa entre as ferramentas de análise de estabilidade robusta linear local no domínio do tempo, via \mathcal{D} -estabilidade, e no domínio da frequência, via LFT e Valor Singular Estruturado (μ);

-
- Estender a metodologia para a sintonia de controladores PID multi-malha e em cascata com a utilização de ganhos escalonados;
 - Prover uma metodologia que garanta a estabilidade robusta regional ou global para modelos não-lineares;
 - Análise sobre a influência da escolha da sequência de fechamento das malhas de controle nos resultados de sintonia de controladores PID em cascata. Ou, a sintonia de todos os PID de forma unificada, isto é, a sintonia das malhas internas e externas serem realizadas ao mesmo tempo.

Bibliografia

- AeroSonde (2012). Aerosonde Pty Ltd Designs. <http://www.aerosonde.com/>.
- Aguirre, L. A. (2007). *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG, 3rd edition.
- Army, U. S. (2010). "Eyes of the Army- Roadmap for UAS (2010-2035).
- Aström, K. (2001). The future of PID control. *Control Engineering Practice*, 9(11):1163–1175.
- Aström, K. J. (1984). Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5):645–651.
- Aström, K. J. e Hägglund, T. (2004). Revisiting the ziegler-nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, 14(6):635–650.
- Aström, K. J. e Hägglund, T. (2006). *Advanced PID control*. ISA - Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1st edition.
- Austin, R. (2010). *Unmanned Aircraft Systems: UAVs Design, Development and Deployment*. John Wiley & Sons Ltd, 1st edition.
- Balas, G. J., Packard, A. K., e Seiler, P. J. (2009). Uncertain model set calculation from frequency domain data. In: *Van den Hof, P. M. J.; Heuberger, P. S. C.; Scherer, C. W; Selected Topics in Model-Based Control: Bridging Rigorous Theory and Advanced Technology*, Springer-Verlag, páginas 89–106.

- Bao, J., Forbes, J. F., e McLellan, P. J. (1999). Robust multiloop PID controller design: A successive semidefinite programming approach. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 38(9):3407–3419.
- Bateman, F. C., Noura, H., e Ouladsine, M. (2011). Fault diagnosis and fault-tolerant control strategy for the aerosonde uav. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 47(3):2119–2137.
- Bennett, M. (2009). *Development of Technologies for Low-Cost Oceanographic Unmanned Aeronautical Vehicles*. Dissertação de Mestrado, University of Southampton.
- Cambone, S. A., Krieg, K. J., Pace, P., e Wells II, L. (2005). Unmanned aircraft systems roadmap (2005 - 2030).
- Campestrini, L., Carlos, L., Filho, S., e Bazanella, A. S. (2009). Tuning of multivariable decentralized controllers through the ultimate-point method. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 17(6):1270–1281.
- Chao, H., Cao, Y., e Chen, Y. (2007). Autopilots for small fixed-wing unmanned air vehicles: A survey. *International Conference on Mechatronics and Automation*, 46(1):3144–3149.
- Chao, H., Coopmans, C., Di, L., e Chen, Y. (2010). A comparative evaluation of low-cost imus for unmanned autonomous systems. *IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, páginas 211–216.
- Chen, B. e Cheng, Y. (1998). A structure-specified \mathcal{H}_∞ optimal control design for practical applications: A genetic approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 6(6):707–718.
- Chen, B., Cheng, Y., e Lee, C. (1995). A genetic approach to mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimal PID control. *IEEE Control Systems Magazine*, 15(1):51–60.
- Chen, D. e Seborg, D. E. (2003). Design of decentralized PI control systems based on nyquist stability analysis. *Journal of Process Control*, 13(1):27–39.
- Chien, I. L. e Fruehauf, P. (1990). Consider IMC tuning to improve controller performance. *Chemical Engineering Progress*, 86(10):33–41.

- Chong, G. (2005). PID control system analysis, design, and technology. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 13(1):559–576.
- CloudCap (2012). Piccolo autopilot system. <http://www.cloudcaptech.com/>.
- Deb, K. (2001). *Multi-Objective Optimization using Evolutionary Algorithms*. John Wiley and Sons, LTD, 1st edition.
- Deb, K., Pratap, A., Agarwal, S., e Meyarivan, T. (2002). A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6(2):182–197.
- Dorf, R. C. e Bishop, R. H. (2008). *Modern Control Systems*. John Wiley and Sons Ltd, 8th edition.
- Dynamics, U. (2009). User’s guide - aerosim (aeronautical simulation block-set).
- Furtado, V. H., Gimenes, R. A. V., Camargo Junior, J. B., e Almeida Junior, J. R. (2008). Aspectos de segurança na integração de veículos aéreos não tripulados (vant) no espaço aéreo brasileiro. *Sitraer*, 7(1):506–517.
- Garcia-Alvarado, M. A. e López, I. I. R. (2010). A design method for robust and quadratic optimal mimo linear controllers. *Chemical Engineering Science*, 65(1):3431–3438.
- Ge, M., Chiu, M. S., e Wang, Q. C. (2002). Robust PID controller design via LMI approach. *Journal of Process Control*, 12(1):3–13.
- Gertler, J. (2012). U.s. unmanned aerial systems. CRS Report for Congress.
- Gonçalves, E. N. (2006). *Análise e Síntese de Controladores e Filtros Robustos para Sistemas com Domínios Politépicos de Incerteza*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais.
- Gonçalves, E. N., Palhares, R. M., e Takahashi, R. H. C. (2008). A novel approach for $\mathcal{H}_2 / \mathcal{H}_\infty$ robust PID synthesis for uncertain systems. *Journal of Process Control*, 18(1):19–26.
- Gonçalves, E. N., Palhares, R. M., Takahashi, R. H. C., e Mesquita, R. C. (2006). New approach to robust \mathcal{D} -stability analysis polytope-bounded uncertainty. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 51(10):1709–1714.

- Hartman, E. P. and Biermann, D. (1938). The aerodynamic characteristics of full-scale propellers having 2, 3, and 4 blades of Clark Y and R.A.F. 6 airfoil sections. NACA Report N 640.
- Hovd, M. e Skolestad, S. (1994). Sequential design of decentralized controllers. *Automatica*, 30(10):1601–1607.
- Hwang, C. e Hsiao, C. (2002). A new approach to mixed $\mathcal{H}_2 / \mathcal{H}_\infty$ optimal PI/PID controller design. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 41(24):6107–6119.
- Iruthayarajan, M. W. e Baskar, S. (2009). Evolutionary algorithms based design of multivariable PID controller. *Expert Systems with Applications*, 36(5):9159–9167.
- Iscold, P. H. A. O., Pereira, G., e Torres, L. (2010). Development of a hand-launched small UAV for ground reconnaissance. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 46(1):335–348.
- Iscold, P. H. A. O., Utsch, R. L. F. P., e Lima, K. N. (2004). Lei de controle para loop acrobático Ótimo. *Society of Automotive Engineers*.
- Jang Ho, S. e Shu, L. (2004). Osa: Orthogonal simulated annealing algorithm and its application to designing mixed \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞ optimal controllers. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part A: Systems and Humans*, 34(5):588–600.
- Klein, V. e Morelli, E. A. (2006). *Aircraft System Identification: Theory And Practice*. American Institute of Aeronautics & Astronautics, 1st edition.
- Kurnaz, S., Cetin, O., e Kaynak, O. (2009). Fuzzy logic based approach to design flight control and navigation tasks for autonomous unmanned aerial vehicles. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 54(1):229–244.
- Kwakernaak, H. (1985). Minimax frequency domain performance and robustness optimization of linear feedback systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-30(10):994–1004.
- López, I. I. R., Rodríguez-Jimenes, G., e Garcia-Alvarado, M. A. (2006). Robust MIMO PID controllers tuning based on complex / real ratio of the characteristic matrix eigenvalues. *Chemical Engineering Science*, 61(1):4332–4340.

- Mccormack, A. S. e Godfrey, K. R. (1998). Rule-based autotuning based on frequency domain identification. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 6(1):43–61.
- McLean, D. (1990). *Automatic Flight Control Systems*. Prentice Hall, 1st edition.
- MicroPilot (2012). Micropilot miniature UAV autopilot. <http://www.micropilot.com/>.
- MIL-F-8785C, U. M. S. (1980). Flying qualities of piloted vehicles.
- Paw, Y. C. e Balas, G. J. (2011). Development and application of an integrated framework for small uav flight control development. *Mechatronics*, 21(5):789–802.
- Peaucelle, D., Arzelier, D., Bachelier, O., e Bernussou, J. (2000). A new robust \mathcal{D} -stability condition for real convex polytopic uncertainty. *Systems & Control Letters*, 40(1):21–30.
- Procerus (2012). Kestrel autopilot. <http://www.procerusuav.com/>.
- Santosor, F., Liu, M., e Egan, G. (2008). Root locus based autopilot PIDs parameters tuning for a flying wing unmanned aerial vehicle. *ITB Journal of Engineering Science*, 40(1):14–39.
- Seborg, D. E., Edgar, T. F., e Mellichamp, D. A. (1989). *Process Dynamics and Control*. Wiley, 1st edition.
- Skogestad, S. e Postlethwaite, I. (2007). *Multivariable Feedback Control*. John Wiley and Sons Ltd, 2nd edition.
- Slotine, J.-J. e Li, W. (1991). *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1st edition.
- Stevens, B. L. e Lewis, F. L. (2003). *Aircraft Control and Simulation*. John Wiley & Sons, 2nd edition.
- Stewart, J. (2002). *Calculus*. Brooks Cole, 5th edition.
- Takahashi, R. H. C. (2007). *Otimização Escalar e Vetorial*. Departamento de Matemática da Universidade Federal de Minas Gerais - Notas de Aula, 1st edition.

- Takahashi, R. H. C., Saldanha, R. R., Dias-filho, W., e Ramírez, J. A. (2003). A new constrained ellipsoidal algorithm for nonlinear optimization with equality constraints. *IEEE Transactions on Magnetics*, 39(3):1289–1292.
- Tan, W., Chen, T., e Marquez, H. J. (2002). Robust controllers design and PID tuning for multivariable process. *Asian Journal of Control*, 4(4):439–451.
- Thums, G. D., Torres, L. A. B., e Palhares, R. M. (2012). Metodologia de sintonia PID multi-malha para veículos aéreos não tripulados: Dinâmica longitudinal. *XIX Congresso Brasileiro de Automática - Campina Grande/PB*.
- Toscano, R. e Lyonnet, P. (2009). Robust PID controller tuning based on the heuristic kalman algorithm. *Automatica*, 45(1):2099–2106.
- Valavanis, K. P. (2007). *Advances in Unmanned Aerial Vehicles: State of the Art and the Road to Autonomy*. Springer, 1st edition.
- Vu, T. N. L. e Lee, M. (2010). Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes. *Journal of Process Control*, 20(8):922–933.
- Wang, Q. C., Lin, C., Ye, Z., Wen, G., He, Y., e Hang, C. (2007). A quasi-LMI approach to computing stabilizing parameter ranges of multi-loop PID controllers. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 17(1):59–72.
- Wang, Q. G. (1997). Auto-tuning of multivariable PID controllers from decentralized relay feedback. *Automatica*, 33(3):319–330.
- Wang, Q. G., Ye, Z., Cai, W. J., e Hang, C. C. (2008). *PID Control for Multivariable Processes*. Springer, 1st edition.
- Young, H. D. e Freedman, R. A. (2003). *Física I - Mecânica*. Person - Addison Wesley, 10th edition.
- Yu, C. C. (2006). *Autotuning of PID Controllers - A Relay FeedBack Approach*. Springer, 2nd edition.

- Yu, C. C. e Luyben, W. L. (1986). Design of multiloop SISO controllers in multivariable processes. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, 25(1):498–503.
- Zamani, M., Sadati, N., e Ghartemani M., K. (2009). Design of an \mathcal{H}_∞ PID controller using particle swarm optimization. *International Journal of Control and Automation*, 7(2):273–280.
- Zhao, S.-Z., Willjuice Iruthayarajan, M., Baskar, S., e Suganthan, P. (2011). Multi-objective robust PID controller tuning using two lbests multi-objective particle swarm optimization. *Information Sciences*, 181(1):3323–3335.
- Zhou, K., Doyle, J. C., e Glover, K. (1995). *Robust and Optimal Control*. Prentice Hall, 1st edition.
- Zhuang, M. e Atherton, D. P. (1993). Automatic tuning of optimum PID controllers. *IEE Proceedings-D*, 140(3):216–224.
- Ziegler, B. J. G. e Nichols, N. B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the A.S.M.E*, 64(1):759–768.

Equações Adicionais para Aeronaves com Empenagem Horizontal

A Empenagem horizontal, apesar de possuir área bem menor da que a asa, gera uma força de sustentação que influencia na dinâmica de voo. A força de sustentação na empenagem horizontal é dada por (Iscolt et al., 2004):

$$F_{EH} = \frac{1}{2} V_{T_{tail}}^2 \rho S_h C_{LEH}, \quad (A.1)$$

em que o coeficiente aerodinâmico C_{LEH} é dado por:

$$C_{LEH} = C_{LEH_{\alpha_T}} + C_{LEH_{w_{elev}}}. \quad (A.2)$$

A velocidade resultante na empenagem horizontal $V_{T_{tail}}$ é determinada pela seguinte equação:

$$V_{T_{tail}} = \sqrt{U^2 + W_{tail}^2}. \quad (A.3)$$

O termo U refere-se a velocidade de translação no eixo X; e, o termo W_{tail} refere-se a velocidade de translação W no eixo Z modificada de acordo com a seguinte equação:

$$W_{tail} = W + Qx_T - \alpha \frac{d\epsilon}{d\alpha} V_T, \quad (A.4)$$

em que x_T é a distância entre o c.g. e a empenagem horizontal; e, o termo $\alpha \frac{d\epsilon}{d\alpha} V_T$ representa o efeito de *downwash* (Iscolt et al., 2004).

O vetor força resultante na empenagem horizontal é dado por: $\vec{F}_{tail_W} = [0 \ 0 \ -F_{EH}]^T$, sendo que este vetor está representado no eixo dos ventos. A transformação do vetor para o referencial do corpo é obtida através da

seguinte matriz de rotação:

$$R_{\alpha_T} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_T & 0 & -\sin \alpha_T \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \alpha_T & 0 & \cos \alpha_T \end{bmatrix}, \quad (\text{A.5})$$

em que o ângulo de ataque α_T na empenagem é dado por:

$$\alpha_T = \arctan\left(\frac{W_{tail}}{U}\right). \quad (\text{A.6})$$

Desta forma, as forças que atuam na empenagem horizontal representadas no referencial ABC são dada por:

$$\vec{F}_{tail} = R_{\alpha_T} \vec{F}_{tailW}, \quad (\text{A.7})$$

em que \vec{F}_{tail} é um vetor $\in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ composto pelos termos: X_T (que deve ser somado aos termos X_A e X_M na equação (3.15)), Y_T (que deve ser somado aos termos Y_A e Y_M na equação (3.16)) e Z_T (que deve ser somado aos termos Z_A e Z_M na equação (3.17)).

Deve-se adicionar o momento gerado pela força na empenagem horizontal na equação (3.28). Este momento é dado por:

$$M_{tail} = (\vec{r}_{tail} - \vec{r}_{cg}) \times \vec{F}_{tail}, \quad (\text{A.8})$$

em que $\vec{r}_{tail} \rightarrow$ vetor com as coordenadas onde são aplicadas as forças aerodinâmicas na empenagem horizontal.

Composição das Matrizes dos Controladores PID Multi-malha

Neste apêndice estão descritas as composições das matrizes que formam as representações em espaço de estados dos controladores PID multi-malha das malhas internas (equação (4.7)) e das malhas externas (equação (4.10)). A seguir, estão representadas as matrizes dos controladores de acordo com as configurações de controle PAMV e PVMA.

B.1 Configuração de Controle PAMV

As matrizes $A_{c_{int}}$, $B_{c_{int}}$, $C_{c_{int}}$ e $D_{c_{int}}$ são dadas por:

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{c_{int}} & B_{c_{int}} \\ \hline C_{c_{int}} & D_{c_{int}} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccc|cccc} A_{c\theta} & 0_{2x2} & 0_{2x2} & 0_{2x1} & B_{c\theta} & 0_{2x1} & 0_{2x1} & 0_{2x1} \\ 0_{2x2} & A_{c\phi} & 0_{2x2} & 0_{2x1} & 0_{2x1} & B_{c\phi} & 0_{2x1} & 0_{2x1} \\ 0_{2x2} & 0_{2x2} & A_{cY} & 0_{2x1} & 0_{2x1} & 0_{2x1} & B_{cY} & 0_{2x1} \\ 0_{1x2} & 0_{1x2} & 0_{1x2} & A_{cV_T} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & B_{cV_T} \\ \hline C_{c\theta} & 0_{1x2} & 0_{1x2} & 0_{1x1} & D_{c\theta} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & 0_{1x1} \\ 0_{1x2} & C_{c\phi} & 0_{1x2} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & D_{c\phi} & 0_{1x1} & 0_{1x1} \\ 0_{1x2} & K_R C_{c\phi} & C_{cY} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & K_R D_{c\phi} & D_{cY} & 0_{1x1} \\ 0_{1x2} & 0_{1x2} & 0_{1x2} & C_{cV_T} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & 0_{1x1} & D_{cV_T} \end{array} \right], \quad (\text{B.1})$$

sendo que as matrizes $A_{c\theta}$, $B_{c\theta}$, $C_{c\theta}$, $D_{c\theta}$ compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha θ ; as matrizes $A_{c\phi}$, $B_{c\phi}$, $C_{c\phi}$, $D_{c\phi}$ compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha ϕ ; as matrizes A_{cY} , B_{cY} , C_{cY} , D_{cY} compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha y_{acc} ; as matrizes A_{cV_T} , B_{cV_T} ,

C_{cV_T} , D_{cV_T} compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PI da malha V_T .

As matrizes $A_{c_{ext}}$, $B_{c_{ext}}$, $C_{c_{ext}}$ e $D_{c_{ext}}$ são dadas por:

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{c_{ext}} & B_{c_{ext}} \\ \hline C_{c_{ext}} & D_{c_{ext}} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|cc} A_{cH} & 0_{2 \times 1} & B_{cH} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_{c\Psi} & 0_{1 \times 1} & B_{c\Psi} \\ \hline C_{cH} & 0_{1 \times 1} & D_{cH} & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & C_{c\Psi} & 0_{1 \times 2} & D_{c\Psi} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 1} & K_T & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & K_E C_{c\Psi} & 0_{1 \times 1} & K_E D_{c\Psi} \end{array} \right], \quad (\text{B.2})$$

sendo que as matrizes $A_{c\Psi}$, $B_{c\Psi}$, $C_{c\Psi}$, $D_{c\Psi}$ compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha Ψ ; as matrizes A_{cH} , B_{cH} , C_{cH} , D_{cH} compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha H .

Conforme apresentado na Figura 4.1, o ganho de ação direta K_E possui como entrada o módulo do valor de ϕ_{ref} . Desta forma, não é possível avaliar a estabilidade linear local do sistema com a inclusão do ganho K_E . Porém, considerando que para qualquer ponto de equilíbrio obtido para voo nivelado tem-se que $\phi = 0$ ou $\phi_{ref} = 0$, considerou-se, como aproximação, que $K_E = 0$ na análise de estabilidade local.

B.2 Configuração de Controle PVMA

As matrizes $A_{c_{int}}$, $B_{c_{int}}$, $C_{c_{int}}$ e $D_{c_{int}}$ são dadas por:

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{c_{int}} & B_{c_{int}} \\ \hline C_{c_{int}} & D_{c_{int}} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccc|cccc} A_{c\theta} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} & B_{c\theta} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 2} & A_{c\phi} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} & B_{c\phi} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & A_{cY} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} & B_{cY} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & A_{cH} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & B_{cH} \\ \hline C_{c\theta} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 1} & D_{c\theta} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & C_{c\phi} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & D_{c\phi} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & K_R C_{c\phi} & C_{cY} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & K_R D_{c\phi} & D_{cY} & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & C_{cH} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & D_{cH} \end{array} \right], \quad (\text{B.3})$$

sendo que as matrizes $A_{c\theta}$, $B_{c\theta}$, $C_{c\theta}$, $D_{c\theta}$ compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha θ ; as matrizes $A_{c\phi}$, $B_{c\phi}$, $C_{c\phi}$, $D_{c\phi}$ compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha ϕ ; as matrizes A_{cY} , B_{cY} , C_{cY} , D_{cY} compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha y_{acc} ; as matrizes A_{cH} , B_{cH} , C_{cH} , D_{cH} compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PI da malha H .

As matrizes $A_{c_{ext}}$, $B_{c_{ext}}$, $C_{c_{ext}}$ e $D_{c_{ext}}$ são dadas por:

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{c_{ext}} & B_{c_{ext}} \\ \hline C_{c_{ext}} & D_{c_{ext}} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|cc} A_{cV_T} & 0_{2 \times 1} & B_{cV_T} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_{c\Psi} & 0_{1 \times 1} & B_{c\Psi} \\ \hline C_{cV_T} & 0_{1 \times 1} & D_{cV_T} & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & C_{c\Psi} & 0_{1 \times 2} & D_{c\Psi} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & K_E C_{c\Psi} & 0_{1 \times 1} & K_E D_{c\Psi} \end{array} \right], \quad (\text{B.4})$$

sendo que as matrizes $A_{c\Psi}$, $B_{c\Psi}$, $C_{c\Psi}$, $D_{c\Psi}$ compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha Ψ ; as matrizes A_{cV_T} , B_{cV_T} , C_{cV_T} , D_{cV_T} compõem a representação em Espaço de Estados do controlador PID da malha V_T .

Conforme apresentado na Figura 4.2, o ganho de ação direta K_E possui

como entrada o módulo do valor de ϕ_{ref} . Desta forma, não é possível avaliar a estabilidade linear local do sistema com a inclusão do ganho K_E . Porém, considerando que para qualquer ponto de equilíbrio obtido para voo nivelado tem-se que $\phi = 0$ ou $\phi_{ref} = 0$, considerou-se, como aproximação, que $K_E = 0$ na análise de estabilidade local.

Aeronave AqVS

C.1 Parâmetros do Modelo

O modelo da aeronave AqVS possui as equações adicionais para aeronaves com empenagem horizontal descritas no apêndice A. Os parâmetros do modelo que serão descritos nesta Seção são apenas para a dinâmica longitudinal da aeronave.

Tabela C.1: *Parâmetros Geométricos - AqVS.*

$S_w = 0,6080$	área da asa em m^2
$S_h = 0,0911$	área da cauda em m^2
$b = 2,540$	envergadura da asa em m
$\bar{c} = 0,239$	corda média em m
$\frac{d\epsilon}{d\alpha} = 0,4280$	efeito <i>downwash</i>
$\vec{r}_{cg} = [0,106 \ 0 \ 0]$	posição do centro de gravidade em m
$\vec{r}_{aero} = [0,0 \ 0 \ 0]$	posição do centro aerodinâmico em m
$\vec{r}_{motor} = [0,0 \ 0 \ 0]$	posição do motor m
$\vec{r}_{tail} = [0,754 \ 0 \ 0]$	posição da cauda m

Tabela C.2: *Massa e componentes da matriz de inércia - AqVS.*

$m = 2,358$	massa total da aeronave em Kg
$J_x = 1,0$	componente X em Kgm^2
$J_y = 0,6391$	componente Y em Kgm^2
$J_z = 1,0$	componente Z em Kgm^2
$J_{xz} = 0,0$	componente XZ em Kgm^2

Tabela C.3: *Limites dos Atuadores - AqVS.*

	mínimo	máximo
u_{thr}	0	1
u_{elev}	-0,3491	0,3491

Tabela C.4: *Erros máximos das variáveis de controle - AqVS.*

H	20 m
θ	0,1745 rad
V_T	4 m/s

Tabela C.5: *Coefficientes Aerodinâmicos - AqVS.*

$C_{D_0} = 0,0$	$C_{L_0} = 0,44$
$C_{LEH_{\alpha_T}} = 3,78$	$C_{LEH_{u_{elev}}} = 2,68$
$C_{m_0} = -0,19$	

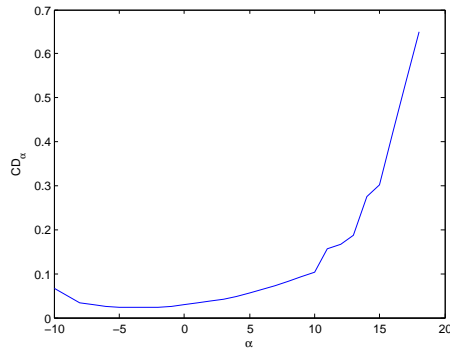
Tabela C.6: *Taxas Máximas de Variação das Variáveis (por segundo) - AqVS.*

superfícies de controle	1,042
u_{thr}	1,0
θ	1,0

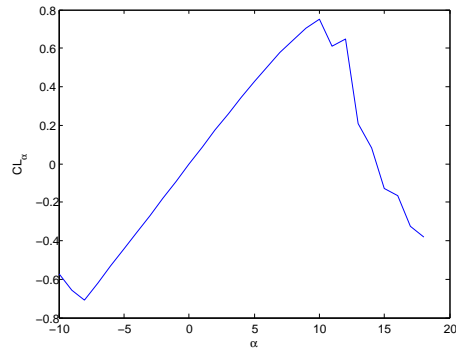
Tabela C.7: *Limites das Variáveis de Controle - AqVS.*

	mínimo	máximo
θ	-0,1745	0,1745
ϕ	-	-

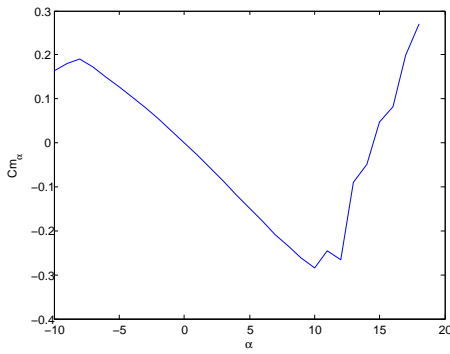
A Saturação da ação integral é de 80% em relação a saída máxima de cada variável de controle.



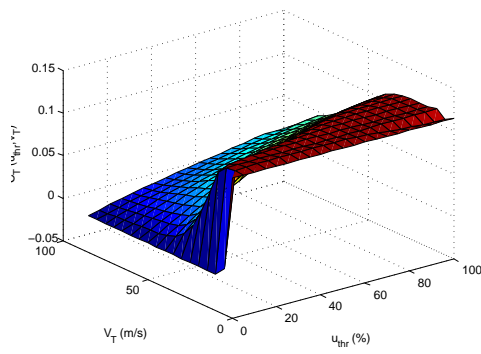
(a) $C_{D\alpha}$.



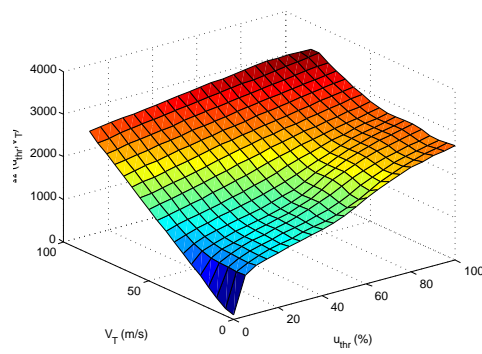
(b) $C_{L\alpha}$.



(c) $C_{m\alpha}$.



(d) $C_T(u_{thr}, V_T)$.



(e) $\Omega(u_{thr}, V_T)$.

Figura C.1: Tabelas Aerodinâmicas - AqVS.

C.2 Modelo Nominal Linearizado

$$x_{eq} = [0,0 \ 0,0 \ 750,0 \ 0,0 \ -0,0346 \ 0,0 \ 15,99 \ 0,0 \ -0,5538 \ 0,0 \ 0,0 \ 0,0]^T.$$

$$u_{eq} = [0,0218 \ 0,0 \ 0,0 \ 0,3487]^T.$$

$$y_{eq} = [750,0 \ 0,0424 \ 0,0 \ 0,0 \ 0,0 \ 16,0]^T.$$

As matrizes que descrevem a representação em espaço de estados do sistema estão descritas abaixo. Excluiu-se os estados p_N , p_E , ϕ , ψ , V , P e R .

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0,0 & 16,0 & -0,0346 & -0,999 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 1,0 \\ 0,000033 & -9,80 & -0,1655 & -0,105 & 0,487 \\ 0,000957 & 0,339 & -1,726 & -14,07 & 13,23 \\ 0,0 & 0,0 & -0,15 & -3,458 & -6,588 \end{bmatrix}, B_0 = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 \\ -0,822 & 1,735 \\ -41,5 & 0,192 \\ -99,23 & 0,459 \end{bmatrix},$$

$$C_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,999 & -0,0346 & 0 \end{bmatrix}, D_0 = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 \end{bmatrix}.$$

O Autovalores da matriz dinâmica de malha aberta nominal (A_0) são dados por: $-0,0001627$, $-10,36 + 5,664i$, $-10,36 - 5,664i$, $-0,04897 + 0,52i$ e $-0,04897 - 0,52i$.

Aeronave AeroSonde

D.1 Parâmetros do Modelo

Tabela D.1: *Parâmetros Geométricos - AeroSonde.*

$S_w = 0,55$	área da asa em m^2
$b = 2,8956$	envergadura da asa em m
$\bar{c} = 0,19$	corda média em m
$\vec{r}_{cg} = [0,156 \ 0 \ 0]$	posição do centro de gravidade em m
$\vec{r}_{aero} = [0,1425 \ 0 \ 0]$	posição do centro aerodinâmico em m
$\vec{r}_{motor} = [0,23 \ 0 \ 0]$	posição do motor m

Tabela D.2: *Massa e componentes da matriz de inércia - AeroSonde.*

$m = 8,5$	massa total da aeronave em Kg
$J_x = 0,7795$	componente X em Kgm^2
$J_y = 1,122$	componente Y em Kgm^2
$J_z = 1,752$	componente Z em Kgm^2
$J_{xz} = -0,1211$	componente XZ em Kgm^2

Tabela D.3: *Limites dos Atuadores - AeroSonde.*

	mínimo	máximo
u_{thr}	0,1	1
u_{elev}	-0,2618	0,2618
u_{ail}	-0,3491	0,3491
u_{rud}	-0,3491	0,3491

Tabela D.4: *Erros máximos das variáveis de controle - AeroSonde.*

H	20 m
θ	0,1745 rad
ϕ	0,3491 rad
Ψ	30°
y_{acc}	10 m/s ²
V_T	4 m/s

Tabela D.5: *Coefficientes Aerodinâmicos - AeroSonde.*

$C_{D_0} = 0,0434$	$C_{l_\beta} = -0,13$
$C_{D_\alpha} = -$	$C_{l_{u_{ail}}} = -0,1695$
$C_{D_{u_{elev}}} = 0,0135$	$C_{l_{u_{rud}}} = 0,0024$
$C_{D_{u_{ail}}} = 0,0302$	$C_{l_P} = -0,5051$
$C_{D_{u_{rud}}} = 0,0303$	$C_{l_R} = 0,2519$
$C_{Y_\beta} = -0,83$	$C_{m_0} = 0,135$
$C_{Y_{u_{ail}}} = -0,075$	$C_{m_\alpha} = -2,7397$
$C_{Y_{u_{rud}}} = 0,1914$	$C_{m_{u_{elev}}} = -0,9918$
$C_{Y_P} = 0,0$	$C_{m_{\dot{\alpha}}} = -10,3796$
$C_{Y_R} = 0,0$	$C_{m_Q} = -38,2067$
$C_{L_0} = 0,23$	$C_{n_\beta} = 0,0726$
$C_{L_\alpha} = 5,6106$	$C_{n_{u_{ail}}} = 0,0108$
$C_{L_{u_{elev}}} = 0,13$	$C_{n_{u_{rud}}} = -0,0693$
$C_{L_{\dot{\alpha}}} = 1,9724$	$C_{n_P} = -0,069$
$C_{Y_Q} = 7,9543$	$C_{n_R} = -0,0946$

Tabela D.6: *Taxas Máximas de Variação das Variáveis (por segundo) - AeroSonde.*

superfícies de controle	1,042
u_{thr}	1,0
θ	1,0
ϕ	0,5236

Tabela D.7: *Limites das Variáveis de Controle - AeroSonde.*

	mínimo	máximo
θ	-0,1745	0,1745
ϕ	-0,3491	0,3491

A força de tração da aeronave foi simplificada em relação a equação (3.37), sendo dada por:

$$F_T = F_{T_{max}} u_{thr},$$

em que $F_{T_{max}}$ é a força de tração máxima com o valor de 19 N.

A Saturação da ação integral é de 80% em relação a saída máxima de cada variável de controle.

D.2 Modelo Nominal Linearizado

$$x_{eq} = [0,0 \ 0,0 \ 200,0 \ 0,0 \ 0,0424 \ 0,0 \ 22,98 \ 0,0 \ 0,98 \ 0,0 \ 0,0 \ 0,0]^T.$$

$$u_{eq} = [0,0531 \ 0,0 \ 0,0 \ 0,4216]^T.$$

$$y_{eq} = [200,0 \ 0,0424 \ 0,0 \ 0,0 \ 0,0 \ 23,0]^T.$$

As matrizes que descrevem a representação em espaço de estados do sistema estão descritas abaixo. Excluiu-se os estados p_N e p_E .

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 & 23,0 & 0,0 & 0,042 & 0,0 & -0,999 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 1,0 & 0,0 & 0,042 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 1,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 1,001 \\ 0,0 & 0,0 & -9,8 & 0,0 & -0,067 & 0,0 & 0,568 & 0,0 & -0,956 & 0,0 \\ 0,0 & 9,8 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & -0,783 & 0,0 & 0,975 & 0,0 & -22,98 \\ 0,0 & 0,0 & -0,42 & 0,0 & -0,638 & 0,0 & -5,07 & 0,0 & 22,3 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & -3,575 & 0,0 & -21,07 & 0,0 & 10,14 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,128 & 0,0 & -3,007 & 0,0 & -4,6 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,614 & 0,0 & -2,71 & 0,0 & -1,02 \end{bmatrix},$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ -0,20 & 0,0 & 0,0 & 2,24 \\ 0,0 & -1,54 & 3,94 & 0,0 \\ -2,68 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & -110,79 & -1,53 & 0,0 \\ -29,08 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & -4,64 & -19,87 & 0,0 \end{bmatrix},$$

$$C_0 = \begin{bmatrix} 1,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 1,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 1,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & -2,43 & 0,0 & 57,30 & 0,0 & 2,49 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 1,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,999 & 0,0 & 0,042 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \end{bmatrix},$$

$$D_0 = \begin{bmatrix} 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \end{bmatrix}.$$

O Autovalores da matriz dinâmica longitudinal de malha aberta nominal são dados por: $0,0$, $-4,836+8,2i$, $-4,836-8,2i$, $-0,0339+0,5256i$ e $-0,0339-0,5256i$.

O Autovalores da matriz dinâmica látero-direcional de malha aberta nominal são dados por: $-20,17$, $-1,38+5,255i$, $-1,38 - 5,255i$, $0,058$.

Avaliações do Conservadorismo na Análise de Estabilidade no Domínio da Frequência

Neste apêndice serão apresentadas as limitações na utilização da análise de estabilidade robusta linear local no domínio da frequência via LFT e μ para o modelo da aeronave AqVS; e o conservadorismo das soluções encontradas para o modelo da aeronave AeroSonde.

E.1 Aeronave AqVS

Para a avaliação da estabilidade robusta no domínio da frequência foram consideradas que as incertezas paramétricas descritas na tabela 5.1 possuem como valores percentuais de apenas 1%. Para o modelo longitudinal da aeronave AeroSonde, a Função de Ponderação W_T é dada por:

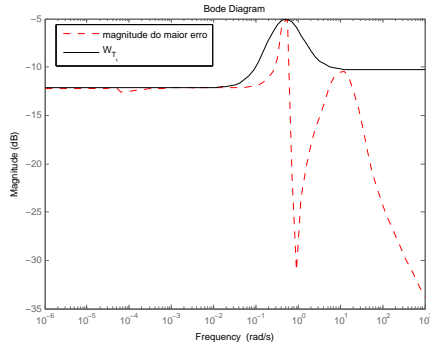
$$W_T = \begin{bmatrix} W_{T_1} & 0 \\ 0 & W_{T_2} \end{bmatrix}.$$

Após a execução do procedimento de LMIs dado pela equação (2.9), foram obtidas os seguintes filtros de 2^o ordem que compõem a matriz W_T :

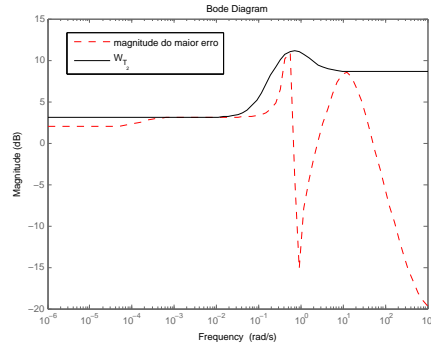
$$W_{T_1} = \frac{0,25s^2 + 0,47s + 0,048}{0,81s^2 + 0,84s + 0,20}, \quad W_{T_2} = \frac{1,43s^2 + 2,60s + 0,25}{0,53s^2 + 0,73s + 0,18}.$$

Na Figura E.1 são mostrados os piores casos de erro das magnitudes entre os modelos incertos e nominal para cada frequência avaliada dentro de uma faixa e os filtros de 2^o ordem projetados para englobar estes erros.

Para que condição de estabilidade robusta dada pela equação (2.17) seja obtida, é necessário que, pelo menos, o ganho em estado estacionário de W_{T_1}



(a) Função de Ponderação W_{T_1} .



(b) Função de Ponderação W_{T_2} .

Figura E.1: *Elementos que compõem a Função de Ponderação W_T para a aeronave AqVS.*

e W_{T_2} sejam menores do que 1. O que não ocorre com o filtro de 2º ordem obtido para W_{T_2} . Isto porque, se o sistema está bem controlado $T(s) \simeq I$. Desta forma, não é possível obter um controlador que satisfaça a condição dada pela equação (2.17):

$$\mu_{\Delta_I}(W_T(s)T(s)) < 1, \forall w.$$

E.2 Aeronave Aerosonde

Para a avaliação da estabilidade robusta no domínio da frequência foram consideradas as incertezas paramétricas descritas na tabela 5.5. Para o modelo da aeronave AeroSonde, a Função de Ponderação W_T é dada por:

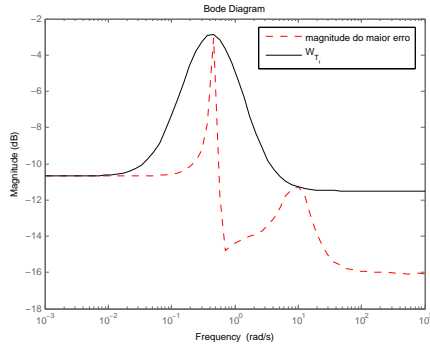
$$W_T = \begin{bmatrix} W_{T_1} & 0 & 0 \\ 0 & W_{T_2} & 0 \\ 0 & 0 & W_{T_3} \end{bmatrix}.$$

Após a execução do procedimento de LMIs dado pela equação (2.9), foram obtidas os seguintes filtros de 2^o ordem que compõem a matriz W_T :

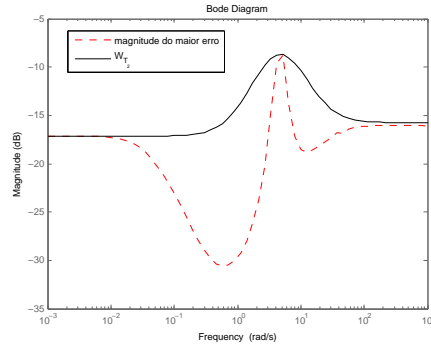
$$W_{T_1} = \frac{0,29s^2 + 1,36s + 0,13}{1,14s^2 + 1,90s + 0,44}, \quad W_{T_2} = \frac{0,14s^2 + 4,40s + 4,61}{0,85s^2 + 11,56s + 33,17},$$

$$W_{T_3} = \frac{0,29s^2 + 1,32s + 0,11}{1,61s^2 + 1,55s + 0,36}.$$

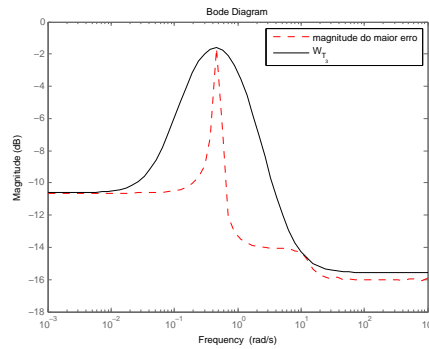
Na Figura E.2 são mostrados os piores casos de erro das magnitudes entre os modelos incertos e nominal para cada frequência avaliada dentro de uma faixa e os filtros de 2^o ordem projetados para englobar estes erros.



(a) Função de Ponderação W_{T_1} .



(b) Função de Ponderação W_{T_2} .



(c) Função de Ponderação W_{T_3} .

Figura E.2: *Elementos que compõem a Função de Ponderação W_T para a aeronave AeroSonde.*

Com a obtenção da Função de Ponderação W_T , foi executado o procedimento de sintonia para as malhas internas da aeronave AeroSonde. Na Figura E.3 está mostrada a comparação entre as curvas de Pareto geradas via análise de estabilidade robusta no domínio da frequência e no tempo. Nota-se que todas as soluções encontradas utilizando a abordagem no domínio da frequência são dominadas pelas soluções encontradas utilizando a abordagem no domínio do tempo.

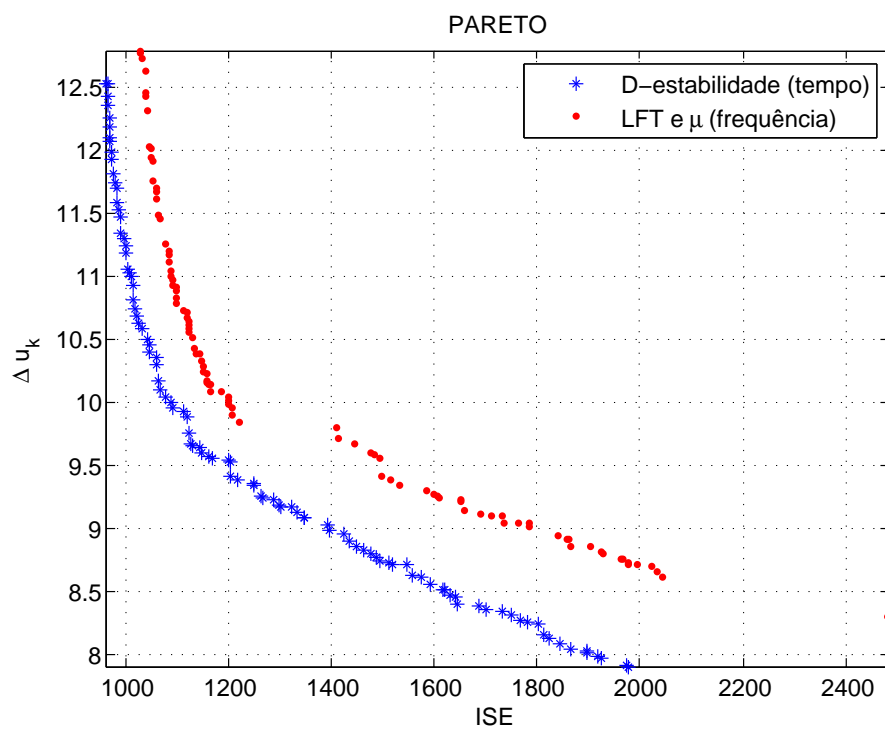


Figura E.3: Comparação entre as curvas de Pareto geradas via diferentes abordagens de análise da estabilidade robusta do sistema.

Conversão dos Parâmetros PID para as Unidades do Sistema MicroPilot

O sistema MicroPilot trabalha com unidades diferentes das adotadas pelo Sistema Internacional de Medidas nas malhas de controle. Abaixo, estão listadas as principais diferenças:

- A variável u_{thr} tem como valor máximo 32767 que corresponde a 100% de motor e valor mínimo 0 que corresponde a 0% de motor;
- A unidade de distância é dada em pés. Sendo a altitude expressa em pés $\times -8$ e a velocidade em pés/s;
- As variáveis que possuem as unidades em radianos são multiplicadas por 1024;
- As variáveis que possuem unidades de aceleração são expressas por $G \times 100$, em que G é a aceleração da gravidade;
- As variáveis que possuem unidades de graus são multiplicadas por 100;
- As superfícies de controle u_{ail} , u_{rud} e u_{elev} possuem como faixa de atuação ± 32767 que correspondem aos limites mínimos e máximos configurados. Estas superfícies de controle são deslocadas por servomecanismos que possuem faixa de operação de $\pm 0,9$ rad. Caso os limites configurados para atuação dos servos sejam menores do que a faixa de operação, deve ser realizada a redução dos limites. Nas fórmulas de conversão, isto é realizado através das variáveis $perc_{ail}$, $perc_{elev}$ e $perc_{rud}$.

Além disso, o sistema MicroPilot trabalha apenas com operações matemáticas de inteiros nas malhas de controle. Desta forma, os ganhos dos

controladores PID devem ser multiplicados pelos respectivos deslocamentos de bits que ocorrerão em cada cálculo das ações de controle. Nas fórmulas de conversões, os termos 2^x são os fatores divisores presentes nas malhas de controle, em que o valor de x é específico para cada ganho dos controladores PID.

As conversões dos ganhos dos controladores PID obtidos via metodologia desenvolvida nesta dissertação para o sistema MicroPilot são apresentadas abaixo.

A conversão da malha de controle ϕ com atuação na superfície de controle u_{ail} é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_\phi} &= \frac{K_{C_\phi} \times 2^{12} \times 32767}{0,9 \times perc_{ail} \times 1024}; \\ K_{I_\phi} &= \frac{(K_{C_\phi}/T_{I_\phi}) \times 2^{15} \times 32767}{0,9 \times perc_{ail} \times 1024 \times 30}; \\ K_{D_\phi} &= \frac{K_{C_\phi} \times T_{D_\phi} \times 2^8 \times 32767}{0,9 \times perc_{ail} \times 1024}. \end{aligned} \tag{F.1}$$

A conversão da malha de controle χ que é responsável pela geração de referências para a malha ϕ é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_\psi} &= \frac{K_{C_\psi} \times 2^{13} \times 1024}{100}; \\ K_{D_\psi} &= \frac{K_{C_\psi} \times T_{D_\psi} \times 2^{10} \times 1024}{100}. \end{aligned} \tag{F.2}$$

A conversão da malha de controle V_T com atuação na potência do motor u_{thr} , configuração de controle PAMV, é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_{VT}} &= \frac{K_{C_{VT}} \times 2^5 \times 32767 \times 0,3048}{1}; \\ K_{I_{VT}} &= \frac{(K_{C_{VT}}/T_{I_{VT}}) \times 2^5 \times 32767 \times 0,3048}{1 \times 5}; \\ K_{T_{MP}} &= \frac{K_T \times 2^2 \times 32767 \times 0,3048}{1 \times 8}. \end{aligned} \tag{F.3}$$

A conversão da malha de controle H com atuação na potência do motor u_{thr} , configuração de controle PVMA, é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_H} &= \frac{K_{C_H} \times 2^5 \times 32767 \times 0,3048}{8}; \\ K_{I_H} &= \frac{(K_{C_H}/T_{I_H}) \times 2^5 \times 32767 \times 0,3048}{8 \times 5}; \end{aligned} \quad (F.4)$$

A conversão da malha de controle θ com atuação na superfície de controle u_{elev} é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_\theta} &= \frac{K_{C_\theta} \times 2^9 \times 32767}{0,9 \times perc_{elev} \times 1024}; \\ K_{I_\theta} &= \frac{(K_{C_\theta}/T_{I_\theta}) \times 2^{14} \times 32767}{0,9 \times perc_{elev} \times 1024 \times 30}; \\ K_{D_\theta} &= \frac{K_{C_\theta} \times T_{D_\theta} \times 2^{11} \times 32767}{0,9 \times perc_{elev} \times 1024}; \\ K_{E_{MP}} &= \frac{K_E \times 2^{10} \times 32767}{0,9 \times perc_{elev} \times 1024}. \end{aligned} \quad (F.5)$$

A conversão da malha de controle H que é responsável pela geração de referências para a malha θ , configuração de controle PAMV, é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_H} &= \frac{K_{C_H} \times 2^{10} \times 1024 \times 0,3048}{8}; \\ K_{I_H} &= \frac{(K_{C_H}/T_{I_H}) \times 2^{15} \times 1024 \times 0,3048}{8 \times 5}; \\ K_{D_H} &= \frac{K_{C_H} \times T_{D_H} \times 2^{10} \times 1024 \times 0,3048}{8}. \end{aligned} \quad (F.6)$$

A conversão da malha de controle V_T que é responsável pela geração de referências para a malha θ , configuração de controle PAMV, é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_{V_T}} &= \frac{K_{C_{V_T}} \times 2^{10} \times 1024 \times 0,3048}{1}; \\ K_{I_{V_T}} &= \frac{(K_{C_{V_T}}/T_{I_{V_T}}) \times 2^{10} \times 1024 \times 0,3048}{1 \times 5}; \\ K_{D_{V_T}} &= \frac{K_{C_{V_T}} \times T_{D_{V_T}} \times 2^8 \times 1024 \times 0,3048}{1}. \end{aligned} \tag{F.7}$$

A conversão da malha de controle y_{acc} com atuação na superfície de controle u_{rud} é dada por:

$$\begin{aligned} K_{P_{y_{acc}}} &= \frac{K_{C_{y_{acc}}} \times 2^5 \times 32767 \times G}{0,9 \times perc_{rud} \times 100}; \\ K_{I_{y_{acc}}} &= \frac{(K_{C_{y_{acc}}}/T_{I_{y_{acc}}}) \times 2^1 \times 32767 \times G}{0,9 \times perc_{rud} \times 100 \times 30}; \\ K_{D_{y_{acc}}} &= \frac{K_{C_{y_{acc}}} \times T_{D_{y_{acc}}} \times 2^9 \times 32767 \times G}{0,9 \times perc_{rud} \times 100 \times 5}; \\ K_{R_{MP}} &= K_R \times 2^{14}. \end{aligned} \tag{F.8}$$