



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

CONCEPÇÃO DE UM VEÍCULO AÉREO
NÃO-TRIPULADO DO TIPO
QUADRIRROTOR

Pedro Henrique de Rodrigues Quemel e Assis Santana

Marcelo Antunes Braga

Brasília, Julho de 2008



ENGENHARIA
MECATRÔNICA
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO
CONCEPÇÃO DE UM VEÍCULO AÉREO
NÃO-TRIPULADO DO TIPO
QUADRIRROTOR

Pedro Henrique de Rodrigues Quemel e Assis Santana
Marcelo Antunes Braga

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Mecatrônica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro de Controle e Automação*

Banca Examinadora

Prof. Geovany Araújo Borges, ENE/UnB
Orientador

Prof. João Yoshiyuki Ishihara, ENE/UnB
Examinador interno

Eng. Ener Diniz Beckmann, CREA DF-
14901/D
Examinador externo

Dedicatórias

À minha mãe, Maria José, ao meu pai, João Braga, aos meus irmãos, Murilo e Mateus, e à minha namorada, Jessica McMaster.

Marcelo Antunes Braga

À minha mãe, Maria Angélica, ao meu pai, Paulo Henrique, à minha melhor amiga, Maria José, e aos meus irmãos, Ana Patrícia e Fernando Henrique.

*Pedro Henrique de Rodrigues Quemel e
Assis Santana*

Agradecimentos

Agradeço agora e sempre à minha família pelo suporte e carinho que sempre tive; aos meus amigos e colegas de laboratório pelas inestimáveis ajudas, discussões e momentos de descontração nas horas mais tensas; ao Prof. Geovany pela oportunidade de ouro, pela cortesia e pela dedicação dispensada aos seus alunos e ao laboratório; aos meus colegas de turma, que nestes anos de “boliche” sempre cultivaram valores de amizade e solidariedade; e aos funcionários dedicados da nossa universidade, pois sem eles simplesmente não existiria universidade.

Pedro Henrique de Rodrigues Quemel e Assis Santana

Agradeço à minha família pelo apoio em todas as etapas de minha vida e pela compreensão pelas inúmeras faltas em reuniões familiares devido aos últimos anos de dedicação à faculdade; à minha namorada Jessica, que mesmo distante me apoia em minhas decisões; ao meu amigo Pedro, com quem passei boa parte de meu tempo principalmente durante esse último ano; Ao professor Geovany, que teve a paciência de me passar um pouquinho de seu enorme conhecimento; à todos os meus amigos da faculdade, que me ajudaram nessa jornada de quase 5 anos.

Marcelo Antunes Braga

RESUMO

O presente trabalho trata do desenvolvimento de um veículo aéreo não-tripulado do tipo quadricóptero. Primeiramente, são descritas as etapas de projeto mecânico, construção, instrumentação e implementação das interfaces de comunicação do protótipo. Em seguida, apresenta-se o modelamento matemático do comportamento dinâmico do quadricóptero e de seu sistema de localização, além do equacionamento das estratégias de controle para estabilização em voo pairado e controle da velocidade de rotação dos motores. A partir destes desenvolvimentos matemáticos, dois simuladores são implementados e usados como ferramentas fundamentais de validação das estratégias de controle e estimação de estado. Por fim, são mostrados os resultados experimentais que corroboram o bom funcionamento da infra-estrutura do protótipo e a validade das técnicas de controle de estabilização aplicadas, seguidos das conclusões mais pertinentes.

ABSTRACT

The present work concerns the development of a quadrotor unmanned aerial vehicle. The steps taken during the mechanical project, the construction, the instrumentation and the implementation of the communication infrastructure are described. Next, it's presented the mathematical model of the quadrotor's dynamics and localization system, along with the control strategies for the quadrotor's hovering flight and motors' speeds. Two simulators are implemented from this mathematical development and acted as fundamental tools in the control strategies' validation. Last, the experimental results shown reinforce the prototype's infrastructure correct operation and the validity of the applied control strategies, followed by the most important conclusions.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	APRESENTAÇÃO DO TEMA	1
1.2	CONTEXTUALIZAÇÃO	4
1.3	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	5
1.4	OBJETIVOS DO PROJETO	5
1.5	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	5
2	DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO	7
2.1	INTRODUÇÃO	7
2.2	CONSTRUÇÃO	11
2.3	COMUNICAÇÃO DE DADOS	15
2.3.1	COMUNICAÇÃO SERIAL RS-232	15
2.3.2	COMUNICAÇÃO SERIAL RS-485	16
2.3.3	TRANSCÉPTOR SEM-FIO TRF-24G	17
2.3.4	BLUETOOTH	22
2.3.5	SELEÇÃO MANUAL DAS VIAS DE COMUNICAÇÃO	23
2.4	SENSORES	24
2.4.1	IMU	25
2.4.2	MAGNETÔMETRO	26
2.4.3	SONAR	27
2.4.4	SENSORES DE ROTAÇÃO	29
3	MODELAMENTO DINÂMICO E SENSORIAMENTO PARA QUADRIRROTOR	31
3.1	INTRODUÇÃO	31
3.2	SISTEMAS DE COORDENADAS	32
3.2.1	SISTEMA DE COORDENADAS DO CORPO	32
3.2.2	SISTEMA DE COORDENADAS FIXO LOCAL	32
3.3	ROTAÇÕES	34
3.3.1	ROTAÇÕES POR ÂNGULOS DE EULER	34
3.3.2	QUATÉRNIOS	35
3.4	ESTIMAÇÃO DA ATITUDE, DA POSIÇÃO E DA VELOCIDADE	37
3.4.1	ESTIMAÇÃO DA ATITUDE PELO MÉTODO TRIAD MELHORADO	37
3.4.2	ATUALIZAÇÃO ATITUDE POR MEIO DE GIRÔMETROS	40
3.4.3	ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE E DA POSIÇÃO	41

3.4.4	ESTIMAÇÃO DA ALTURA DO CORPO.....	42
3.5	FILTRO DE KALMAN	43
3.5.1	O FILTRO DE KALMAN	43
3.5.2	FILTRO DE KALMAN ESTENDIDO	44
3.6	SIMULADOR	45
3.7	MÉTODO DE CALIBRAÇÃO DO ACELERÔMETRO E DO MAGNETÔMETRO.....	46
3.8	MODELAMENTO MATEMÁTICO DO QUADRIRROTOR	48
3.8.1	EQUACIONAMENTO DO MOVIMENTO DE TRANSLAÇÃO	49
3.8.2	EQUACIONAMENTO DO MOVIMENTO DE ROTAÇÃO.....	50
3.8.3	MODELO COMPLETO DE EQUAÇÕES DIFERENCIAIS PARA A DINÂMICA AN- GULAR	53
3.8.4	MODELO SIMPLIFICADO DE EQUAÇÕES DIFERENCIAIS PARA A DINÂMICA AN- GULAR	55
3.9	EQUACIONAMENTO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	55
3.9.1	CONTROLE POR LINEARIZAÇÃO DE MODELO EM TORNO DE UM PONTO DE OPERAÇÃO	56
3.9.2	CONTROLE PID.....	58
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	61
4.1	INTRODUÇÃO	61
4.2	SIMULADOR DE NAVEGAÇÃO.....	62
4.3	CALIBRAÇÃO DOS GIRÔMETROS E DO ACELERÔMETRO.....	71
4.4	IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO ESTIMADOR DE ALTITUDE E ATITUDE.....	73
4.5	EMPUXO AERODINÂMICO DOS MOTORES E SUAS HÉLICES.....	75
4.6	SENSORES DE NAVEGAÇÃO	75
4.6.1	IMU E MAGNETÔMETRO.....	77
4.6.2	SONAR	81
4.6.3	SENSORES DE ROTAÇÃO DOS MOTORES	84
4.7	ATRASOS DE COMUNICAÇÃO	85
4.7.1	TRANSECTOR TRF-24G	85
4.7.2	MÓDULOS BLUETOOTH	87
4.7.3	INTERFACE SERIAL RS-485	88
4.8	CONTROLE DE VELOCIDADE DE ROTAÇÃO DOS MOTORES.....	89
4.8.1	IDENTIFICAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA DE PROPULSÃO	90
4.8.2	DESEMPENHO DOS CONTROLADORES	92
4.9	SIMULAÇÕES DOS CONTROLADORES DE ESTABILIZAÇÃO	95
4.9.1	CONTROLADORES PID EM PARALELO PARA ESTABILIZAÇÃO	95
4.9.2	CONTROLADOR DE MODELO LINEARIZADO EM TORNO DE PONTO DE OPERAÇÃO	98
5	CONCLUSÕES	107
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110
	ANEXOS.....	115

I	DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS	117
II	DESENHOS TÉCNICOS DO PROJETO MECÂNICO	123
III	SIMULADOR	127
III.1	BLOCO 1: GERADOR DE SINAIS DE ATUAÇÃO	128
III.2	BLOCO 2: DINÂMICA DO QUADRIRROTOR	129
III.3	BLOCO 3: ALTÍMETRO USANDO SONAR.....	136
III.4	BLOCO 4: CONTROLADOR DE ATITUDE	136
IV	DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO DVD	141

LISTA DE FIGURAS

1.1	Alguns exemplos de quadricópteros comerciais e acadêmicos.	2
1.2	GiroPlano N ^o 1 ^o	2
1.3	Princípio de funcionamento de um quadricóptero.	3
1.4	Algumas formas de movimentação de um quadricóptero (Adaptado de [1]).	4
1.5	Diagrama de blocos das etapas do trabalho de graduação.	6
2.1	Diagrama de blocos da arquitetura do quadricóptero.	8
2.2	Diagrama de blocos da placa do microcontrolador.	9
2.3	Diagrama de blocos da placa de sensores.	9
2.4	Foto legendada da vista superior da placa do microcontrolador.	10
2.5	Chassi do quadricóptero com seus quatro motores fixados.	12
2.6	Controlador eletrônico de velocidade (ESC) ligado a um motor.	13
2.7	Bateria e seus conectores.	13
2.8	Conector síncrono de distribuição de energia da bateria.	14
2.9	Placas montadas sobre o quadricóptero e seus pés de sustentação.	14
2.10	Interface RS-232.	15
2.11	<i>Driver RS-485</i> para o microcontrolador.	17
2.12	Conversor RS-232/RS-485.	17
2.13	Fotos ilustrativas do transceptor TRF-24G ⁰	18
2.14	Fluxo de dados numa interface SPI.	19
2.15	Esquemático das ligações entre o microcontrolador e o transceptor TRF-24G.	20
2.16	Fotos ilustrativas do módulo FireFly TM para comunicação Bluetooth ^{TM0}	22
2.17	Placa de sensores e sua forma de conexão ao microcontrolador.	23
2.18	Mecanismo de seleção manual das vias de comunicação.	24
2.19	Placa de sensores e sua forma de conexão ao microcontrolador.	25
2.20	Destaque da IMU montada.	27
2.21	Destaque do magnetômetro.	28
2.22	Destaque do sonar montado sob a placa dos sensores.	28
2.23	Diagrama de blocos do princípio de funcionamento dos sensores de rotação.	29
2.24	Diagrama esquemático dos módulos receptores dos sensores de rotação.	30
2.25	Sensor de rotação acoplado a um motor.	30
3.1	Eixos coordenados de referência para o quadricóptero (Adaptado de [2]).	33
3.2	Forma de medição dos ângulos de Euler (Adaptado de [3]).	33
3.3	Esquema de estimação da atitude, posição e velocidade.	38

3.4	Camadas de controle do quadricóptero.....	56
3.5	Diagrama de blocos da malha de controle da velocidade de rotação dos motores.....	60
4.1	Medidas do acelerômetro e dos giroscópios para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$)...	62
4.2	Medidas do magnetômetro e do sonar para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).	63
4.3	Erros dos quatérnios estimados para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).	64
4.4	Detalhe do erro dos quatérnios estimados para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$)....	64
4.5	Erro na norma dos quatérnios para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).....	65
4.6	Erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).	66
4.7	Detalhe do erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).	66
4.8	Erro de posição para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).	67
4.9	Erro de velocidade para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).	67
4.10	Medidas do acelerômetro e dos giroscópio para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).	68
4.11	Medidas do magnetômetro e do sonar para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).	69
4.12	Erro dos quatérnios estimados para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).....	69
4.13	Erro na norma dos quatérnios para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).	70
4.14	Trajeto helicoidal.	70
4.15	Erro de atitude em ângulos de Euler para trajetória helicoidal ($T=0,5s$).	71
4.16	Erro de posição para a trajetória helicoidal ($T=0,5s$).	72
4.17	Erro de velocidade para a trajetória helicoidal ($T=0,5s$).	73
4.18	Erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória helicoidal ($T=0,05s$).	74
4.19	Detalhe do erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória helicoidal ($T=0,05s$).	74
4.20	Erro de posição para a trajetória helicoidal ($T=0,05s$).	75
4.21	Calibração do acelerômetro pelo método de Gauss-Newton	76
4.22	Calibração do magnetômetro pelo método de Gauss-Newton	76
4.23	Motor fixado à balança de pesos para medição do empuxo.	77
4.24	Resultados dos três experimentos para o eixo x do magnetômetro.	78
4.25	Resultados dos três experimentos para o eixo y do magnetômetro.	78
4.26	Resultados dos três experimentos para o eixo z do magnetômetro.....	79
4.27	Sistemas de coordenadas do magnetômetro e do acelerômetro e orientação do campo magnético da Terra nas condições de teste.....	79
4.28	Resultados dos três experimentos para o giroscópio de arfagem.	80
4.29	Resultados dos três experimentos para o giroscópio de rolagem.	80
4.30	Resultados dos três experimentos para o giroscópio de guinada.	81
4.31	Resultado dos três experimentos para o eixo x do acelerômetro.....	82
4.32	Resultado dos três experimentos para o eixo y do acelerômetro.....	82
4.33	Resultado dos três experimentos para o eixo z do acelerômetro.....	83
4.34	Reta de calibração das medidas do sonar.....	84
4.35	Trem de pulsos enviado pelo sensor de velocidade do motor 1.....	85
4.36	ERB montada em <i>protoboard</i> com um microcontrolador ARM AT91 e um módulo transceptor TRF-24G.....	86
4.37	Módulo Bluetooth configurado para ecoar dados automaticamente.	87

4.38	Distribuição dos atrasos de comunicação dos módulos Bluetooth.	88
4.39	Separação dos dados do experimento de atrasos de comunicação para os módulos Bluetooth.	89
4.40	Identificação estática do sistema de propulsão do quadricóptero.	90
4.41	Curvas de ajuste dos modelos matemáticos de primeira ordem identificados.	91
4.42	Desempenho do controlador do motor 1.	93
4.43	Desempenho do controlador do motor 2.	94
4.44	Desempenho do controlador do motor 3.	94
4.45	Desempenho do controlador do motor 4.	95
4.46	Evolução do ângulo de rolagem para os controladores PID.	98
4.47	Evolução do ângulo de arfagem para os controladores PID.	99
4.48	Evolução do ângulo de guinada para os controladores PID.	99
4.49	Evolução da altura para os controladores PID.	100
4.50	Evolução da rotação dos motores do quadricóptero para os controladores PID.	100
4.51	Evolução do ângulo de rolagem para o controlador de modelo linearizado.	102
4.52	Evolução do ângulo de arfagem para o controlador de modelo linearizado.	103
4.53	Evolução do ângulo de guinada para o controlador de modelo linearizado.	103
4.54	Evolução da altitude para o controlador de modelo linearizado.	104
4.55	Evolução da rotação dos motores do quadricóptero para o controlador de modelo linearizado.	105
I.1	Módulo de transmissão do sensor de rotação dos motores.	118
I.2	Placa do microcontrolador e periféricos.	119
I.3	Placa de suporte e comunicação dos sensores.	120
I.4	Unidade de medidas inerciais (IMU, <i>Inertial Measurement Unit</i>).	121
II.1	Vista superior do chassi sem os motores.	124
II.2	Vista lateral do chassi com os motores montados.	125
III.1	Representação do quadri-rotor como a interação entre dois sistemas de movimentação distintos.	127
III.2	Visão de mais alto nível do Bloco1 do Simulador.	129
III.3	Lógica de determinação das saídas efetivas do Bloco1.	130
III.4	Bloco calculador da velocidade do motor 1.	130
III.5	Gerador de torques e de empuxo vertical.	130
III.6	Bloco2 inserido no contexto de mais alto nível do simulador.	131
III.7	Acoplamento entre as dinâmicas rotacional (bloco mais à esquerda) e translacional do quadricóptero.	132
III.8	Interdependência entre as equações diferenciais para os ângulos do quadricóptero.	133
III.9	Dinâmica do ângulo de rolagem.	133
III.10	Dinâmica do ângulo de arfagem.	134
III.11	Dinâmica do ângulo de guinada.	134
III.12	Dinâmica de translação no eixo x.	135
III.13	Dinâmica de translação no eixo y.	135

III.14	Dinâmica de translação no eixo z.	135
III.15	Bloco3 inserido no simulador.	137
III.16	Componentes internos do Bloco3.	137
III.17	Bloco4 correspondente ao controlador por linearização de estado.	138
III.18	Estrutura interna do controlador por linearização de estado.	139
III.19	Múltiplos controladores PID para controle da atitude e da altitude.	139
III.20	Componentes internos do controlador por múltiplos PIDs.	140

LISTA DE TABELAS

1.1	Algumas vantagens e desvantagens de quadricópteros.	3
2.1	Organização do pacote de dados para comunicação sem-fio.	20
2.2	Opções de seleção das vias de comunicação.	24
2.3	Informações transmitidas pela IMU.	26
3.1	Desvios Padrão dos sensores retirados dos manuais dos fabricantes.	46
3.2	Aceleração e campo magnético em Brasília.	46
4.1	Estimativa do bias e do escale do acelerômetro pelo método Gauss-Newton.	71
4.2	Estimativa do bias e do escale do magnetômetro pelo método Gauss-Newton.	72
4.3	Calibração da escala do magnetômetro.	73
4.4	Dados para calibração do sonar.	83
4.5	Número de retransmissões para 100 ACKs à velocidade de 700Kbps.	86
4.6	Coefficientes de ajuste dos modelos matemáticos de primeira ordem aos dados experimentais dos sistemas de propulsão.	92
4.7	Parâmetros sintonizados do controlador PI de velocidade de rotação dos motores.	93
4.8	Parâmetros de desempenho dos controladores de velocidade dos motores.	93
4.9	Parâmetros do simulador escolhidos para o controle PID de estabilização.	96
4.10	Parâmetros dos controladores PID de estabilização.	97
4.11	Parâmetros adicionais do simulador para o controlador de modelo linearizado.	101
4.12	Parâmetros do controlador de modelo linearizado.	101

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

a	Aceleração	$\left[\frac{m}{s^2}\right]$
b	Coefficiente de empuxo dos motores	$[Ns^2]$
\mathcal{C}	Volume do corpo	
C	Matriz de rotação originada do quatérnio de orientação do corpo	
d	Coefficiente de arrasto	$[Nms^2]$
\mathbf{G}	Vetor da gravidade local	
g	Gravidade local	$\left[\frac{m}{s^2}\right]$
h	Altura do quadrirrotor	$[m]$
I	Vetor ortogonal a J e K formado pelos vetores λ e ν	
J	Vetor ortogonal a I e K formado pelos vetores λ e ν	
K	Vetor ortogonal a I e J formado pelos vetores λ e ν	
\mathbf{i}	Vetor unitário na direção do eixo x	
\mathbf{j}	Vetor unitário na direção do eixo y	
\mathbf{k}	Vetor unitário na direção do eixo z	
\mathcal{L}	Lagrangiano	$[J]$
L	Meia envergadura do quadrirrotor	$[m]$
m	Massa total	$[kg]$
O	Origem do sistema de coordenadas	
\mathbf{q}	Vetor em \mathbb{R}^3 que representa a direção do quatérnio	
q	Quatérnio	
R	Matriz de rotação	
s	Distância medida pelo sonar	$[m]$
E	Energia cinética total	$[J]$
t	Instante de tempo	$[s]$
u	Sinal de entrada no modelo de espaço de estados	
U	Empuxo Vertical	$[N]$
v	Variável auxiliar	
V	Energia potencial total	$[J]$
W	Matriz anti-simétrica de dimensão 4x4 definida pelas componentes de ω	
x	Eixo de translação ou coordenada do quadrirrotor ao longo deste eixo	
y	Eixo de translação ou coordenada do quadrirrotor ao longo deste eixo	
z	Eixo de translação ou coordenada do quadrirrotor ao longo deste eixo	

Símbolos Matemáticos

\mathbb{B}	Sistema de coordenadas fixo no corpo	
\mathbb{E}	Sistema de coordenadas obtido pela translação do sistema \mathbb{F} de modo que sua origem coincida com a do sistema \mathbb{B}	
\mathbb{F}	Sistema de coordenadas fixo local	
$R_{\phi\theta\psi}$	Matriz de rotação em torno dos eixos de rolagem, arfagem e guinada	[rad]
Ω_i	Velocidade de rotação do i -ésimo motor	$[\frac{rad}{s}]$
γ_i	Força resultante não-conservativa capaz de realizar trabalho na direção de ρ_i	
ρ_i	i -ésimo grau de liberdade	
ν_i	Vetor coluna unitário tridimensional que representa a projeção de uma grandeza física no sistema de coordenadas \mathbb{E}	
λ_i	Vetor coluna unitário tridimensional que representa a projeção de uma grandeza física no sistema de coordenadas \mathbb{B}	
p_B	Coordenadas do ponto p no sistema de referência \mathbb{B}	
p_E	Coordenadas do ponto p no sistema de referência \mathbb{E}	
q_i	i -ésima componente do quatérnio	
K_{pE}	Energia cinética do ponto p_E	
V_{pE}	Energia potencial do ponto p_E	
I_{nn}	Momento de inércia em torno do eixo n	
ω_i	Velocidade angular em torno do i -ésimo eixo	
τ_i	Torque em torno do i -ésimo eixo	
h_{ref}	Altura de referência	
K_p	Ganho proporcional	
K_i	Ganho integral	
K_d	Ganho derivativo	
K_{pd}	Ganho proporcional discreto	
K_{id}	Ganho integral discreto	
K_{dd}	Ganho derivativo discreto	
$u(t)$	Sinal de controle no tempo t	
\mathbf{x}	Vetor de estado do quadrirrotor	
$e(t)$	Sinal de erro no tempo t	
$u(k)$	Sinal de controle na amostra k	
$e(k)$	Sinal de erro na amostra k	
$u_i(k)$	Termo integral do controlador PID discreto k	
u_α	Sinal de controle atuante na direção do eixo α	

Símbolos Gregos

θ	Ângulo de arfagem	[rad]
ϕ	Ângulo de rolagem	[rad]
ψ	Ângulo de guinada	[rad]
v	Velocidade linear do corpo	$[\frac{m}{s}]$

Subscritos

θ	Ângulo de arfagem	[rad]
ϕ	Ângulo de rolagem	[rad]
ψ	Ângulo de guinada	[rad]
x	Eixo de translação x	[m]
y	Eixo de translação y	[m]
z	Eixo de translação z	[m]
γ	Força resultante não-conservativa	
rot	Rotacionado	

Sobrescritos

\cdot	Variação temporal
\sim	Valor médio
$-$	Ponto de referência

Siglas

ACK	Aprovação (<i>Acknowledge</i>)
ARM	Máquina RISC Avançada (<i>Advanced RISC Machine</i>)
ASCII	Código Padrão Americano para Troca de Informação (<i>American Standard Code for Information Interchange</i>)
AT91	Microcontrolador ARM AT91SAM7S64
bps	<i>Bits</i> por segundo
CEA	Centro de Energia Atômica (<i>Centre d’Energie Atomique</i>)
CRC	Verificação Cíclica de Redundância (<i>Cyclic Redundancy Check</i>)
DB9	Conector de 9 pinos normalmente usado para comunicação serial
DC	Corrente contínua (<i>Direct current</i>)
DVD	Disco Versátil Digital (<i>Digital Versatile Disk</i>)
ERB	Estação Rádio-Base
ESC	Controlador Eletrônico de Velocidade (<i>Electronic Speed Controller</i>)
E/S	Entrada e Saída
FKE	Filtro de Kalman Estendido
GFSK	Modulação por Chaveamento de Frequência Gaussiana (<i>Gaussian Frequency-Shift Keying</i>)
HTA	Mais Pesado do que o Ar (<i>Heavier Than Air</i>)
IMU	Unidade de Medidas Inerciais (<i>Inertial Measurement Unit</i>)
LARA	Laboratório de Robótica e Automação
LCD	Tela de Cristal Líquido (<i>Liquid Crystal Display</i>)
LiPo	Lítio-Polímero
MAV	Veículo Aéreo Miniatura (<i>Miniature Aerial Vehicle</i>)
NACK	Reprovação (<i>No Acknowledge</i>)
PI	Proporcional e Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i>)
QUEST	Estimador de Quatérnio (<i>Quaternion Estimator</i>)
RPY	Rolagem, Arfagem, Guinada (<i>Roll, Pitch, Yaw</i>)
RS-232	Padrão de comunicação serial
RS-485	Padrão de comunicação serial diferencial
RX	Recepção
SPI	Interface Periférico Serial (<i>Serial Peripheral Interface</i>)
\overline{SS}	<i>Slave Select</i>
TC	Temporizador/Contador (<i>Timer Counter</i>)
TRF-24G	Transceptor para comunicação sem-fio
TRIAD	Sistema Tri-Axial de Determinação de Atitude (<i>Three Axial Attitude Determination System</i>)
TTL	Lógica Transistor-Transistor (<i>Transistor-Transistor Logic</i>)
TX	Transmissão
UnB	Universidade de Brasília
USART	Transmissor/Receptor Universal Síncrono e Assíncrono (<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i>)
VANT	Veículo Aéreo Não-Tripulado
VTOL	Decolagem e Pouso Verticais (<i>Vertical Take Off and Landing</i>)

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo faz uma breve apresentação dos quadrirrotores, objeto de estudo deste trabalho de graduação. Em seguida, a contextualização do assunto e a motivação para a escolha do tema são abordadas. Os objetivos são claramente mostrados para que sirvam de justificativa às etapas descritas ao longo de todo o texto. Por fim, o manuscrito é apresentado.

1.1 Apresentação do tema

Quadrirrotores são uma classe de helicópteros cuja propulsão é feita por quatro rotores, geralmente dispostos em formato de cruz. As Figs. 1.1(a-c) são fotos de modelos não-tripulados comerciais e acadêmicos deste tipo de aeronave. Na Fig.1.1(a)¹ mostra-se o Draganflyer X-Pro, fabricado pela Draganfly Innovation Inc., um modelo comercial industrial de quadrirrotor muito utilizado para tomadas aéreas de câmera. O quadrirrotor mostrado na Fig.1.1(b)² foi desenvolvido pelo Centro de Energia Atômica da França (CEA, *Centre d’Energie Atomique*) para operação autônoma e semi-autônoma. Por fim, na Fig.1.1(c)³ é mostrado o quadrirrotor que foi objeto de estudo de [4].

Este conceito de aeronave não é recente. Em 29 de setembro de 1907, um enorme quadrirrotor, o GiroPlano N^o1, foi usado pelos franceses Louis e Jacques Breguet e o professor Richet para o primeiro vôo tripulado de uma máquina capaz de levantar-se do chão por meio da força de um sistema de asas giratórias. Não se pode, entretanto, dizer que este tenha sido um vôo livre, pois era necessário um homem ao lado de cada um dos rotores para manter o helicóptero sob controle. Uma foto do GiroPlano N^o1 encontra-se na Fig. 1.2.

Helicópteros quadrirrotores estiveram entre os primeiros veículos HTA (*Heavier Than Air*) com capacidade de decolagem e pouso verticais (VTOL, *Vertical Take Off and Landing*) de sucesso

¹Fonte: [http : //www.rc toys.com/rc - toys - and - parts/DF - XPRO/RC - HELICOPTERS - DRAGANFLYER - COMPARE - ALL.html](http://www.rc toys.com/rc-toys-and-parts/DF-XPRO/RC-HELICOPTERS-DRAGANFLYER-COMPARE-ALL.html)

²Fonte: [http : //engnet.anu.edu.au/DEpeople/Robert.Mahony/Demos.htm](http://engnet.anu.edu.au/DEpeople/Robert.Mahony/Demos.htm)

³Fonte: [http : //asl.epfl.ch/index.html?content = research/projects/VtolIndoorFlying/indoorFlying.php](http://asl.epfl.ch/index.html?content=research/projects/VtolIndoorFlying/indoorFlying.php)

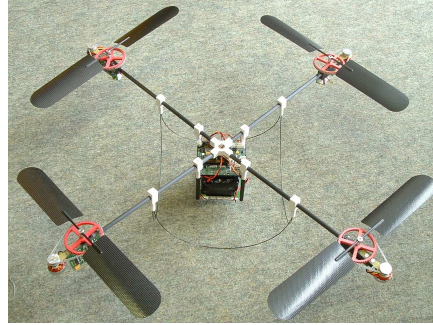
⁴Fonte: [http : //www.aviastar.org/helicopters_eng/breguetgyro.php](http://www.aviastar.org/helicopters_eng/breguetgyro.php)



(a) Modelo comercial Draganflyer X-Pro.



(b) Projeto da CEA.



(c) Quadrirrotor OS4.

Fig. 1.1: Alguns exemplos de quadrirrotores comerciais e acadêmicos.

[5]. Entretanto, o desempenho ruim dos primeiros protótipos e a dificuldade para estabilizá-los manualmente limitou seu desenvolvimento como veículos aéreos de transporte [5]. Atualmente, quadrirrotores estão despertando interesse na forma de veículos aéreos miniatura (MAV, *Miniature Air Vehicle*) não-tripulados (VANT, Veículo Aéreo Não-Tripulado) com sistemas eletrônicos embarcados para estabilizá-los. Suas aplicações estão muitas vezes voltadas às áreas de vigilância, inspeção, filmagem, fotografia e diversão, entre outras. Seu tamanho reduzido e boa manobrabilidade [4] permitem que estas aeronaves sejam usadas tanto em ambientes internos quanto externos.

A Fig. 1.3, baseada no protótipo desenvolvido neste trabalho, mostra o princípio básico de funcionamento de um quadrirrotor: hélices adjacentes girando sempre em sentido contrário. Vê-se nesta figura que os motores 1 e 3 giram no sentido horário, enquanto os motores 2 e 4 permanecem em rotação no sentido anti-horário, o que elimina a necessidade de um rotor de cauda para com-

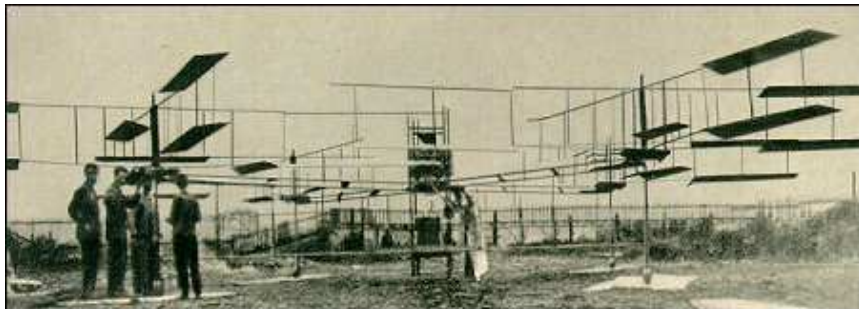


Fig. 1.2: GiroPlano N°14 .

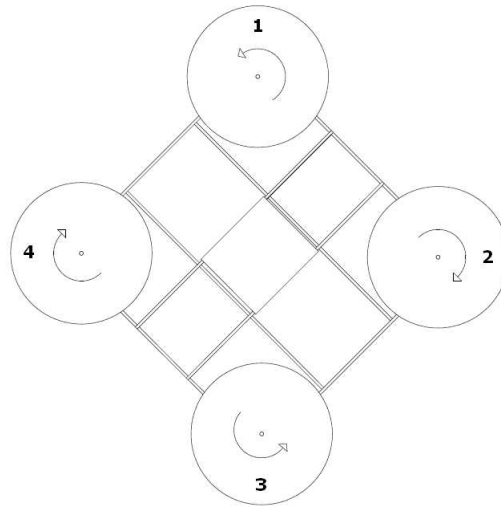


Fig. 1.3: Princípio de funcionamento de um quadricóptero.

Tabela 1.1: Algumas vantagens e desvantagens de quadricópteros.

Vantagens	Desvantagens
Mecânica simplificada (hélices de pás fixas)	Grande tamanho e peso.
Grande carga útil	Grande consumo de energia.
Efeitos giroscópicos reduzidos	Menor eficiência das hélices.
Maior segurança para operar próximo a obstáculos	
Boa manobrabilidade	

pensar o momento angular dos propulsores. Esta configuração particular dos motores permite que os quadricópteros usem hélices com ângulos de ataque que não variam enquanto giram, diferentemente do que acontece com helicópteros convencionais, e reduz, em grande medida, a complexidade mecânica do veículo. Apesar dos quatro atuadores, os quadricópteros permanecem sendo sistemas sub-atuados e inerentemente instáveis [4].

Mostra-se na Fig. 1.4 as formas de atuação dos motores sobre um quadricóptero. A movimentação vertical é feita aumentando-se (para subir) ou diminuindo-se (para descer) simultaneamente a rotação das quatro hélices. Para inclinar o quadricóptero em torno do eixo que passa pelos motores 2 e 4, fazendo-o se mover para frente e para trás, basta modificar-se a rotação dos motores 1 e 3, enquanto a rotação dos motores 2 e 4 é aumentada na mesma medida para compensar a perda de empuxo vertical. Mover o quadricóptero para a esquerda e para a direita é feito de forma análoga. Aumentar a rotação de um par de motores que giram na mesma direção e diminuir a rotação do outro par provoca rotações em torno do eixo vertical. Dessa forma, rotores com hélices de pás fixas conseguem mover o quadricóptero em todas as direções.

Vantagens e desvantagens podem ser encontradas quando quadricópteros são comparados a helicópteros convencionais [4]. A Tabela 1.1 contém uma lista não-exaustiva de algumas delas.

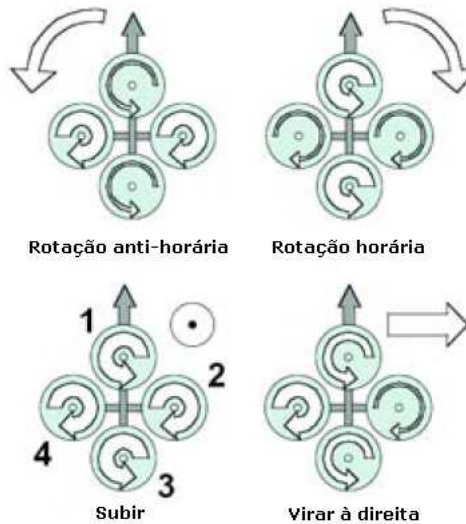


Fig. 1.4: Algumas formas de movimentação de um quadrirrotor (Adaptado de [1]).

1.2 Contextualização

A área de robótica móvel naturalmente impõe questões não-triviais a seus pesquisadores, pois normalmente exige grande esforço para adequação das teorias estabelecidas de controle ao estudo da dinâmica dos corpos físicos. Além de poderem oferecer riscos aos que os cercam e a si mesmos, robôs que se movem enfrentam inúmeros obstáculos em seus caminhos, entre eles acidentes no terreno, dificuldades de localização, navegação e percepção do meio que os cerca, escassez de energia, variações de seu modelo dinâmico, etc. Dentro deste contexto, a robótica aérea oferece desafios onde a dinâmica dos sistema é geralmente complexa e as dificuldades, juntamente com os riscos, inúmeras.

Há grande interesse dentro das esferas científica, comercial e militar no desenvolvimento de veículos aéreos não-tripulados (VANTs) para operações de resgate, vigilância, diversão e monitoramento, para citar algumas. Uma classe desses veículos são os MAV, pequenas aeronaves autônomas com princípios de operação engenhosos e diversos. Dentre os tipos de plataforma existentes, os MAVs VTOL em suas diferentes configurações representam os conceitos de robôs aéreos miniatura mais promissores [4].

O Laboratório de Robótica e Automação (LARA) já desenvolve, há alguns anos, projetos na área de robótica aérea e navegação voltados, principalmente, para a inspeção de linhas de transmissão. Até o início deste trabalho, todas as plataformas de desenvolvimento disponíveis eram helicópteros convencionais. O desafio representado pelo controle de estabilização de um quadrirrotor, juntamente com o interesse de inserir a Universidade de Brasília no seletor grupo de instituições de pesquisa que trabalham sobre esta plataforma, motivou este trabalho de graduação.

1.3 Definição do problema

Um MAV VTOL do tipo quadricóptero necessita ser concebido, projetado, construído e instrumentado, uma vez que este é um trabalho pioneiro no LARA. Um sistema de navegação deve ser criado para fornecer dados de orientação espacial a um controlador de estabilização, permitindo assim vôos autônomos. Interfaces e protocolos de comunicação internos e externos são previstos para troca de informações entre os componentes do quadricóptero e entre a aeronave e o mundo externo. É fundamental que modelos matemáticos precisos da dinâmica do quadricóptero e do sistema de navegação sejam derivados para permitir a implementação de simuladores, ferramentas indispensáveis para que, num primeiro momento, as técnicas de estabilização possam ser verificadas.

1.4 Objetivos do projeto

O objetivo principal deste trabalho de graduação é desenvolver um helicóptero robô do tipo quadricóptero capaz de se manter estável em vôo pairado. Como este é o primeiro trabalho do laboratório nesta área, é necessário um estudo da bibliografia e uma avaliação dos recursos disponíveis para conceber um projeto mecânico que esteja de acordo com os princípios de funcionamento apresentados na Seção 1.1. Além disso, é condição *sine qua non* para a correta atuação do estabilizador que o sistema de navegação forneça medidas precisas da orientação espacial do quadricóptero. Para tanto, é necessária a instrumentação do quadricóptero e o desenvolvimento de um algoritmo para estimação da atitude e da altitude por meio da fusão dos sensores instalados. Estudos à respeito da dinâmica dos processos envolvidos e o modelamento do quadricóptero são importantes para o desenvolvimento de simuladores capazes de descrever, com razoável verossimilhança, o desempenho das técnicas de controle e de navegação aplicadas. A Fig. 1.5 ilustra como serão divididas as etapas do trabalho.

1.5 Apresentação do manuscrito

No Capítulo 2 são apresentadas todas as etapas de construção mecânica do protótipo, sua instrumentação e a implementação de suas diferentes interfaces de comunicação. No Capítulo 3 são feitos os desenvolvimentos matemáticos necessários ao sistema de navegação e ao controle do quadricóptero, dentre eles a dedução das equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do helicóptero. Os resultados do Capítulo 4 demonstram o bom funcionamento das infra-estruturas mecânica, eletrônica e de *software* criadas e confirmam a validade das estratégias de controle e localização aplicadas ao quadricóptero. O Capítulo 5 contém as conclusões mais pertinentes e sugestões para trabalhos futuros. Os diagramas esquemáticos dos circuitos eletrônicos montados encontram-se no Anexo I, seguidos dos desenhos técnicos do projeto mecânico no Anexo II. O conteúdo do Anexo III foi essencial ao trabalho, pois o simulador lá descrito foi a ferramenta usada para validar as estratégias de controle de estabilização do quadricóptero. Por fim, no Anexo IV faz-se a descrição do material complementar contido no DVD que acompanha este trabalho.

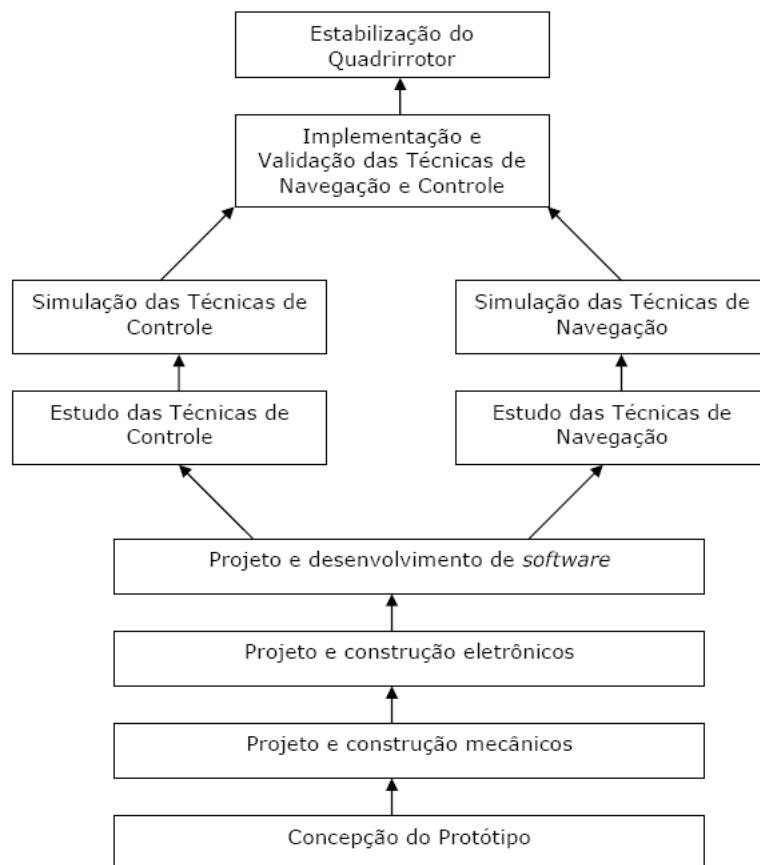


Fig. 1.5: Diagrama de blocos das etapas do trabalho de graduação.

Capítulo 2

Desenvolvimento do protótipo

Este capítulo mostra as diferentes etapas de construção mecânica e instrumentação do protótipo do quadricóptero. Desenhos técnicos, circuitos esquemáticos e fotos documentam e ilustram o trabalho realizado. Os protocolos desenvolvidos para comunicação robusta de dados também são apresentados.

2.1 Introdução

Uma das etapas mais importantes deste trabalho, tendo se estendido ao longo de todo o tempo de duração do projeto, foi a construção de um protótipo de quadricóptero ao qual as técnicas de controle e navegação pudessem ser aplicadas. A revisão bibliográfica, realizada por meio da leitura de artigos científicos, teses e outras formas de literatura especializada, juntamente com pesquisas pela Internet^{1 2}, fundamentou as primeiras decisões tomadas. Isto porque não havia nada próximo à disposição que pudesse servir de base ou exemplo ao projeto, fazendo com que a construção tivesse que ser iniciada em seu nível mais fundamental.

A Fig. 2.1 mostra o diagrama de blocos mais geral que descreve a arquitetura do quadricóptero. A estrutura lá apresentada foi pensada desde o início do desenvolvimento do protótipo e consiste em dois subsistemas principais: a unidade de processamento, atuação e comunicação, cujo cerne era um microcontrolador ARM AT91SAM7S64, de fabricação da Atmel, e seus periféricos; e a unidade de sensoramento para navegação, responsável por adquirir dados que pudessem ser tratados pelo citado microcontrolador para fornecer uma estimativa da orientação do quadricóptero no espaço e da sua altitude. O primeiro subsistema será doravante geralmente referido por placa do microcontrolador, enquanto o segundo será chamado placa dos sensores. O termo microcontrolador fará referência normalmente ao ARM AT91SAM7S64³, a menos que diferentemente especificado. Nesta e nas próximas figuras, setas com linhas mais grossas representam mais de uma via de comunicação, enquanto que linhas pontilhadas significam que o componente é destacável.

¹<http://uavp.ch/moin>

²<http://asl.epfl.ch/index.html?content=research/projects/VtolIndoorFlying/indoorFlying.php>

³Por simplicidade, referências ao microcontrolador ARM AT91SAM7S64 também são feitas como ARM AT91, AT91 ou apenas ARM.

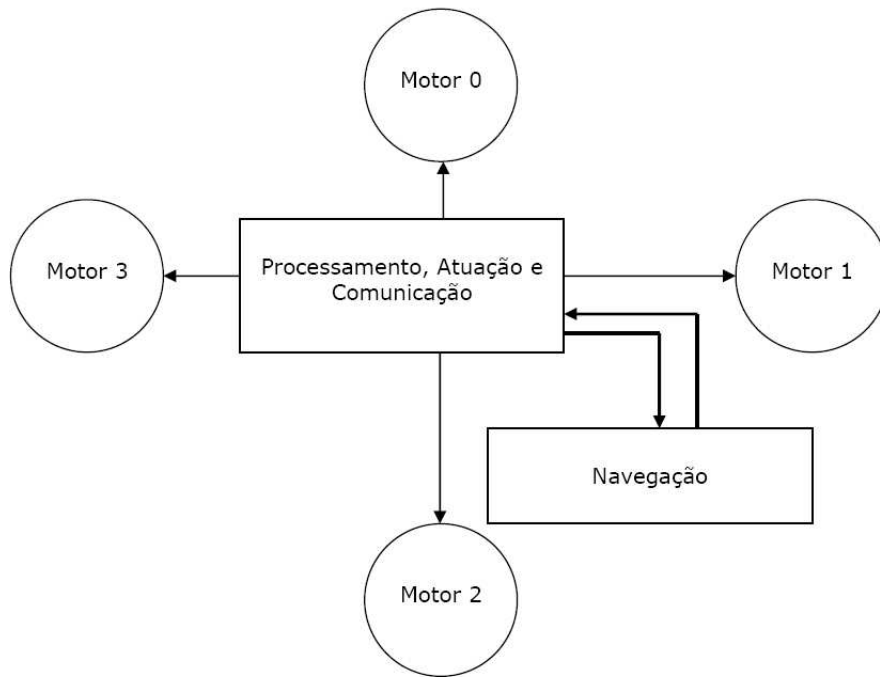


Fig. 2.1: Diagrama de blocos da arquitetura do quadricóptero.

A adição de funcionalidades ao projeto e o seu desenvolvimento continuado levaram a placa do microcontrolador à organização final mostrada na Fig. 2.2. Nela, já podem ser vistos mais claramente os seus elementos formadores, entre eles os diferentes módulos de comunicação e os circuitos para medição de velocidade de rotação dos motores, entre outros. A tela de cristal líquido (LCD, *Liquid Crystal Display*) mostrada desempenhou papel fundamental nas tarefas de verificação das rotinas de *software*, tendo atuado como terminal de exibição de dados internos. O bloco da Fig. 2.2 denominado *Placa de Sensores para Navegação* corresponde ao bloco *Navegação* da Fig. 2.1 e tem sua estrutura interna detalhada na Fig. 2.3. Lá podem ser melhor divisados os elementos principais na navegação do quadricóptero: a Unidade de Medidas Inerciais (IMU, *Inertial Measurement Unit*), o magnetômetro e o sonar. Tanto na Fig. 2.3 quanto na Fig. 2.2 são especificados os tipos das informações trocadas entre os componentes dos diagramas.

A implementação do diagrama de blocos da Fig. 2.2 pode ser vista na foto da Fig. 2.4. A legenda e as caixas coloridas mostradas procuram tornar mais tangíveis os elementos que serão descritos no restante deste capítulo:

1. Circuito para comunicação serial *RS-232* (ver Seção 2.3.1);
2. Entrada de alimentação externa para regulador interno de 5V;
3. Microcontrolador ARM AT91 e seu circuito de referência;
4. Tela de cristal líquido (LCD);
5. Conector e circuito de comunicação *RS-232* com a placa dos sensores (ver Seção 2.4);
6. Módulos receptores dos sensores de rotação dos motores (ver Seção 2.4.4);

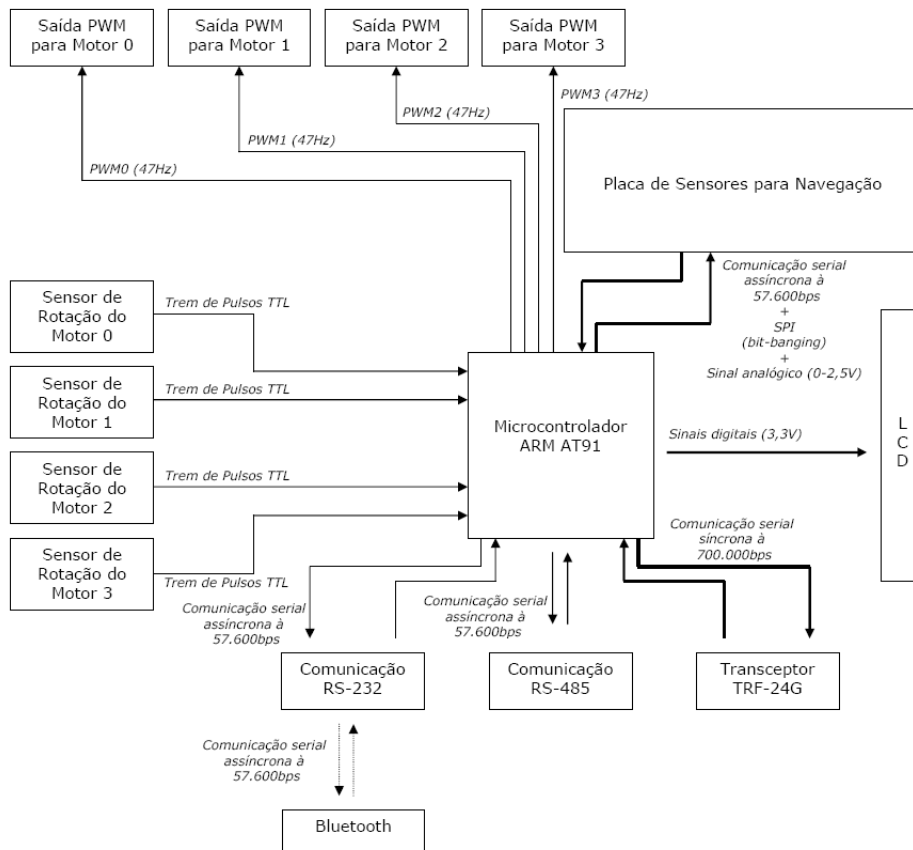


Fig. 2.2: Diagrama de blocos da placa do microcontrolador.

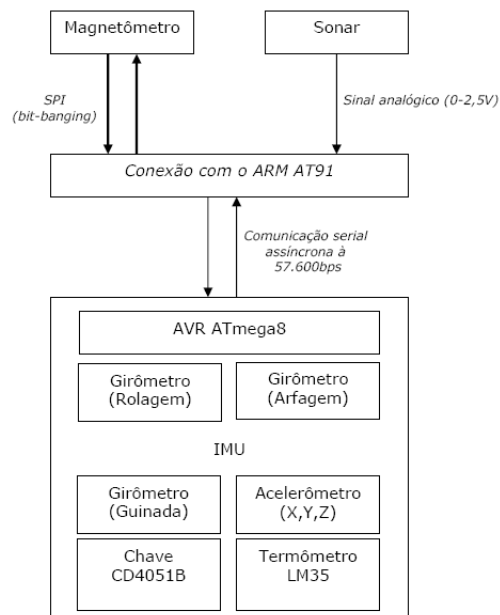


Fig. 2.3: Diagrama de blocos da placa de sensores.

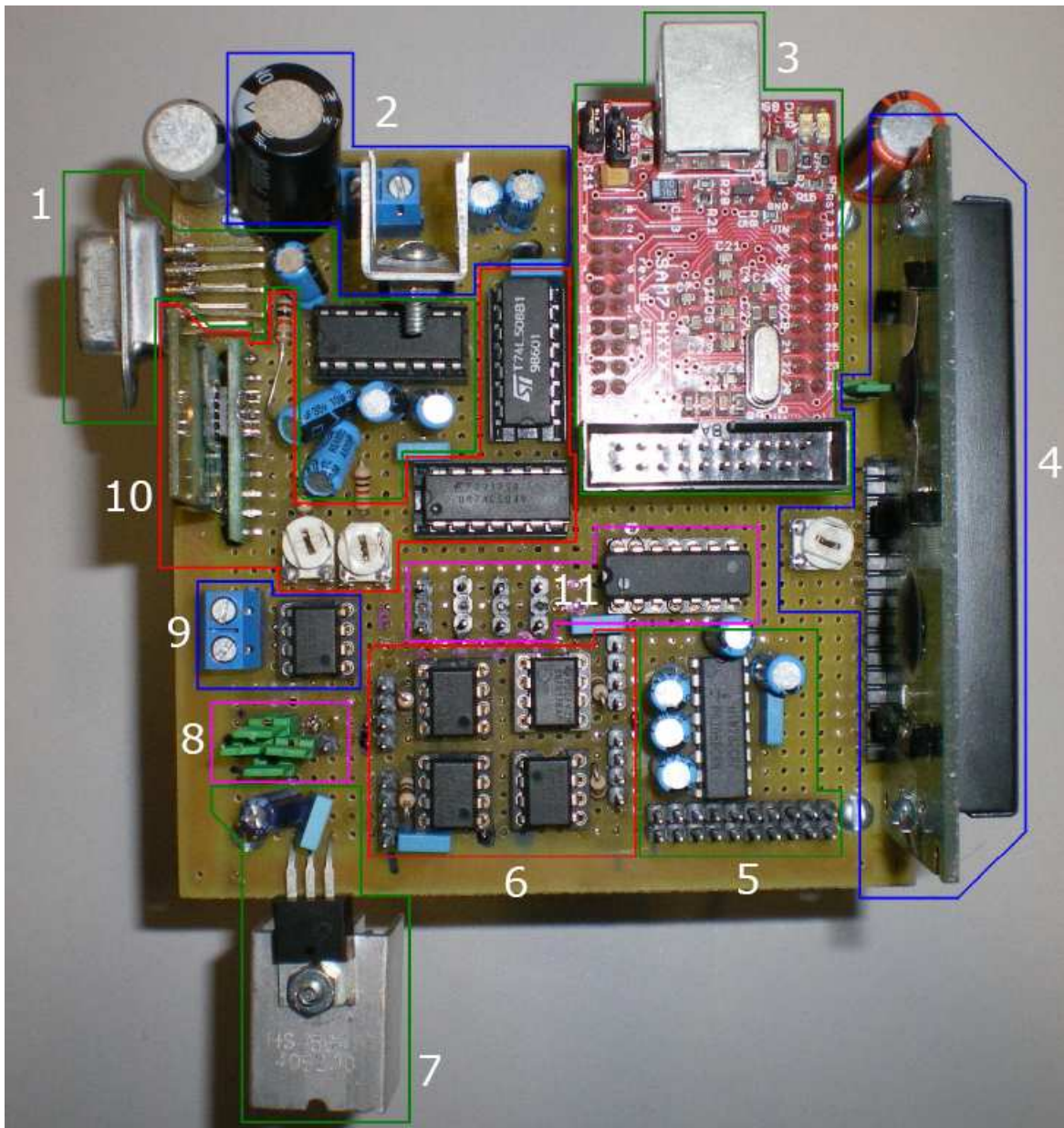


Fig. 2.4: Foto legendada da vista superior da placa do microcontrolador.

7. Regulador de 5V dedicado aos sensores de rotação e à comunicação *RS-232* com a placa de sensores;
8. Seletor manual das vias de comunicação (ver Seção 2.3.5);
9. Circuito para comunicação serial *RS-485* (ver Seção 2.3.2);
10. Circuito de comunicação do módulo transceptor TRF-24G (ver Seção 2.3.3);
11. Módulo de acionamento dos motores por sinais modulados por largura de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*).

Uma descrição semelhante à anterior foi feita para a placa dos sensores de navegação esquematizada na Fig. 2.3, porém de maneira distribuída ao longo do capítulo. Isto porque esta placa conta com um número muito menor de componentes que a placa do microcontrolador, podendo ser dado destaque especial a cada um deles.

Além da eletrônica, são abordados também os procedimentos seguidos para o projeto mecânico do protótipo e sua montagem.

2.2 Construção

O princípio que norteou o projeto mecânico e a construção do chassi do quadricóptero foi minimizar o peso, de forma a aumentar a carga útil da aeronave, mas sem sacrificar demasiadamente a rigidez da estrutura. Inicialmente, pensou-se em construí-lo de madeira balsa, material muito leve e largamente difundido na construção de aeromodelos comerciais, cuja obtenção não é difícil. Entretanto, a fragilidade da madeira balsa era um sério empecilho, dado que protótipos normalmente sofrem alguns acidentes durante seu desenvolvimento e não era possível permitir que o quadricóptero fosse destruído caso algo fugisse ao controle durante as experiências. O alumínio, metal leve mais comum e disponível no laboratório, dispunha de características opostas às da madeira balsa. Muito embora conferisse excelente rigidez estrutural, sua alta densidade (2697 kg/m^3 , contra 140 kg/m^3 para a madeira balsa) ou reduziria drasticamente a capacidade de carga do quadricóptero ou exigiria que motores mais potentes fossem utilizados. A opção final foi pela utilização de barras de fibra de carbono de 5mm de diâmetro, das quais se dispunha de 5m. Ainda que a resistência à flexão destas barras, dada a sua pequena área de seção transversal, não fosse ideal quando tomadas em comprimentos muito grandes, a fibra de carbono possui excelente resistência à tração e baixo peso, com densidade de 1750 kg/m^3 .

Para contornar o problema da flexão, tendo-se em mente a quantidade limitada de matéria-prima, escolheu-se montar o chassi do quadricóptero em um formato trançado, de tal forma que segmentos ortogonais das barras contribuíssem mutuamente para o aumento da rigidez. As Figs. II.1 e II.2 mostram, respectivamente, as visões superior e lateral do chassi projetado e montado para o quadricóptero. A Fig. 2.5 é uma foto do chassi recém-terminado do quadricóptero com seus quatro motores já fixados, além de mostrar também a placa do microcontrolador em estágio de desenvolvimento.

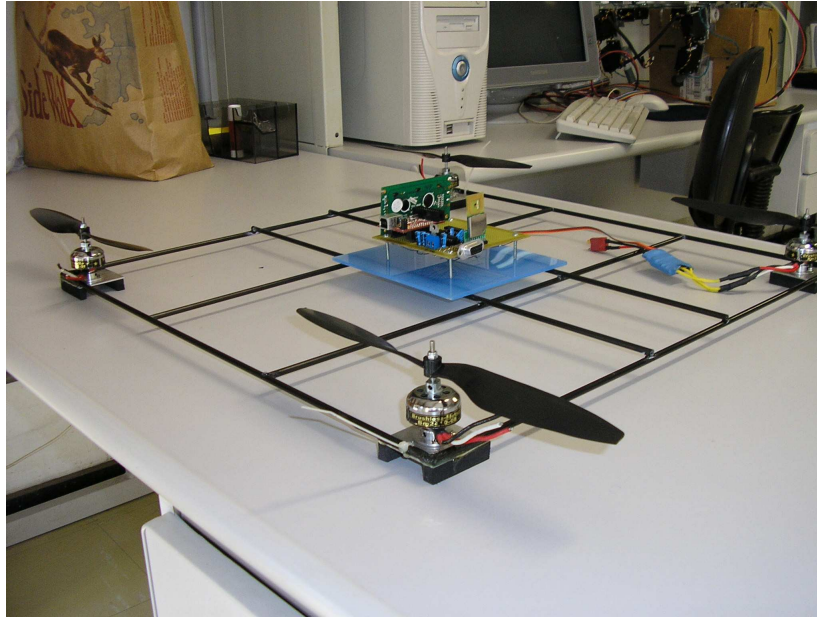


Fig. 2.5: Chassi do quadrrrotor com seus quatro motores fixados.

Visando ao maior aproveitamento possível dos 5m de fibra de carbono disponíveis, divididos na forma de cinco barras com 1m de comprimento, escolheu-se um formato quadrado com 50cm de lado para a parte externa do chassi, como pode ser visto nas últimas figuras citadas. Era desejável que o quadrrrotor tivesse a maior envergadura possível, de tal forma a maximizar o torque de seus motores sobre a estrutura pelo aumento dos braços de alavanca. Esta é a razão das bases de suporte dos motores, feitas de alumínio e furadas em uma furadeira de coordenadas, terem sido colocadas nas diagonais. A desvantagem desta opção é que a colocação dos motores nas diagonais maximiza o momento fletor que estes causam na estrutura do quadrrrotor, efeito indesejado gerador de fadiga mecânica e capaz de alterar a dinâmica do sistema, pois os motores deixam de estar com seus eixos de rotação paralelos. A solução para isto foi a fixação das quatro barras internas no formato de cerquilha (“#”), tornando as barras da estrutura externa mais rígidas e provendo suporte para colocação dos componentes eletrônicos.

A propulsão do quadrrrotor foi feita por quatro motores *brushless* (sem escovas), modelo Bm2410-08, fabricado pela Tower Pro, e dois pares de hélices EPP-1045, fabricadas pela Maxx Products, com dimensões 10x4,5. A cada motor foi ligado um ESC (*Electronic Speed Controller*, Controlador Eletrônico de Velocidade) para acioná-lo, todos do modelo FLY-25A, da HiModelTM. Estes controladores têm entradas de potência de 12V que drenam altas correntes (cerca de 6,5A quando os motores estão em rotação máxima) e a velocidade de rotação é definida pelo ciclo de trabalho (*duty cycle*) de uma onda PWM colocada na entrada de sinal destes controladores. A Fig. 2.6 mostra a ligação entre um ESC (azul) e seu motor.

A energia é provida ao quadrrrotor por uma bateria LiPo (Lítio-Polímero) de 3200mAh, 11,1V e corrente máxima de 64A, dando-lhe autonomia de cerca de 10 minutos de vôo. Este tipo de bateria é capaz de concentrar grande quantidade de carga em células de pouco peso, tornando-o muito conveniente para aplicações de robótica móvel em geral. Para conectar a bateria aos circuitos elétricos do protótipo, foi usado um par de conectores que encaixam-se apenas em uma posição,

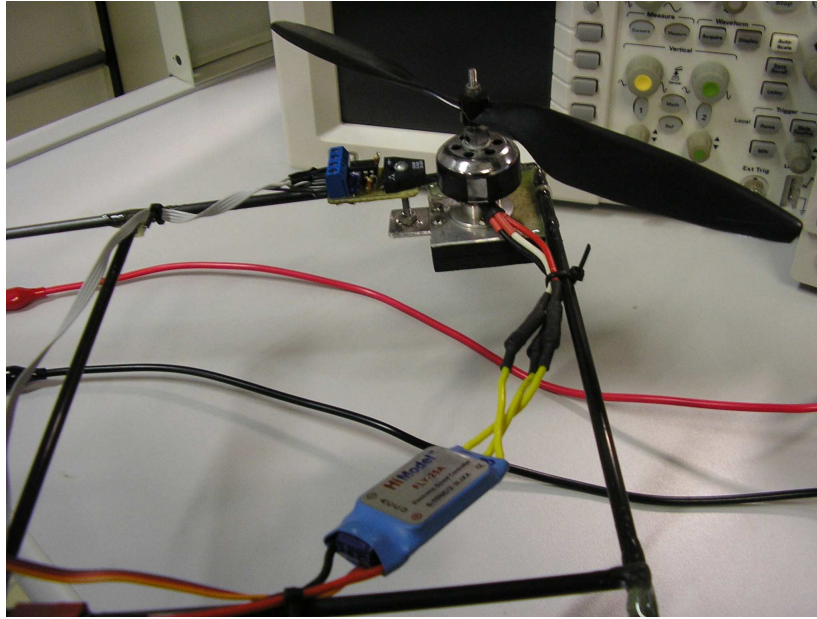
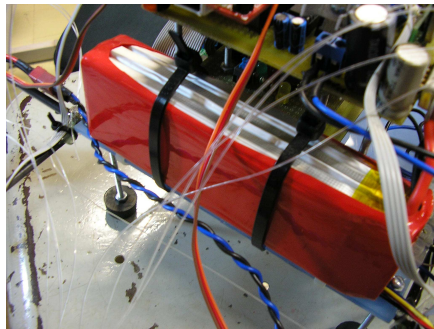
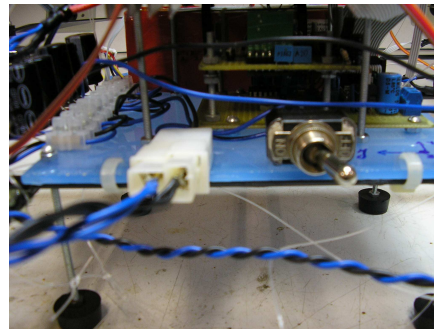


Fig. 2.6: Controlador eletrônico de velocidade (ESC) ligado a um motor.



(a) Bateria LiPo presa ao quadrirrotor.



(b) Conectores de energia e interruptor liga/desliga.

Fig. 2.7: Bateria e seus conectores.

evitando possíveis danos aos componentes eletrônicos por uma eventual inversão de polaridade da alimentação. A Fig. 2.7(a) mostra a bateria LiPo presa à estrutura do quadrirrotor e a Fig. 2.7(b) o detalhe dos conectores. A distribuição da energia é feita por um conector sindal de dez vias, ilustrado na Fig. 2.8, onde a cada par de vias adjacentes é ligado um capacitor de 2,2mF para minimizar oscilações de tensão causadas por carregamento da bateria. Ao circuito foi adicionado um interruptor, mostrado na Fig. 2.7(b), para evitar que o desligamento da bateria tivesse que ser feito pelo desencaixe de seu conector.

A última etapa da construção do quadrirrotor foi a fixação dos sensores de rotação, da placa do microcontrolador e da placa de sensores para navegação, sendo estes todos descritos em detalhe no decorrer deste capítulo. Um furo foi feito no meio da chapa de acrílico central do chassi do quadrirrotor para que o sonar pudesse ser encaixado. A existência de pouco espaço lateral fez com que as diferentes placas tivessem que ser dispostas verticalmente, assim como pode ser visto na Fig. 2.9. Por fim, quatro pés emborrachados foram presos à chapa de acrílico para suportar o quadrirrotor quando este estivesse no chão, o que pode ser visto na mesma figura.

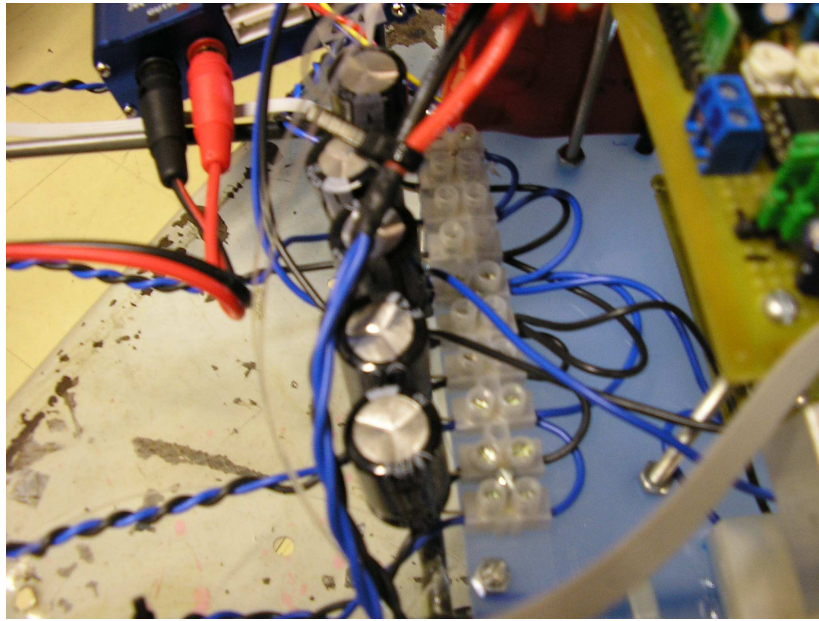


Fig. 2.8: Conector sindal de distribuição de energia da bateria.

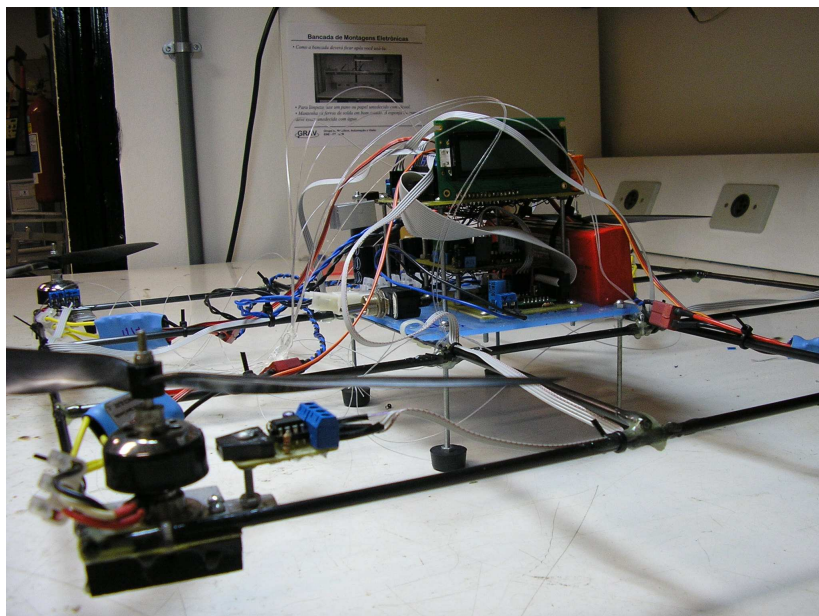


Fig. 2.9: Placas montadas sobre o quadrirrotor e seus pés de sustentação.

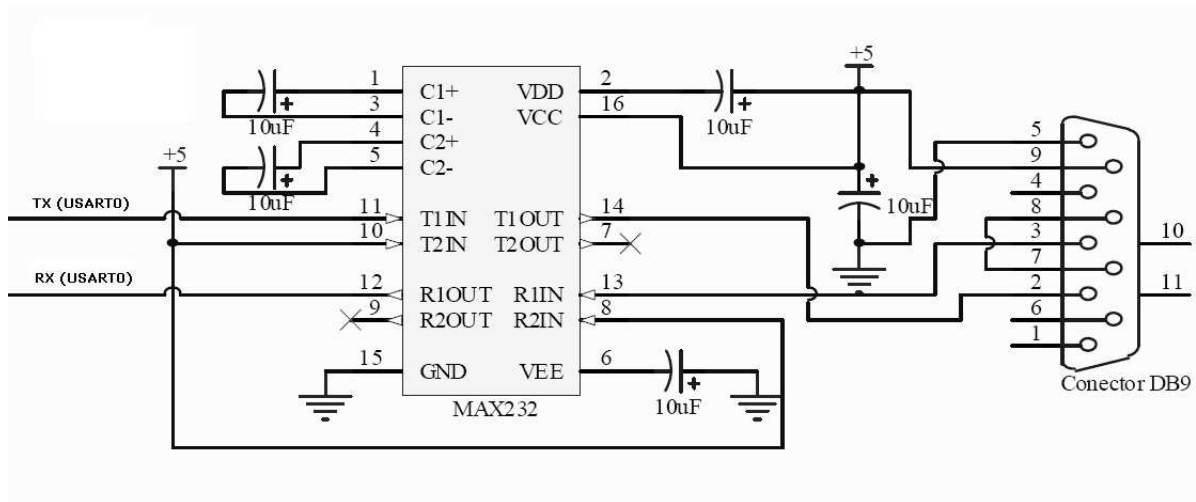


Fig. 2.10: Interface RS-232.

2.3 Comunicação de dados

Procurando tornar o projeto do quadrirrotor mais versátil, foram implementadas quatro formas distintas para a sua comunicação de dados com um computador remoto. Os padrões *RS-232* e *RS-485* foram utilizados para comunicação serial por meio de fios. Entretanto, por tratar-se de um projeto de robótica aérea, fez-se necessário conceber também maneiras de criar canais de comunicação sem a necessidade de fios. As soluções encontradas foram a instalação de uma antena de alta velocidade (TRF-24G) na placa do microcontrolador e o acoplamento de um módulo *Bluetooth* ao conector DB-9 utilizado para comunicação serial *RS-232*. O restante desta seção dedica-se ao detalhamento das implementações física e lógica dos diferentes protocolos de comunicação.

2.3.1 Comunicação serial RS-232

Esta foi a primeira interface de comunicação implementada, cuja função principal foi permitir a comunicação entre o microcontrolador e o computador durante as fases iniciais de desenvolvimento. O padrão *RS-232* permite comunicação serial assíncrona *full-duplex*⁴ a curtas distâncias (15m ou menos) e com níveis de tensão variando de 3 a 15V (0 lógico) ou de -3 a -15V (1 lógico).

Os parâmetros utilizados na comunicação foram os seguintes: velocidade de transmissão (*baud rate*) de 115200 bps; 8 *bits* de dados sem paridade; 1 *bit* de parada; sem *handshaking*.

Como não se tratava de um canal de comunicação de alta prioridade e com necessidade de robustez a falhas (era usado principalmente para a realização de testes), não foi implementado nenhum protocolo de mais alto nível para troca de informações. O periférico do microcontrolador destinado à comunicação *RS-232* foi o USART0 (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*). O circuito desta interface [6], reproduzido na Fig. 2.10 por conveniência, encontra-se inserido na Fig. I.2 do anexo que trata dos esquemáticos das placas construídas.

⁴A transmissão e a recepção de dados podem acontecer simultaneamente.

2.3.2 Comunicação serial RS-485

Cronologicamente, esta foi a terceira interface de comunicação desenvolvida. Trata-se, assim como o *RS-232*, de um padrão de comunicação serial de dados, mas com uma característica fundamental: a informação é transmitida na forma de um sinal diferencial entre dois fios num par trançado, denominados *A* (-) e *B* (+). Isto torna o padrão *RS-485* mais resistente a eventuais ruídos que sejam induzidos na linha de transmissão, pois estes serão praticamente anulados no momento em que o receptor fizer a diferença entre os níveis de tensão entre *A* e *B*. Este padrão permite comunicação serial assíncrona *half-duplex*⁵ entre um transmissor e outros diversos possíveis receptores. Por sua imunidade a ruídos, maiores taxas de transmissão e maiores distâncias podem ser atingidas quando feita a comparação com o padrão *RS-232*.

Optou-se pela utilização da comunicação serial RS-485 em substituição ao transceptor TRF-24G, segunda forma de comunicação implementada, depois que esta falhou em atender seu propósito, que era permitir que o controle de atitude e altitude do quadricóptero fosse feito remotamente por um computador comunicando-se através dela com o microcontrolador. As razões serão descritas na Seção 2.3.3.

Uma vez que a interface *RS-485* seria utilizada para propósitos de controle, foi concebido e implementado um protocolo de alto nível para a troca de informações através dela. Procurava-se, assim, tornar a comunicação robusta, ou seja, capaz de contornar falhas de perda e corrupção de informações. Sua descrição segue:

- O computador é o Mestre (*Master*) do canal de comunicação, enquanto o microcontrolador permanece como Escravo (*Slave*). Isto implica que o *driver RS-485* do microcontrolador permanece em estado padrão de recepção (RX) e apenas muda para transmissão (TX) quando solicitado pelo Mestre;
- Todo pacote de dados deve ser precedido por um *byte* de cabeçalho, cujos *bits* são decodificados como

$$\begin{array}{ccccccc} 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \underbrace{\hspace{1.5cm}} & & & & & & \underbrace{\hspace{0.5cm}} & \\ \text{Tipo de mensagem} & & & & & & \text{Endereço} & \end{array} ;$$

- O Mestre e o Escravo possuem endereços distintos para transmissão e recepção de dados;
- O número de *bytes* de informação em cada tipo de mensagem é pré-definido;
- O Mestre solicita dados ao Escravo enviando-lhe uma mensagem de requisição, onde já está incluído o tipo de pacote a ser respondido. O Escravo responde-lhe com um *byte* de cabeçalho que indica o tipo de pacote que está sendo enviado, seguido dos *bytes* de informação;
- Pacotes podem ser enviados ao Escravo sem a necessidade de nenhum pedido de permissão;

⁵Cada par de fios pode ser usado unicamente para transmissão ou recepção em um dado instante.

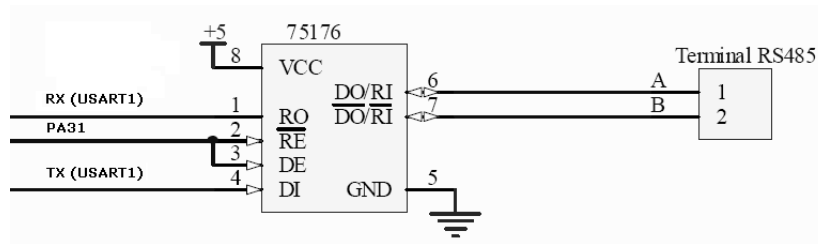


Fig. 2.11: *Driver RS-485* para o microcontrolador.

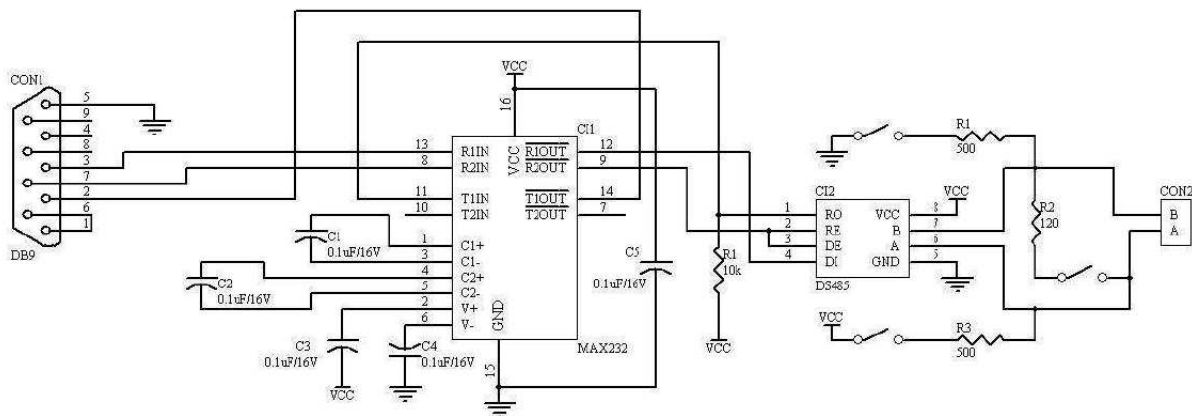


Fig. 2.12: Conversor RS-232/RS-485.

- Caso haja erros na recepção dos *bits*, uma mensagem de reprovação (NACK, *No Acknowledge*) deve ser enviada de volta ao transmissor. Ao recebê-la, este deve retransmitir o último pacote, inclusive o *byte* de cabeçalho.

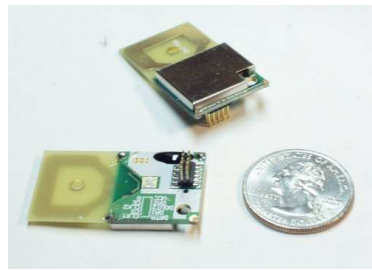
O protocolo de comunicação RS-485 foi implementado com êxito e constatou-se experimentalmente a viabilidade de sua aplicação para o controle remoto do quadrirrotor. O periférico USART1 foi usado e configurado com os parâmetros seguintes: *baud rate* de 115200 bps; 8 *bits* de dados sem paridade; 1 *bit* de parada; sem *handshaking*.

A Fig. 2.11 contém o detalhe do circuito elétrico de acionamento do *driver RS-485* contido em I.2. O conversor *RS-232/RS-485*, responsável por interligar a porta serial do computador à rede de comunicação *RS-485*, encontra-se na Fig. 2.12 [6].

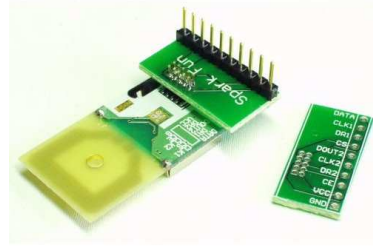
2.3.3 Transceptor sem-fio TRF-24G

Corresponde à segunda interface de comunicação implementada e à primeira sem-fio. Sem sombra de dúvida, o transceptor TRF-24G foi o periférico de comunicação que mais tempo demandou para sua correta implementação. Foi durante o seu desenvolvimento que surgiu a necessidade de criar-se um protocolo robusto de comunicação de dados, que mais tarde forneceu as bases para aquele apresentado na Seção 2.3.2.

O módulo transceptor TRF-24G, de fabricação da Laipac Tech, permite transmissão e recepção em 125 canais distintos no intervalo de frequência de 2,4GHz a 2,5 GHz. O método de modulação



(a) Referencial para o tamanho.



(b) Soldado ao conector de 0,1in.

Fig. 2.13: Fotos ilustrativas do transceptor TRF-24G⁶.

usado é o GFSK (*Gaussian Frequency-Shift Keying*). Este módulo permite mudança dinâmica do canal de comunicação durante a operação e é capaz de receber, simultaneamente, através dele e de outro canal que está sempre a uma frequência 8MHz acima do primeiro, doravante denominados CANAL_A e CANAL_B, respectivamente. Contém também rotinas internas para cálculo e decodificação de CRC e endereçamento de pacotes. As taxas de comunicação entre módulos e entre um módulo e um microcontrolador podem ser tão grandes quanto 1Mbps. Frisa-se aqui que não há qualquer protocolo interno que garanta a correta comunicação de dados. Fotos do transceptor encontram-se nas Figs. 2.13 (a-b).

Inicialmente, pensou-se que seria possível ligar facilmente o TRF-24G à porta SPI do microcontrolador, de forma a tornar a comunicação entre eles ágil e direta. Muito embora tenha-se tido sucesso na implementação, uma análise posterior mostrou que grande parte das dificuldades poderia ter sido eliminada caso se tivesse optado por ligar diretamente o transceptor a pinos de E/S (entrada e saída) digitais do microcontrolador e se tivesse emulado uma porta de comunicação serial síncrona através deles. Este procedimento foi usado para a leitura de um dos sensores embarcados no quadrirrotor e mostrou-se simples e eficiente, assim como consta na Seção 2.4.

A porta SPI do microcontrolador é destinada para comunicações seriais síncronas de alta velocidade entre um dispositivo Mestre e um ou mais Escravos. É formada pelos seguintes sinais lógicos:

- $SCLK$ ⁷ (*Serial Clock*): entrada (Escravo) ou saída (Mestre) de relógio para sincronização da comunicação;
- $MOSI$ (*Master Out, Slave In*): via de transmissão do Mestre e recepção dos Escravos;
- $MISO$ (*Master In, Slave Out*): via de recepção do Mestre e transmissão dos Escravos;
- \overline{SS} ⁸ (*Slave Select*): entrada de seleção de Escravo.

A Fig. 2.14 ilustra como é feita a ligação entre um dispositivo Mestre e apenas um Escravo:

⁶Fonte: http://www.sparkfun.com/commerce/product_info.php?products_id=151

⁷SPCK, na nomenclatura do ARM utilizado.

⁸NPCS, na nomenclatura do ARM utilizado.

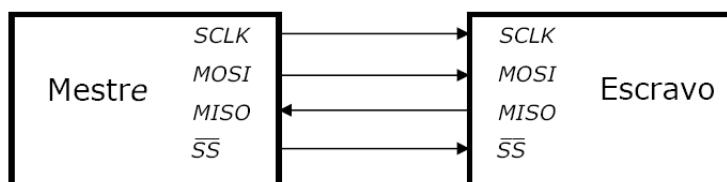


Fig. 2.14: Fluxo de dados numa interface SPI.

O CANAL_A do TRF-24G é capaz de enviar e receber dados, além de permitir também a programação do transceptor. Sua interface é formada pelos seguintes sinais:

- *DATA*: via de recepção e transmissão do CANAL_A, além de entrada de configuração do transceptor;
- *CLK1*: entrada de relógio para sincronizar a entrada (transmissão e configuração) ou saída (recepção) de dados no pino *DATA*;
- *DR1*: sinalizador de existência de dados recebidos no CANAL_A que estão prontos para leitura pelo pino *DATA*.

O CANAL_B, diferentemente, é apenas capaz de receber informações e seus pinos são os seguintes:

- *DOUT2*: via de recepção do CANAL_B;
- *CLK2*: entrada de relógio para sincronizar a saída (recepção) de dados no pino *DOUT2*;
- *DR2*: análogo a *DR1* para o CANAL_B.

O CANAL_A, por ser o único capaz de transmitir informações e de configurar o transceptor, foi usado como entrada de dados do TRF-24G e saída do microcontrolador. Para a recepção, como a porta SPI do microcontrolador conta com uma entrada dedicada de dados, a solução encontrada foi utilizar o CANAL_B do transceptor como saída de dados do transceptor e entrada do microcontrolador. A última pendência para a conexão do transceptor ao microcontrolador foi utilizar o mesmo sinal de relógio, *SCLK*, da porta SPI como entrada em *CLK1* (transmissão) e *CLK2* (recepção). Para tanto, utilizou-se o pino *DR2* do transceptor para multiplexação do sinal de relógio entre os dois canais. A Fig. 2.15, que é parte da Fig. I.2, mostra em detalhe a forma como foram feitas as conexões elétricas entre o microcontrolador, o transceptor e o circuito lógico de multiplexação do sinal de relógio *SCLK*, que usa *DR2* como entrada de seleção. Os potenciômetros nas saídas das portas lógicas tinham como função converter tensões de 5V para 3,3V.

A necessidade de transmitir-se por um canal de frequência e de receber-se por outro limitou a comunicação sem-fio, tornando-a *half-duplex*. Para transmissão de dados entre um módulo TRF-24G e outro, ambos os módulos compartilhavam inicialmente o mesmo canal *n* de comunicação. No momento em que era preciso enviar dados, o transmissor mudava seu canal de comunicação de

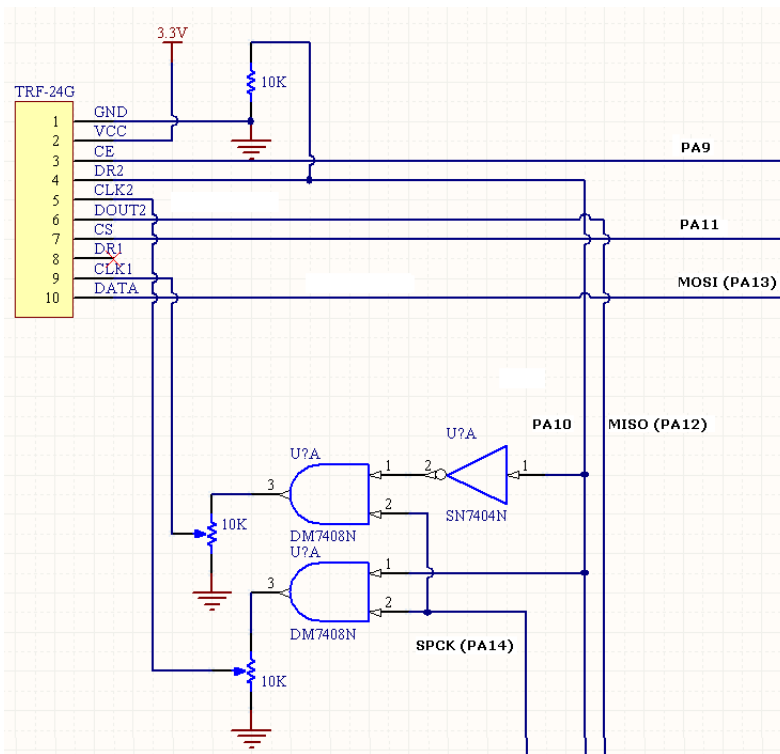


Fig. 2.15: Esquemático das ligações entre o microcontrolador e o transceptor TRF-24G.

Tabela 2.1: Organização do pacote de dados para comunicação sem-fio.

Número do <i>byte</i>	Descrição
0	Endereço do receptor.
1	<i>Byte</i> menos significativo de <i>checksum</i> .
2	<i>Byte</i> mais significativo de <i>checksum</i> .
3	Tipo de Mensagem.
4-28	Dados.

n para $n + 8$, ou seja, o CANAL_A do transmissor igualava-se ao CANAL_B do receptor. Finda a comunicação, o transmissor retornava ao canal n . Por imposição do protocolo interno do módulo TRF-24G, toda comunicação era obrigatoriamente feita por meio de pacotes com tamanho fixo de 256 *bits*. Foram utilizados 8 *bits* para endereçamento dos módulos, 16 *bits* para CRC e o restante, 232 *bits* (29 *bytes*), para a transmissão de informações. Estes últimos *bytes* foram divididos da forma como está descrito na Tabela 2.1:

Assim como já foi citado na Seção 2.3.2, o objetivo da instalação do módulo TRF-24G era permitir que o controle de atitude e altitude do quadricóptero fosse feito remotamente por um computador em terra. Logo, havia grande necessidade de que a comunicação sem-fio se desse rapidamente e com taxa desprezível (preferencialmente nula) de corrupção de mensagens, existindo risco de instabilidade e destruição da plataforma caso estas condições não fossem respeitadas. Muito embora o próprio módulo TRF-24G já implementasse internamente rotinas de endereçamento de pacotes e verificação de erros de comunicação, nada podia ser garantido no trajeto dos

bits do módulo ao microcontrolador. Este foi o motivo da adição, aparentemente redundante, dos *bytes* 0 a 3 aos pacotes de dados sem-fio. Procurava-se evitar ao máximo que a grande quantidade de sinais circulantes na placa do microcontrolador, juntamente com as altas correntes demandadas pelos motores, pudessem, por interferência eletromagnética, prejudicar a comunicação.

O protocolo para comunicação robusta de dados desenvolvido para o módulo TRF-24G deu origem àquele descrito na Seção anterior. Suas principais preocupações eram eliminar perdas de pacotes que porventura viessem a acontecer e impedir a duplicidade de pacotes, que ocorre quando a mesma mensagem é transmitida mais de uma vez ao receptor sem que houvesse necessidade disso. As regras deste protocolo eram as seguintes:

- O computador é o Mestre (*Master*) do canal de comunicação, enquanto o microcontrolador permanece como Escravo (*Slave*). Quando inativos, os módulos TRF-24G devem ficar no estado padrão de recepção (RX);
- O Mestre e o Escravo possuem endereços distintos para transmissão e recepção de dados;
- O número de *bytes* de informação em cada tipo de mensagem é pré-definido;
- O Mestre solicita dados ao Escravo enviando-lhe uma mensagem de requisição, onde já está incluído o tipo de pacote a ser respondido. O Escravo responde-lhe com outro pacote, onde um dos *bytes* (ver Tabela 2.1) indica o tipo de pacote que está sendo enviado;
- Pacotes podem ser enviados ao Escravo sem a necessidade de nenhum pedido de permissão;
- A cada mensagem enviada pelo transmissor deve corresponder outra de aprovação (ACK, *Acknowledge*) respondida pelo receptor. Caso uma mensagem de reprovação (NACK, *No Acknowledge*) seja respondida ou não se receba resposta alguma dentro de um intervalo de tempo pré-determinado (*timeout*), a mensagem original deve ser retransmitida. Este processo deve se repetir até que um ACK seja recebido;
- Uma mensagem diferente pode ser enviada apenas se o ACK da última tiver sido recebido;
- O campo *Tipo de mensagem* (*byte* 3) sempre alterna o valor de seu último bit entre 0 e 1 a cada **nova** mensagem transmitida. Desta forma, permite-se que o receptor detecte que um mesmo pacote está sendo retransmitido erroneamente, o que acontece quando uma resposta de ACK é perdida.

Para reduzir ao máximo o tempo de comunicação, procurou-se maximizar as taxas de transmissão entre o microcontrolador e o módulo TRF-24G e também entre os módulos TRF-24G entre si. A taxa de 1Mbps escolhida para comunicação entre os módulos era também a máxima permitida. Para a escolha da taxa de transmissão entre o módulo TRF-24G e o microcontrolador, montou-se em uma *protoboard* o circuito da Fig. 2.15 ligado a um microcontrolador programado para apenas ecoar tudo aquilo que recebesse. O experimento simples descrito na Seção 4.7.1, que mediu a taxa de perda de pacotes para diferentes velocidades de transmissão, indicou que a taxa ótima⁹ para comunicação entre o microcontrolador e o módulo TRF-24G seria de 700Kbps, tendo sido esta a

⁹Nas condições de montagem dos circuitos de comunicação sem-fio.

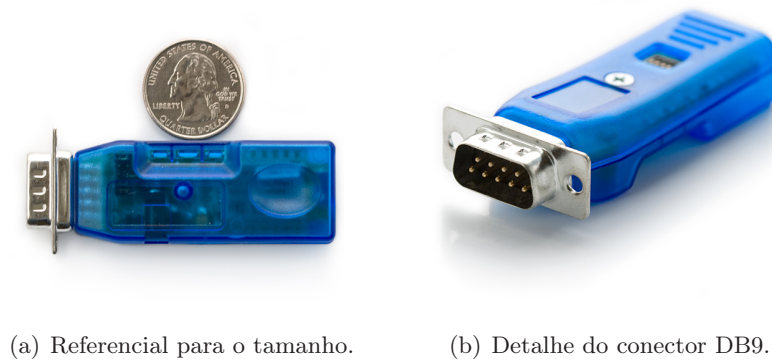


Fig. 2.16: Fotos ilustrativas do módulo FireFlyTM para comunicação BluetoothTM¹¹.

velocidade de comunicação escolhida. Todavia, este experimento revelou também que era inviável¹⁰ utilizar-se a comunicação sem-fio através dos transceptores TRF-24G para a execução remota das tarefas de controle. Isto porque o tempo de comunicação mostrou-se não-determinístico, pois um mesmo pacote de dados podia tanto ser transmitido diretamente (ausência de retransmissões) quanto necessitar de, em média, cinco retransmissões (por ocasião de *timeouts* de resposta) para que todos os passos do protocolo de comunicação pudessem ser satisfeitos. Ainda que não tenha sido constatada a corrupção de nenhum dos pacotes enviados, os tempos imprevisíveis para transmissão guiaram o trabalho em direção à alternativa de comunicação serial descrita na Seção 2.3.2.

2.3.4 Bluetooth

A comunicação Bluetooth foi a última a ser implementada no quadrirrotor. Para tanto, utilizou-se o módulo FireFlyTM, de fabricação da Roving NetworksTM. Este dispositivo, além do circuito de comunicação sem-fio, conta ainda com um adaptador RS-232 para interface direta com qualquer elemento serial que se comunique neste padrão. Além de permitir taxas de transmissão que podem chegar a 464Kbps, um par destes módulos pode se comunicar a distâncias de até 100m, dependendo das características do ambiente. As Figs. 2.16 (a-b) são fotos deste módulo.

Além da óbvia vantagem de dispensar cabos para a transmissão de dados, a principal qualidade deste equipamento é a existência de um protocolo interno para comunicação robusta, ou seja, ele é capaz de, por conta própria, garantir a recepção correta de um pacote de *bytes* enviado. Isto permitiu que não fosse necessário, para este módulo, investir-se todo o tempo que foi dispendido na implementação do protocolo de comunicação sem-fio discutido no tópico anterior para a antena TRF-24G.

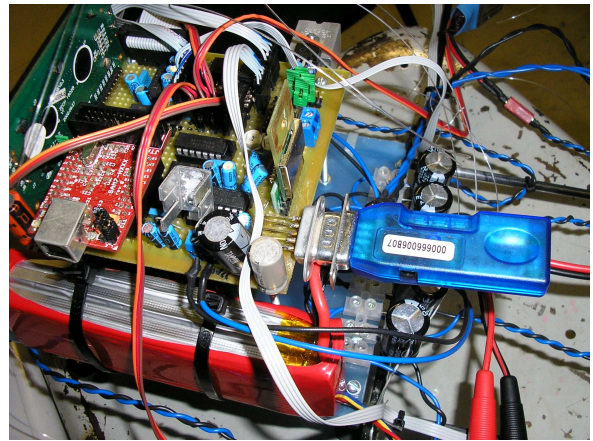
Na etapa do projeto em que se decidiu utilizar este módulo para comunicação de dados, já estava decidido que o controle não mais seria feito remotamente por um computador, mas sim pelo próprio microcontrolador embarcado, contexto diametralmente oposto àquele em que o desempenho da antena TRF-24G foi avaliado. Dessa forma, não mais havia a preocupação do tempo de comunicação ser pequeno e previsível o bastante para não afetar as rotinas de controle, sendo o

¹⁰Novamente, nas condições de montagem dos circuitos de comunicação sem-fio.

¹¹Fonte: http://www.sparkfun.com/commerce/product_info.php?products_id=8495



(a) Módulo Bluetooth ligado à porta serial do computador com alimentação via porta USB.



(b) Módulo Bluetooth conectado ao DB9 da placa do microcontrolador.

Fig. 2.17: Placa de sensores e sua forma de conexão ao microcontrolador.

módulo Bluetooth utilizado apenas para transmissão de comandos do computador ao microcontrolador e envio de informações de voo do segundo para o primeiro. Tais tarefas eram acessórias e de baixa prioridade, não tendo sido, portanto, relevante levar-se em conta os atrasos de comunicação introduzidos pelos módulos FireFlyTM. Estes tempos, todavia, foram experimentalmente medidos e os resultados são apresentados na Seção 4.7.2.

O módulo Bluetooth podia ser ligado tanto ao USART0 quanto ao USART1, dependendo de qual destes periféricos era ligado ao conector DB9 da placa do microcontrolador. Maiores detalhes de como isso era feito são dados na Seção 2.3.5. As conexões dos módulos Bluetooth com o computador e com o quadricóptero podem ser vistas, respectivamente, nas Figs. 2.17 (a-b).

2.3.5 Seleção manual das vias de comunicação

O microcontrolador usado, o AT91SAM7S64 da Atmel®, tem a restrição de contar com apenas dois USARTs para comunicação. Quando as interfaces de comunicação começaram a ser implementadas, estipulou-se que o USART0 seria destinado para comunicação *RS-232* com o computador através do circuito da Fig. 2.10, enquanto o USART1 serviria para o propósito de controle através da interface *RS-485* da Fig. 2.11. Todavia, como é detalhado na Seção 2.4, o projeto de instrumentação do quadricóptero exigiu que um destes USARTs fosse reservado exclusivamente à leitura dos dados da IMU. A escolha natural para isto foi o USART0, visto que a comunicação *RS-232* tinha função apenas acessória e nada seria ligado ao conector DB9 durante vôos do quadricóptero. Entretanto, como era importante que existisse um caminho direto de comunicação entre o computador e o microcontrolador durante o desenvolvimento do *firmware* embarcado, surgiu ali a necessidade de se multiplexar várias vias de comunicação em apenas dois USARTs. A introdução do módulo Bluetooth descrito na Seção 2.3.4 foi o evento que tornou essa necessidade premente, uma vez que este módulo permaneceria fixado ao conector DB9 durante todo o tempo. A solução elaborada foi a criação de um mecanismo de seleção manual das vias de comunicação por meio de *jumpers*.

A Fig. 2.18 mostra a forma como foi concebido o mecanismo de seleção, cujos contatos elétricos

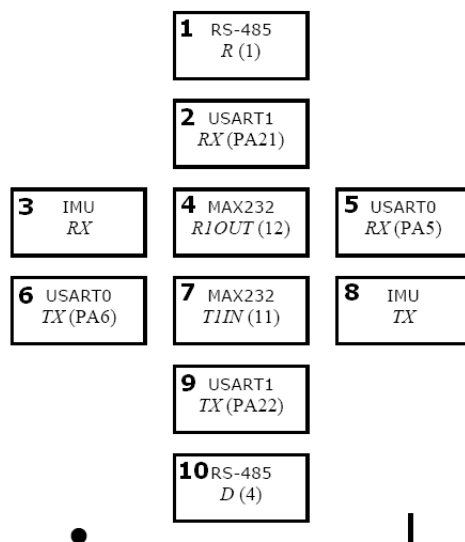


Fig. 2.18: Mecanismo de seleção manual das vias de comunicação.

Tabela 2.2: Opções de seleção das vias de comunicação.

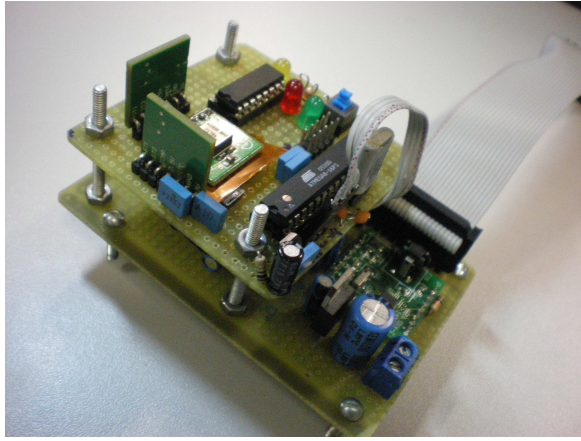
Descrição	Pinos a serem ligados
USART0 com MAX232 para comunicação RS-232 (DB9)	4 e 5, 6 e 7
USART0 com IMU	3 e 6, 5 e 8.
USART1 com MAX232 para comunicação RS-232 (DB9)	2 e 4, 7 e 9
USART1 com SN75176A para comunicação RS-485	1 e 2, 9 e 10
IMU com MAX-232 para comunicação RS-232 (DB9)	3 e 4, 7 e 8

são fechados por meio de quatro *jumpers*. As marcas (um círculo e uma barra) mostradas na parte de baixo da Fig. 2.18 servem como referência de orientação. As ligações permitidas por este mecanismo de seleção encontram-se enumeradas na Tabela 2.2.

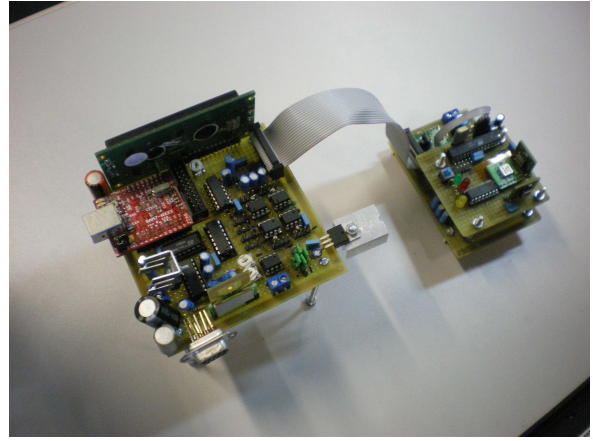
2.4 Sensores

O quadricóptero conta com quatro tipos básicos de unidades de sensoriamento, sendo algumas delas conjuntos de sensores mais simples:

- Unidade de Medição Inercial (IMU): fornece medidas das acelerações lineares ao longo e angulares em torno dos eixos x , y e z do sistema de referência \mathbb{E} , que está descrito na Seção 3.2;
- Magnetômetro: mede a intensidade do campo magnético na direção de cada um de seus eixos coordenados;
- Sonar: sua medição de distância, juntamente com o conhecimento da atitude do quadricóptero, fornece uma estimativa da altitude do helicóptero;



(a) Placa de sensores montada.



(b) Placa de sensores ligada à placa do microcontrolador.

Fig. 2.19: Placa de sensores e sua forma de conexão ao microcontrolador.

- Sensores de rotação: enviam um pulso ao microcontrolador a cada rotação completa dos motores, tornando possível a aferição de suas velocidades médias durante uma volta completa.

Todos estes sensores, com exceção dos sensores de rotação, foram montados juntos em uma placa que comunica-se com o microcontrolador por meio de um cabo *flat*, assim como pode ser visto nas fotos das Figs. 2.19 (a-b).

O restante desta seção dedica-se à descrição do funcionamento e do procedimento de leitura de cada um destes sensores.

2.4.1 IMU

A IMU instalada no quadricóptero foi concebida e montada durante este trabalho de graduação. O diagrama esquemático de seu circuito encontra-se na Fig. I.4 e seu *firmware* foi desenvolvido pelo Prof. Geovany Borges, orientador do projeto. Seus componentes básicos são:

- Um microcontrolador AVR ATmega8, fabricado pela Atmel®;
- Três girômetros ADXRS150, de fabricação da Analog Devices, montados sobre placas de *breakout* da Sparkfun Electronics;
- Um acelerômetro de três eixos ADXL330, também da Analog Devices e também montado sobre uma placa de *breakout* da Sparkfun Electronics;
- Um sensor de temperatura LM35, da National Semiconductor;
- Uma chave analógica CD4051BC, da Fairchild Semiconductor™.

O microcontrolador AVR tem como função realizar a conversão analógica/digital dos sinais de cada um dos sensores instalados na IMU e transmiti-los serialmente por meio de seu USART. Como este microcontrolador tem apenas seis canais analógicos, a chave CD4051BC foi usada para

Tabela 2.3: Informações transmitidas pela IMU.

Número	Nome	Descrição
0	Pitch - Rate	Aceleração angular medida em torno do eixo de arfagem.
1	Pitch - 2.5V	Referência de 2,5V do girômetro de arfagem.
2	Pitch - Temp	Valor de temperatura do girômetro de arfagem.
3	Roll - Rate	Aceleração angular medida em torno do eixo de rolagem.
4	Roll - 2.5V	Referência de 2,5V do girômetro de rolagem.
5	Roll - Temp	Valor de temperatura do girômetro de rolagem.
6	Yaw - Rate	Aceleração angular medida em torno do eixo de guinada.
7	Yaw - 2.5V	Referência de 2,5V do girômetro de guinada.
8	Yaw - Temp	Valor de temperatura do girômetro de guinada.
9	Accel - X	Aceleração linear ao longo do eixo X do acelerômetro.
10	Accel - Y	Aceleração linear ao longo do eixo Y do acelerômetro.
11	Accel - Z	Aceleração linear ao longo do eixo Z do acelerômetro.

multiplexar oito leituras dos sensores em apenas uma entrada analógica do AVR. A comunicação do ARM AT91 com a IMU se dava a uma taxa de 57.600bps e o envio de dados pelo AVR deveria ser precedido por um pedido (*query*), representado pelo caracter “?” (ASCII 63). Uma vez feito o pedido, eram transmitidos pela IMU doze valores decimais no formato ASCII. Um espaço em branco simples (ASCII 32) separava cada uma das medidas e o fim da mensagem era marcado por um caracter de retorno de carro (*carriage return*, ASCII 13). A Tabela 2.3 enumera e descreve, em ordem de envio, as diferentes informações transmitidas pela IMU.

A Fig. 2.20 mostra a IMU, em destaque, montada sobre a placa onde estão também o magnetômetro e o sonar. Tomou-se o cuidado de torná-la o mais central possível, de forma a minimizar perturbações sobre as medições do acelerômetro causadas por sua localização excêntrica. Nesta situação, acelerações centrípetas geradas por movimentos de rotação poderiam ser confundidas com acelerações nas direções de translação.

2.4.2 Magnetômetro

O modelo de magnetômetro utilizado foi o PNI MicroMag 3, de fabricação da PNI. Trata-se de um módulo integrado para medição da intensidade de campo magnético na direção de seus eixos x , y e z . O valor medido do campo magnético é transmitido na forma de um número inteiro de 16 *bits* com sinal (complemento-2) através de uma interface SPI padrão. O protocolo de comunicação é o seguinte: inicialmente, um *byte* deve ser transmitido ao magnetômetro contendo, entre outras informações, a sensibilidade desejada e o eixo da medida. O magnetômetro então inicia seu processo interno de medição e, ao final, eleva o nível lógico de seu pino DRDY (*Data Ready*) para 1, sinalizando ao microcontrolador que o dado já está disponível para ser lido. O microcontrolador deve então ler os dois *bytes* que correspondem ao valor da medição. Caso uma nova leitura seja necessária, deve-se emitir um pulso no pino de RESET (*Reset*) do magnetômetro

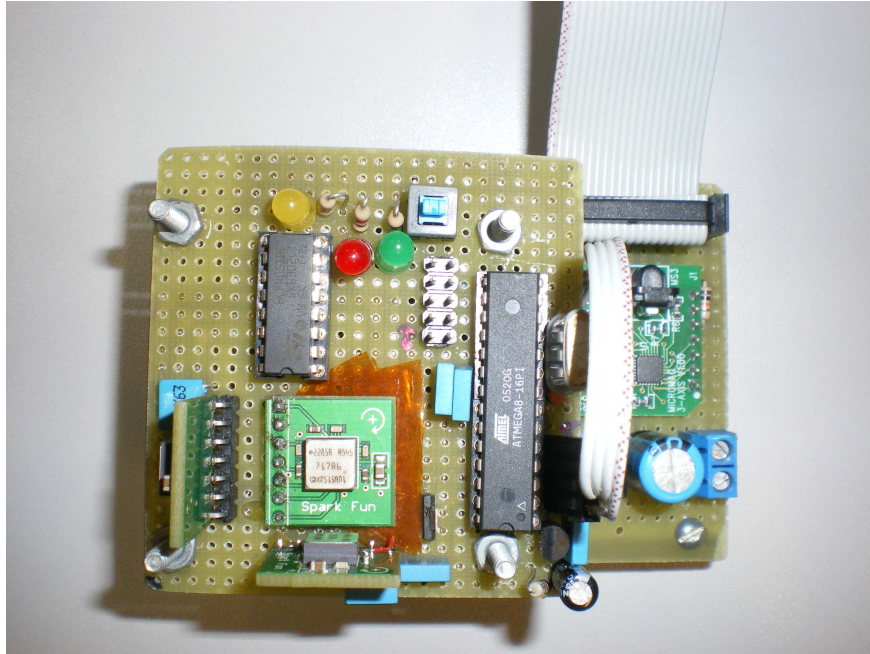


Fig. 2.20: Destaque da IMU montada.

de modo a torná-lo novamente pronto para receber instruções. Durante todo esse processo, o microcontrolador atua como Mestre da interface SPI, enquanto o magnetômetro mantém-se sempre como Escravo.

À época da instalação do magnetômetro, a interface SPI do ARM AT91 já estava ligada ao módulo TRF-24G, assim como foi descrito na Seção 2.3.3. Logo, a solução encontrada foi emular uma porta SPI através de seis pinos de E/S genéricos, método usualmente denominado *bit-banging*. Tomou-se o cuidado de se respeitar os parâmetros de tempo do magnetômetro e não foram constatados problemas durante a suas leituras. A Fig. 2.21 mostra o magnetômetro em destaque.

2.4.3 Sonar

O sonar LV-MaxSonar®-EZ1, de fabricação da MaxBotix®, foi instalado no quadricóptero para atuar como instrumento indireto de estimação da altitude corrente. Assim como está descrito na Eq. (III.2), repetida por conveniência em (2.1), a altura s do centro do quadricóptero é uma função não linear da medição l de distância do sonar e dos ângulos ϕ de rolagem e θ de arfagem, sendo dada por

$$h = \frac{s}{\cos(\phi) \cos(\theta)}, \quad -\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}, \quad -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}. \quad (2.1)$$

Enfatiza-se aqui que a Eq. (2.1) é válida apenas para um sonar que esteja situado exatamente sob o centro geométrico da base do quadricóptero, ou seja, que coincida com a origem dos sistemas de coordenadas \mathbb{B} e \mathbb{E} . Este é o motivo de toda a preocupação que se teve em se posicionar o sonar no local mais central possível quando a placa dos sensores foi fixada à base do quadricóptero. A Fig. 2.22 mostra a forma de fixação do sonar à placa dos sensores:

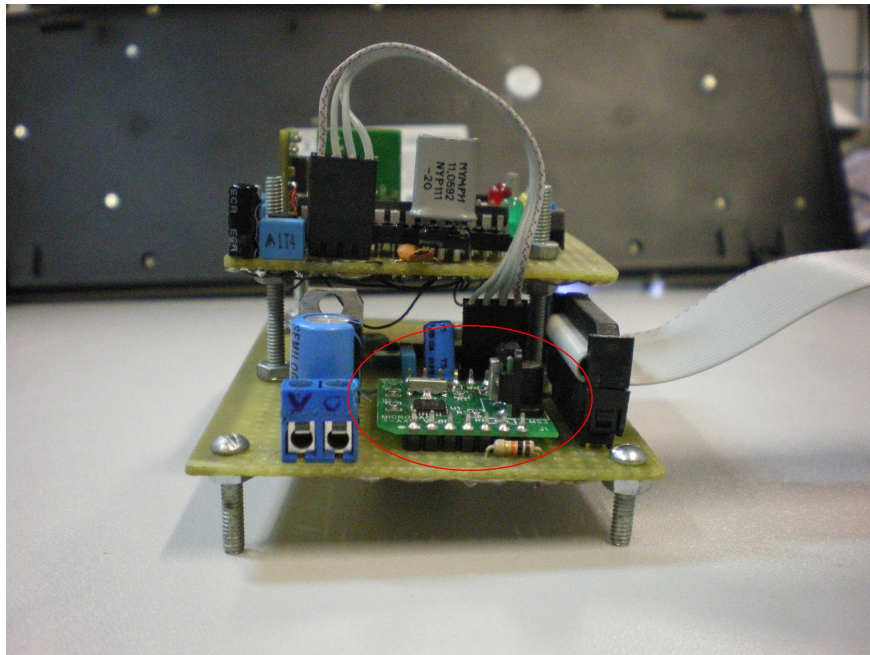


Fig. 2.21: Destaque do magnetômetro.

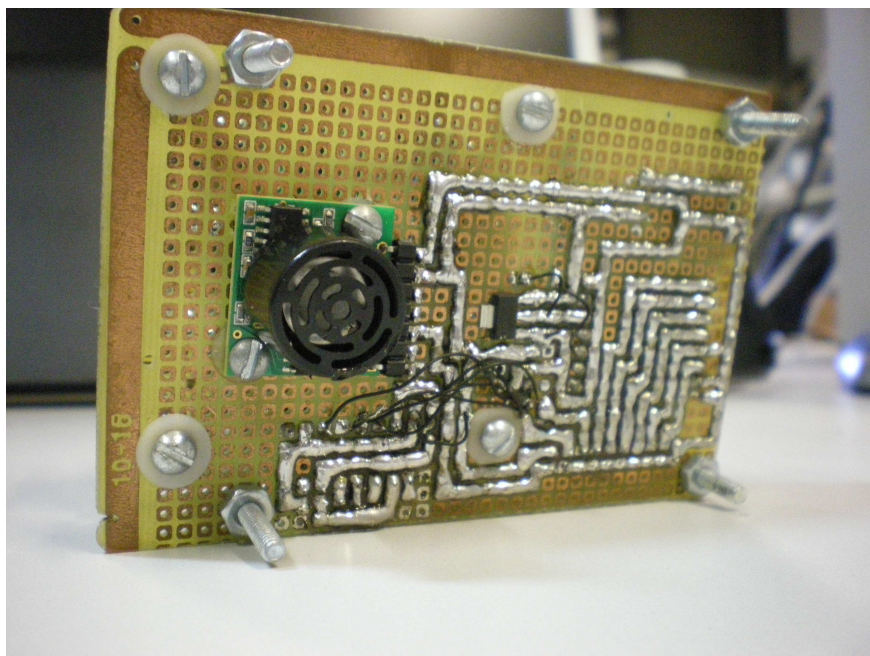


Fig. 2.22: Destaque do sonar montado sob a placa dos sensores.

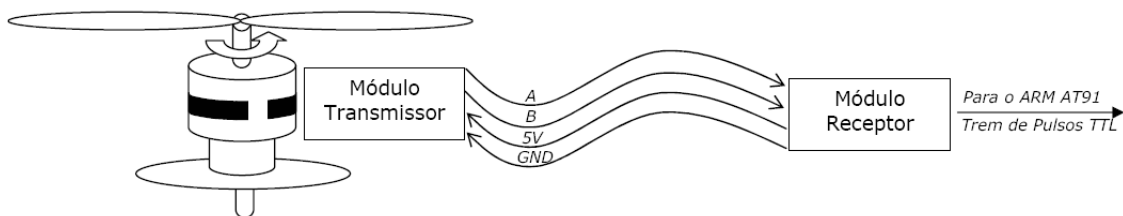


Fig. 2.23: Diagrama de blocos do princípio de funcionamento dos sensores de rotação.

O citado sonar é capaz de fornecer suas medições em três formatos possíveis: sinal analógico de 0 a 2,5V; comunicação serial assíncrona à taxa de 9600bps; e modulação PWM. A forma analógica foi a escolhida pois, quando o sonar foi incorporado ao quadrirrotor, não mais havia pinos de entrada e saída digitais disponíveis para leitura por meio de qualquer um dos outros dois métodos.

O intervalo de medição do sonar vai de 6in (15,24cm) a 254in ($\sim 6,45\text{m}$), com resolução de 1in (2,54cm). Objetos a menos de 6in são identificados como se estivessem a 6in. Por ser alimentado com 5V, a resolução do sonar é de $\sim 9,8\text{mV/in}$. Sendo a resolução do AT91 de $\sim 3,23\text{mV}$ por unidade, visto que seu conversor analógico/digital possui 10 *bits* e sua referência é de 3,3V, conclui-se que a resolução mínima na medição de distância fica limitada à resolução de 1in do sonar.

2.4.4 Sensores de Rotação

Assim como a IMU, os sensores de rotação também foram concebidos durante este trabalho de graduação. Seu projeto é de autoria do Prof. Geovany Borges e seu princípio de funcionamento está ilustrado na Fig. 2.23. Resumidamente, cada sensor de rotação consiste em um fototransistor, normalmente em corte, que é posto em saturação por um fotodiodo toda vez que a superfície refletiva do motor passe em frente a eles. Este conjunto de fotodiodo e fototransistor encontra-se encapsulado em um circuito integrado OPB742, fabricado pela OPTEK Technologies. Para tornar os sensores menos susceptíveis a ruídos, os pulsos gerados pelo OPB742 são transmitidos diferencialmente por meio de um circuito integrado SN75176A, o mesmo usado na comunicação serial *RS-485*. Estes sinais diferenciais são transmitidos por um cabo *flat* e decodificados novamente para níveis TTL por outro SN75176A, que faz parte do *Módulo Receptor*. Finalmente, os trens de pulsos TTL são enviados ao microcontrolador para que, por meio de interrupções e de um contador interno dedicado, ele possa estimar a velocidade de rotação do motor. A Fig. I.1 contém o esquemático do circuito correspondente ao bloco *Módulo Transmissor* da Fig. 2.23. Os blocos do tipo *Módulo Receptor* foram instalados na placa do microcontrolador, como pode ser visto na Fig. I.2, e o esquemático destes quatro blocos é mostrado em destaque na Fig. 2.24. Por fim, a Fig. 2.25 mostra a foto de um sensor de rotação acoplado a um dos motores do quadrirrotor.

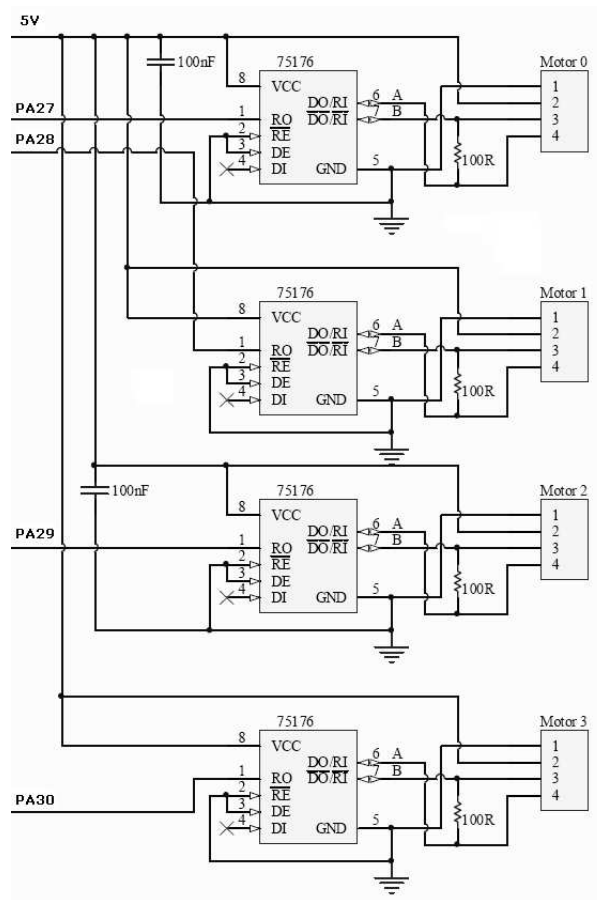


Fig. 2.24: Diagrama esquemático dos módulos receptores dos sensores de rotação.



Fig. 2.25: Sensor de rotação acoplado a um motor.

Capítulo 3

Modelamento dinâmico e sensoriamento para quadrirrotor

Neste capítulo são desenvolvidas as bases matemáticas que fundamentam o restante do trabalho. Primeiramente, são mostradas as técnicas e abstrações aplicadas no desenvolvimento do sistema de navegação e calibração dos instrumentos. Em seguida, deduzem-se as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do quadrirrotor, que foram fundamentais ao desenvolvimento do simulador. Por fim, mostra-se o equacionamento dos métodos de controle.

3.1 Introdução

Helicópteros são sistemas mecânicos complexos e cuja dinâmica é influenciada por uma série de fatores [4, 7]. Assim como são a maioria dos helicópteros, o quadrirrotor é um sistema sub-atuado, visto que conta com apenas quatro entradas de atuação (a velocidade de rotação de cada um de seus motores) e seis graus de liberdade (três ângulos de atitude e três coordenadas de translação) [8]. Logo, a realização de seu controle necessita de considerável compreensão dos fenômenos físicos envolvidos e grande esforço para modelar matematicamente sua dinâmica, suas formas de controle e seus métodos de navegação.

A revisão bibliográfica realizada mostrou que o estudo da dinâmica do quadrirrotor poderia tratar separadamente seus movimentos de rotação e de translação, estratégia adotada no desenvolvimento deste Capítulo. Enquanto fez-se uso, para a translação, da abordagem matemática das Leis de Newton para chegar-se às equações diferenciais do movimento, preferiu-se aplicar o formalismo de Euler-Lagrange à dinâmica da rotação do quadrirrotor, dada a sua maior complexidade. O resultado deste trabalho foram dois conjuntos de equações diferenciais de movimento, que foram aplicados em contextos distintos. O primeiro conjunto, apresentado nas Seções 3.8.1 e 3.8.3, é formado por equações diferenciais extensas, cujo desenvolvimento fez uso de poucas restrições e hipóteses, tendo sido útil à concepção do simulador descrito no Anexo III. O segundo, que também

fez uso do modelo de translação da Seção 3.8.1 mas, para a rotação, incorporou as equações da Seção 3.8.4, é notavelmente mais simples. Embora este segundo modelo seja pouco adequado para previsão fidedigna do comportamento do quadricóptero, suas equações foram suficientes para a elaboração dos controladores descritos na Seção 3.9 e cujos resultados de simulação são apresentados no Capítulo 4.

A Seção 3.9 descreve o desenvolvimento matemático que foi necessário ao controle do quadricóptero. Nela, são abordadas técnicas de controle PID e por linearização de modelo em torno de um ponto de operação que foram aplicadas na arquitetura de controle de atitude e altitude do helicóptero. O desempenho dos controladores implementados é posteriormente apresentado no Capítulo 4.

Não poderia haver controle de atitude e altitude caso não existissem dispositivos de sensoriamento e algoritmos de estimação de estado a partir de suas medidas. Dentre estes algoritmos, são apresentados na Seção 3.4 o método TRIAD e o método dos girômetros para determinação da atitude do quadricóptero, além do Filtro de Kalman Extendido como método de fusão sensorial. As operações computacionalmente onerosas destes algoritmos de estimação estimularam a utilização de quatérnios como forma de representação angular, cujos fundamentos estão apresentados na Seção 3.3.

3.2 Sistemas de coordenadas

A atitude, a posição, a velocidade e a aceleração de um corpo só fazem sentido se fizerem parte de um sistema de coordenadas. Existem diversos sistemas de coordenadas [9, 10] e esses são definidos de forma que os dados fornecidos pelos sensores nesses sistemas sejam convenientes para sua utilização e processamento. Neste Trabalho, utilizam-se três sistemas de coordenadas: o sistema de coordenadas fixo local, \mathbb{F} ; o sistema de coordenadas fixas no corpo, \mathbb{B} ; e o sistema de coordenadas \mathbb{E} , obtido pela translação da origem do sistema \mathbb{F} para que esta coincida com a origem do sistema \mathbb{B} . O posicionamento dos eixos coordenados fixos no corpo e na Terra é feito de acordo com a Fig. 3.1.

3.2.1 Sistema de coordenadas do corpo

Esse sistema tem origem no centro geométrico do quadricóptero, onde os sensores foram fixados. É o sistema de coordenadas onde todas as medidas são realizadas. O sistema de medição angular RPY (*Roll*, *Pitch* e *Yaw*) mostrado na Fig. 3.2 é definido a partir da defasagem entre os sistemas \mathbb{B} e \mathbb{E} . Os ângulos lá designados pelas letras ϕ , θ e ψ são denominados rolagem (*roll*), arfagem (*pitch*) e guinada (*yaw*), respectivamente, como está descrito na Seção 3.3.1.

3.2.2 Sistema de coordenadas fixo local

Esse sistema mantém-se fixo durante toda a operação do sistema de navegação, sendo definido quando este é iniciado. Sua orientação é dada pela primeira orientação adquirida no sistema de

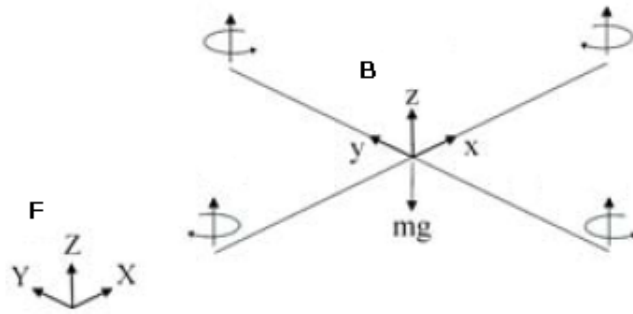


Fig. 3.1: Eixos coordenados de referência para o quadrrrotor (Adaptado de [2]).

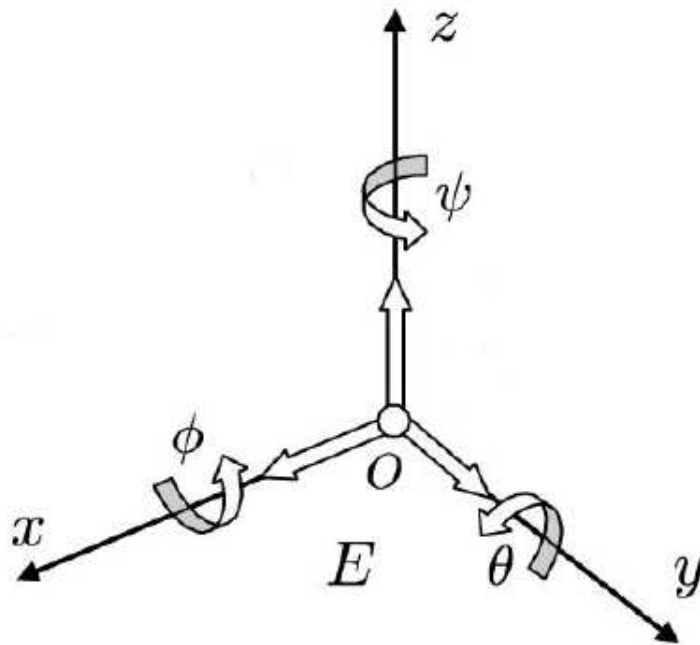


Fig. 3.2: Forma de medição dos ângulos de Euler (Adaptado de [3]).

coordenadas do corpo. Porém, pelo fato de ser considerado na Seção 3.4.3 que a força gravitacional está sobre o eixo z nesse sistema de coordenadas, o sistema de localização deve ser ligado de forma que seu eixo z aponte na direção oposta ao centro da Terra, ou seja, o quadrirrotor deve ser ligado voltado para cima em uma superfície plana. Por ser fixo, este sistema de referência é utilizado para a manipulação dos dados dos sensores durante seu funcionamento.

3.3 Rotações

As rotações podem ser representadas de diversos modos, sendo as rotações por ângulos de Euler e por quatérnio as mais utilizadas [11]. Neste Trabalho, é utilizada a representação de ângulos por quatérnio para o sistema de localização e por ângulos de Euler para o controlador de estabilização.

Algumas das razões para ter-se utilizado rotações por quatérnio no sistema localização foram:

- O sistema não possui pontos singulares e nem descontinuidades e, portanto, não possui *deadlock*, situação em que o quadrirrotor fica na vertical ($\theta = \pm \frac{\pi}{2}$) e leva a uma indeterminação no modelo de Euler para atualização da atitude pelos girômetros;
- O sistema não utiliza funções não lineares, tais como senos e cossenos;
- Por ser representado por apenas quatro números, possui um custo computacional muito menor. Por exemplo, a matriz de cossenos diretores necessita de 9 elementos em sua representação. Esse fato é considerável, pois durante a estimação da localização é necessário realizar várias rotações.

Apenas foram utilizadas rotações por ângulos de Euler durante o desenvolvimento do modelo matemático do quadrirrotor, uma vez que esta é a forma de representação angular mais utilizada e simples.

3.3.1 Rotações por ângulos de Euler

Sejam ϕ , θ e ψ rotações em torno dos eixos x (rolagem), y (arfagem) e z (guinada). A matriz de rotação completa, que desloca o sistema de coordenadas \mathbb{B} de forma que sua orientação coincida com o sistema \mathbb{E} , é dada por

$$R_{\phi\theta\psi} = \begin{bmatrix} c(\psi)c(\theta) & c(\psi)s(\theta)s(\phi) - s(\psi)c(\phi) & c(\psi)s(\theta)c(\phi) + s(\psi)s(\phi) \\ s(\psi)c(\theta) & s(\psi)s(\theta)s(\phi) + c(\psi)c(\phi) & s(\psi)s(\theta)c(\phi) - s(\phi)c(\psi) \\ -s(\theta) & c(\theta)s(\phi) & c(\theta)c(\phi) \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

na qual $c(\alpha) = \cos(\alpha)$ e $s(\alpha) = \sin(\alpha)$. Essa matriz ortogonal [12] também é conhecida com matriz de cossenos diretores.

Esta matriz é o produto de três rotações sucessivas do corpo. As matrizes (3.2), (3.3) e (3.4) representam, respectivamente, rotações pelo ângulo de rolagem (ϕ), arfagem (θ) e guinada (ψ) e

são dadas por

$$R(x, \phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\phi) & -\text{sen}(\phi) \\ 0 & \text{sen}(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

$$R(y, \theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & \text{sen}(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$R(z, \psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\text{sen}(\psi) & 0 \\ \text{sen}(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Para obter os ângulos de Euler a partir da matriz de cossenos diretores [9], utiliza-se

$$\begin{cases} \theta = \arcsin(-R(3, 1)) \\ \phi = \arctan2(R(3, 2), R(3, 3)) \\ \psi = \arctan2(R(2, 1), R(1, 1)) \end{cases}, \quad (3.5)$$

em que $\arctan2$ é a função arco-tangente que fornece o ângulo nos quatro quadrantes. Ou seja, dados x e y reais, temos:

$$-\pi \leq \arctan2(x, y) \leq \pi. \quad (3.6)$$

3.3.2 Quatérnios

Em 1843, o matemático William Rowan Hamilton criou os quatérnios, números hiper complexos de quatro dimensões. Os quatérnios seguem toda a álgebra tradicional, com exceção da lei comutativa da multiplicação. Sua utilização em aplicações que envolvem vetores e matrizes muitas vezes simplifica o processo

Como o nome sugere, os quatérnios podem ser representados por uma quádrupla de número reais

$$q = (q_0, q_1, q_2, q_3). \quad (3.7)$$

Um quatérnio pode ser entendido como um vetor em \mathbb{R}^3 deslocado no espaço. Partindo de \mathbf{i} , \mathbf{j} e \mathbf{k} , uma base ortogonal de \mathbb{R}^3 , e sendo

$$\mathbf{i}^2 = \mathbf{j}^2 = \mathbf{k}^2 = \mathbf{ijk} = -1, \quad (3.8)$$

podemos representar o vetor \mathbf{q} em \mathbb{R}^3 como

$$\mathbf{q} = \mathbf{i}q_1 + \mathbf{j}q_2 + \mathbf{k}q_3. \quad (3.9)$$

O quatérnio q , formado pelo vetor \mathbf{q} deslocado no espaço, é

$$q = q_0 + \mathbf{q} = q_0 + \mathbf{i}q_1 + \mathbf{j}q_2 + \mathbf{k}q_3. \quad (3.10)$$

3.3.2.1 Propriedades dos quatérnios

Como apresentado em [10, 12], as propriedades fundamentais dos quatérnios são:

- Conjugado

$$\mathbf{q}^* = q_0 - \mathbf{i}q_1 - \mathbf{j}q_2 - \mathbf{k}q_3; \quad (3.11)$$

- Norma

$$\|q\| = \sqrt{q \otimes q^*} = \sqrt{q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2}; \quad (3.12)$$

- Inversão

$$q^{-1} = \frac{q^*}{\|q\|}; \quad (3.13)$$

- Soma de quatérnios

$$q + p = \begin{bmatrix} q_0 + p_0 \\ q_1 + p_1 \\ q_2 + p_2 \\ q_3 + p_3 \end{bmatrix}; \quad (3.14)$$

- Multiplicação por escalar

$$\alpha q = \begin{bmatrix} \alpha q_0 \\ \alpha q_1 \\ \alpha q_2 \\ \alpha q_3 \end{bmatrix}; \quad (3.15)$$

- Produto de quatérnio

$$q \otimes p = \begin{bmatrix} q_1 p_1 - q_2 p_2 - q_3 p_3 - q_4 p_4 \\ q_2 p_1 + q_1 p_2 + q_3 p_4 - q_4 p_3 \\ q_1 p_3 - q_2 p_4 + q_3 p_1 + q_4 p_2 \\ q_1 p_4 + q_2 p_3 - q_3 p_2 + q_4 p_1 \end{bmatrix}; \quad (3.16)$$

3.3.2.2 Rotação utilizando quatérnios

No sistema de navegação, as manipulações algébricas são realizadas com quatérnios, o que torna necessário aplicar as propriedades dos quatérnios apresentadas nas Eqs. (3.11) a (3.16), como pode ser visto na Seção 3.4 nas equações do sistema de localização. Além disso, é necessário transformar as medidas do acelerômetro do sistema de referência do corpo para o sistema fixo local, para que essas equações sejam usadas. É necessário também armazenar as rotações sucessivas para que seja sempre conhecido a transformação do referencial do corpo para o referencial fixo local.

Segundo [12], para rotacionar um quatérnio do sistema a , p^a , para o sistema b , p^b , temos:

$$p^b = q_b^a \otimes p^a \otimes q_b^{a*}. \quad (3.17)$$

Analogamente, a rotação de um quatérnio do sistema b para um sistema a é dado por:

$$p^a = q_b^{a*} \otimes p^b \otimes q_b^a. \quad (3.18)$$

Desenvolvendo a equação (3.17), pode-se encontrar a transformação de quatérnio para matriz de rotação dado por:

$$C_b^a = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2q_1q_2 + 2q_0q_3 & 2q_1q_3 - 2q_0q_2 \\ 2q_1q_2 - 2q_0q_3 & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2q_2q_3 + 2q_0q_1 \\ 2q_1q_3 + 2q_0q_2 & 2q_2q_3 - 2q_0q_1 & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

E a transformação inversa é:

$$\begin{cases} q_0 = \frac{\sqrt{1+C_{1,1}+C_{2,2}+C_{3,3}}}{2} \\ q_1 = \frac{C_{3,2}-C_{2,3}}{4q_0} \\ q_2 = \frac{C_{1,3}-C_{3,1}}{4q_0} \\ q_3 = \frac{C_{2,1}-C_{1,2}}{4q_0} \end{cases}. \quad (3.20)$$

Por fim, sucessivas rotações com quatérnios são dadas pela equação

$$q_b^a = q_b^{a(n)} = q_b^{a(0)} \dots \otimes \dots \otimes q_b^{a(n-1)} \otimes q_b^{a(n)}. \quad (3.21)$$

Um problema encontrado na simulação do sistema de navegação durante o cálculo da atitude por meio de quatérnios foi o seguinte: em alguns momentos, quando eram plotadas as atualizações dos quatérnios, eram notados saltos nas estimativas. Isso devia ao fato do quatérnio q representar a mesma rotação que o quatérnio $-q$. Para a solução desse problema, sempre que um novo quatérnio era calculado, comparava-se o quatérnio atual com o calculado anteriormente e via-se qual deles estava mais próximo, utilizando a norma euclidiana, da predição, se q ou $-q$. Então, escolhia-se o quatérnio que possuía a menor distância da predição.

3.4 Estimação da atitude, da posição e da velocidade

Dados os sensores disponíveis para o sistema de navegação, existem diversos métodos de se encontrar a localização do corpo em observação [9, 13, 14, 15, 16]. Neste Trabalho, foi feita a simulação da atualização da atitude por girômetros, o cálculo da atitude pelo método TRIAD melhorado e a implementação deste último no *firmware* embarcado do quadrirrotor. A altitude do quadrirrotor foi estimada por meio das medidas do sonar e foram utilizadas integrações simples a partir das acelerações nos eixos x , y e z para a estimação da posição e da velocidade do quadrirrotor. O diagrama de blocos da Fig. 3.3 organiza as idéias desse sistema.

3.4.1 Estimação da atitude pelo método TRIAD melhorado

Existem diversas soluções [13, 17] para a determinação da atitude tridimensional por meio de dois ou mais vetores. Esses vetores devem conter as projeções das grandezas físicas de referência e de um sistema pontual em observação. Duas são as soluções mais usadas: os algoritmos TRIAD (*Tri-Axial Attitude Determination System*) e os algoritmos de QUEST (*Quaternion Estimator*), apresentadas por [18]. O último é o método ótimo de solução que utiliza dois ou mais vetores para

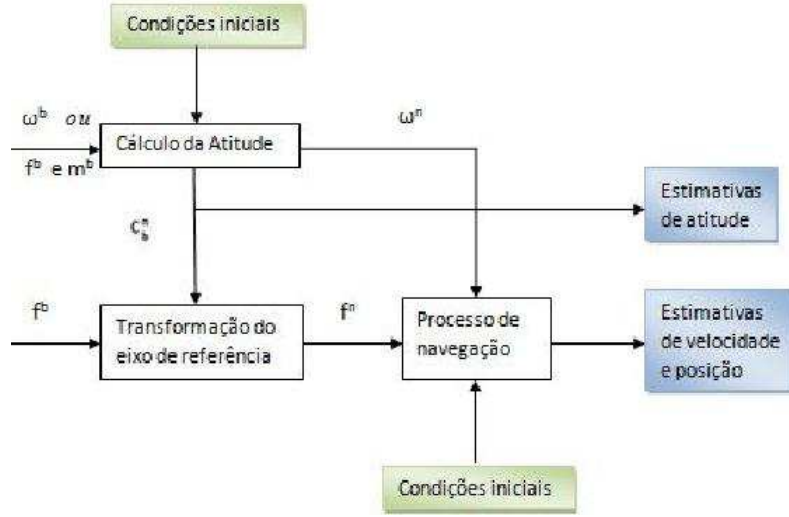


Fig. 3.3: Esquema de estimação da atitude, posição e velocidade.

a determinação da atitude por meio de quatérnios. Já o método TRIAD é uma solução subótima em que, com apenas dois vetores tridimensionais, é possível obter a matriz de rotação do sistema em observação para um outro sistema de referência. Neste presente trabalho, utiliza-se o método TRIAD pela sua simplicidade, pelo baixo custo computacional necessário para a sua implementação e pelo fato da qualidade de seus resultados serem similares aos resultados do método QUEST para sensores de baixo custo [19].

Sejam dois vetores coluna, ν_1 e ν_2 , unitários e tridimensionais que representem as projeções de duas grandezas físicas diferentes no sistema de coordenadas de referência em um dado instante. E sejam outros dois vetores coluna, λ_1 e λ_2 , unitários análogos aos primeiros, porém que representem as projeções das grandezas físicas no referencial em observação. Seja também C_{obs}^{ref} a matriz ortogonal de rotação que transforma os vetores do sistema de referência para o sistema de observação. Por definição, as seguintes equações

$$C_{obs}^{ref} \nu_1 = \lambda_1 \quad C_{obs}^{ref} \nu_2 = \lambda_2, \quad (3.22)$$

relacionam a transformação dos vetores do sistema de referência para o sistema de observação.

Para encontrar a matrix C_{obs}^{ref} que produz essa rotação, são montados dois conjuntos de três vetores ortogonais e unitários [20], um baseado nos vetores de referência

$$I_{ref} = \nu_1 \quad J_{ref} = \frac{(\nu_1 \times \nu_2)}{|\nu_1 \times \nu_2|} \quad K_{ref} = \frac{(\nu_1 \times (\nu_1 \times \nu_2))}{|\nu_1 \times \nu_2|}, \quad (3.23)$$

e outro baseado nos vetores de observação

$$I_{obs} = \lambda_1 \quad J_{obs} = \frac{(\lambda_1 \times \lambda_2)}{|\lambda_1 \times \lambda_2|} \quad K_{obs} = \frac{(\lambda_1 \times (\lambda_1 \times \lambda_2))}{|\lambda_1 \times \lambda_2|}. \quad (3.24)$$

Portanto, valem as igualdades

$$C_{obs}^{ref} I_{ref} = I_{obs} \quad C_{obs}^{ref} J_{ref} = J_{obs} \quad C_{obs}^{ref} K_{ref} = K_{obs}. \quad (3.25)$$

De posse dos vetores ortogonais, é possível construir as tríades

$$M_r = [I_{ref} : J_{ref} : K_{ref}], \quad (3.26)$$

$$M_b = [I_{obs} : J_{obs} : K_{obs}]. \quad (3.27)$$

Por M_r e M_b serem ortogonais, utilizando as equações (3.26) e (3.27), as equações (3.25) podem ser reescritas na forma

$$C_{obs}^{ref} M_r = M_b. \quad (3.28)$$

Logo, multiplicando-se ambos os lados da equação (3.28) por M_r^T , tem-se

$$C_{obs}^{ref} = M_b M_r^T. \quad (3.29)$$

E aplicando na equação (3.29) a propriedade de matriz inversa para vetores ortogonais, tem-se

$$C_{ref}^{obs} = M_r M_b^T. \quad (3.30)$$

Utilizando a Eq. (3.30), que é formada pelas tríades dos vetores de referência e de observação, é fácil obter a matriz de rotação do sistema de observação para o sistema de referência. A partir dessa, é trivial obter a orientação do corpo em relação ao referencial inercial.

Porém, como pode ser visto nas Eqs. (3.23) e (3.24), as tríades formadas por essas equações são assimétricas, pois os vetores ν_1 e λ_1 são utilizados mais vezes do que os vetores ν_2 e λ_2 . Os primeiros são usualmente chamados de âncoras, pois exercem uma influência maior nos resultados do que os últimos. Por isso, os vetores âncoras são geralmente os dados em que se tem uma maior certeza sobre a sua exatidão [20]. Para contornar tal problema e melhorar a eficiência do método TRIAD, foi proposto por [19] o algoritmo do TRIAD melhorado.

Neste algoritmo, utilizam-se os vetores de forma simétrica. O método é idêntico ao método TRIAD, com a exceção dos vetores ortogonais I , J , K . O melhoramento desse método advém da ponderação dos vetores de forma idêntica e, por isso, permite a utilização dos vetores em qualquer ordem, não tendenciando os resultados, como pode ser visto nas Eqs.

$$I_{ref} = \frac{(\nu_1 + \nu_2)}{|\nu_1 + \nu_2|} \quad J_{ref} = \frac{I_{ref} \times (\nu_1 - \nu_2)}{|I_{ref} \times (\nu_1 - \nu_2)|} \quad K_{ref} = I_{ref} \times J_{ref}, \quad (3.31)$$

$$I_{obs} = \frac{(\nu_1 + \nu_2)}{|\nu_1 + \nu_2|} \quad J_{obs} = \frac{I_{obs} \times (\nu_1 - \nu_2)}{|I_{obs} \times (\nu_1 - \nu_2)|} \quad K_{obs} = I_{obs} \times J_{obs}. \quad (3.32)$$

Neste Trabalho, utiliza-se o algoritmo TRIAD melhorado para estimar a atitude. Para tanto, formam-se as tríades simétricas com as Eqs. (3.31) e (3.32). De posse delas, montam-se os dois conjuntos de tríades com as Eqs. (3.26) e (3.27). Então, utilizando a equação (3.30), obtém-se a matriz de rotação e, portanto, a estimação da orientação do corpo no dado instante de amostragem.

Nesse contexto, o referencial de observação é o referencial do corpo e o sistema de referência é o referencial local fixo, como descritos na Seção 3.2. Os sensores utilizados para esse método foram o acelerômetro e o magnetômetro. Como descrito acima, as medidas dos sensores eram normalizadas antes de serem utilizadas. Os vetores do sistema local fixo eram o vetor aceleração e o vetor campo

magnético, que eram lidos no instante em que o sistema de localização era energizado, definindo o referencial local fixo. Já os vetores aceleração e campo magnético do corpo eram atualizados toda vez que a função de estimação da orientação pelo TRIAD era chamada.

Como os vetores do sistema de referência eram constantes, era utilizado um filtro de medianas toda as vezes em que o sistema de orientação era energizado. Essa calibração baseava-se em adquirir 100 amostras de valores e armazenar apenas a mediana desse espaço amostral. Durante esses instantes de calibração, o sistema deveria permanecer imóvel até que a mensagem de “sistema pronto” aparecesse no LCD.

3.4.2 Atualização atitude por meio de girômetros

Dada uma atitude inicial, $q_{inicial}$, a atualização da atitude por meio dos girômetros é demonstrado por [9] e pode ser representado por

$$\dot{q} = -\frac{1}{2}Wq = -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \omega_x & \omega_y & \omega_z \\ -\omega_x & 0 & -\omega_z & \omega_y \\ -\omega_y & \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_z & -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix} q, \quad (3.33)$$

em que q é o quatérnio que representa a atitude do corpo e W é a matriz anti-simétrica 4x4. Deve-se observar que os girômetros são sensores proprioceptivos e, portanto, são utilizados apenas para atualizar a atitude e não calculá-la.

Caso considere-se que o vetor de velocidade angular, ω , mantém-se constante durante um período de amostragem, a solução da Eq. (3.33) é dada por

$$q(k+1) = e^{-W\Delta t}q(k), \quad (3.34)$$

sendo

$$e^{-W\Delta t} = I_4 \cos\left(\frac{\vartheta}{2}\right) - W\Delta \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta}, \quad (3.35)$$

em que

$$\vartheta = \sqrt{s_x^2 + s_y^2 + s_z^2}, \quad (3.36)$$

em que s em cada eixo é representado por

$$s = \omega(k+1)\Delta t. \quad (3.37)$$

Isto pode ser reescrito como

$$q(k+1) = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\vartheta}{2}\right) & -s_x \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & -s_y \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & -s_z \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} \\ s_x \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & \cos\left(\frac{\vartheta}{2}\right) & s_z \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & -s_y \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} \\ s_y \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & -s_z \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & \cos\left(\frac{\vartheta}{2}\right) & s_x \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} \\ s_z \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & s_y \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & -s_x \frac{\text{sen}\left(\frac{\vartheta}{2}\right)}{\vartheta} & \cos\left(\frac{\vartheta}{2}\right) \end{bmatrix} q(k). \quad (3.38)$$

Portanto, foi utilizada a Eq. (3.38) para calcular a atitude do corpo a partir dos dados dos girômetros. Para tanto, foi utilizada pseudo-observação para garantir que a norma se mantivesse unitária.

3.4.3 Estimação da velocidade e da posição

Para o cálculo da posição e da velocidade, considerou-se que o eixo z do referencial inercial possuía a mesma direção do vetor que apontava do observador para o centro da Terra, porém com sentido oposto. Dessa forma, considerava-se que a gravidade atuava na direção oposta ao eixo z positivo.

Para se ter a aceleração, a_f , no sistema de referência fixo local, rotacionavam-se os dados lidos do acelerômetro do sistema de referência do corpo da seguinte forma:

$$a_f = q_f^b a_b, \quad (3.39)$$

em que q_f^b é o quatérnio que representa a rotação do referencial do corpo para o referencial fixo local.

Porém, deve-se lembrar que o acelerômetro mede a força específica atuando sobre ele e, portanto, a aceleração gravitacional deveria ser desconsiderada. Logo, a aceleração no sistema de referência era dada por

$$a_f = q_f^b a_b + G, \quad (3.40)$$

sendo

$$G = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

em que g representa a gravidade local.

A velocidade, v_f , e a posição, r_f , fixas locais podiam ser calculadas a partir da integração da aceleração e da velocidade fixas locais, respectivamente, pelas expressões

$$v_f = \int_{t_1}^{t_1+T} a_f dt, \quad (3.42)$$

$$r_f = \int_{t_1}^{t_1+T} v_f dt, \quad (3.43)$$

em que T representa o período de amostragem.

Deve-se observar que era desconsiderado o efeito de rotação da Terra, que adicionaria a aceleração de Coriolis aos cálculos das Eqs. (3.42) e (3.43). A desconsideração é razoável, pois foram utilizados sensores de baixo custo, cuja magnitude dos erros aleatório eram consideráveis nos processos de estimação da atitude mostrados anteriormente [10]. Além disso, o tempo de operação dos estimadores era reduzido e o deslocamento do sistema em observação pequeno em relação ao raio da Terra.

Um dos grandes problemas ao calcular a atitude a partir dos girômetros é que, como a atitude atual era calculada a partir do instante anterior, os erros se acumulavam. Erros como o ruído dos sensores, a desconsideração da rotação da Terra e a premissa de que a velocidade angular era constante durante um período de amostragem faziam com que os valores divergissem com o tempo, principalmente após as integrações. Para a minimização desse problema, recomenda-se que se trabalhe com uma frequência de amostragem relativamente alta e que se utilize de algoritmos de fusão de dados.

3.4.4 Estimação da altura do corpo

Para estimação da altura do corpo foi utilizado um sonar. O sonar medeia a distância dele ao obstáculo mais próximo à sua frente. Neste Trabalho, não se considera a hipótese de existirem obstáculos à frente do corpo além da superfície da Terra e, portanto, considerou-se que a distância medida pelo sonar era a distância do corpo até o chão. Para tanto, considerou-se que o local onde o sonar era utilizado estava livre de obstáculos e que o chão era uniforme e plano.

A altura do corpo é igual à coordenada z do corpo no referencial \mathbb{E} . Sabe-se que, por meio da matriz de rotação (3.19), pode-se rotacionar a posição do corpo em \mathbb{B} e obter-se essa posição no referencial \mathbb{E} utilizando-se a equação

$$P_r = C_r^b P_b, \quad (3.44)$$

em que P_r é a posição do corpo no sistema \mathbb{E} , P_b é a posição do corpo no referencial \mathbb{B} e C_i^b é a matriz de rotação (3.19), que transforma as coordenadas do sistema \mathbb{B} para o sistema \mathbb{E} . Considerando-se que, no referencial \mathbb{B} , as coordenadas x_b e y_b são iguais a zero e z_b é igual a distância medida pelo sonar, s . chega-se, então, à Eq.

$$\begin{bmatrix} x_h \\ y_h \\ z_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & a_{31} \\ a_{21} & a_{22} & a_{32} \\ a_{31} & a_{23} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sa_{31} \\ sa_{32} \\ sa_{33} \end{bmatrix}, \quad (3.45)$$

em que a altura do corpo é igual ao valor da coordenada z_h . Então, para encontrar-se a altura do corpo, basta utilizar-se a terceira equação de (3.45). Logo,

$$h = sa_{33}. \quad (3.46)$$

Essa é a expressão para a medição do sonar em função da altura do quadricóptero e de sua atitude, onde

$$a_{33} = q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 + q_4^2. \quad (3.47)$$

3.5 Filtro de Kalman

A utilização de dados que se sobrepõem ajuda a obter uma melhor estimação da variável de interesse. Por esse motivo, algoritmos de fusão sensorial são muito utilizados em sistemas cuja confiabilidade das medidas não é por si só suficiente, porém sua utilização em conjunto pode-se obter dados satisfatórios e nunca pior do que o pior deles. Existem diversos tipos de filtros que podem ser usados para o refinamento dos dados de um sistema de navegação [9, 16, 15, 14]. Um dos mais utilizados é o filtro de Kalman Estendido.

3.5.1 O filtro de Kalman

O filtro de Kalman é um estimador ótimo recursivo utilizado em sistemas dinâmicos lineares e discretos no tempo [9]. Pode ser modelado como uma cadeia de Markov, ou seja, não é necessário conhecer, além do estado anterior, nenhum outro estado para calcular o estado futuro.

Considere um sistema dinâmico linear descrito da seguinte forma:

$$\begin{cases} x_{(k+1)} = Ax_{(k)} + Bu_{(k+1)} + \eta_{x(k+1)} \\ y_{(k+1)} = Cx_{(k+1)} + \eta_{y(k+1)} \end{cases}, \quad (3.48)$$

em que $x_{(k+1)}$ representa o próximo estado, $u_{(k+1)}$ a entrada referente ao próximo estado e $y_{(k+1)}$ a saída referente ao próximo estado. As matrizes A , B e C , podem ser variantes no tempo e representam a matriz de transição de estados, a matriz que controla as entradas, a matriz que relaciona as entradas com as saídas, respectivamente. $\eta_{x(k+1)}$ e $\eta_{y(k+1)}$ são os ruídos do processo e de medição e possuem médias nulas e matriz de covariância Q e R , respectivamente.

Para a utilização desse filtro e, portanto, a obtenção das melhores estimativas do estado, $x_{(k)}$, necessita-se do conhecimento das seguintes informações a respeito do sistema (3.48):

1. Os valores das medidas $y_{(k)}$,
2. O modelo do sistema na forma matrizes A, B e C .
3. Conhecimento do modelo do sistema e a estatística das medidas dadas pelas matrizes Q e R .

De posse desses dados, pode-se dividir o filtro em duas etapas: a etapa de predição e a etapa de correção.

3.5.1.1 Etapa de predição

Na etapa de predição, estimam-se a variável de estado, $\hat{x}_{(k+1)}^-$, e sua matriz de covariância, $P_{(k+1)}^-$, normalmente por meio do modelo do sistema como uma estimativa prévia do estado, a partir do estado estimado atual, $\hat{x}_{(k)}$, essas estimativas são dadas por

$$\hat{x}_{(k+1)}^- = A\hat{x}_{(k)} + Bu_{(k+1)}, \quad (3.49)$$

$$P_{(k+1)}^- = AP_{(k)}A^T + Q^T. \quad (3.50)$$

3.5.1.2 Etapa de correção

Na etapa de correção, compara-se uma medida dada por um método de medição, $y_{(k+1)}$, com a predição pelo modelo do sistema. Para tanto, calcula-se o erro, $\tilde{y}_{(k+1)}$, entre a medição e a predição pelo modelo, dado por

$$\tilde{y}_{(k+1)} = y_{(k+1)} - C \hat{x}_{(k+1)}^- \quad (3.51)$$

Calcula-se a inovação da covariância, $S_{(k+1)}$, ou seja o quão confiante o sistema está na medição em relação ao modelo

$$S_{(k+1)} = CP_{(k+1)}^- C^T + R. \quad (3.52)$$

De posse da inovação da covariância, calcula-se o ganho de Kalman, $K_{(k+1)}$, utilizando a equação

$$K_{(k+1)} = P_{(k+1)}^- C^T S_{(k+1)}, \quad (3.53)$$

que é a porcentagem da tendência em se confiar na medição.

De posse das Eqs. (3.53) e (3.51), decide-se o quão próximo o estado ficará da medição por

$$\hat{x}_{(k+1)} = \hat{x}_{(k+1)}^- + K_{(k+1)} \tilde{y}_{(k+1)} \quad (3.54)$$

e atualiza a matriz de covariância

$$P_{(k+1)} = (I - K_{(k+1)}C)P_{(k+1)}^- \quad (3.55)$$

Portanto, para utilizar-se do filtro de Kalman, aplicam-se as Eqs. (3.49) a (3.55). A vantagem de separar o filtro em duas etapas distintas, predição e correção, é que caso os dados da medição não estejam disponíveis na frequência em que se deseja amostrar o sistema, pode-se estimar o estado apenas com a predição e utilizar a correção apenas quando tiver medição para tanto disponível.

3.5.2 Filtro de Kalman estendido

O filtro de Kalman é o estimador ótimo para sistemas lineares com ruídos gaussianos de média nula. Porém, para a maioria das aplicações, os sistemas dinâmicos são não lineares e podem ser representados por

$$\begin{cases} x_{(k+1)} = f(x_{(k)}, u_{(k+1)}) + \eta_{x(k+1)} \\ y_{(k+1)} = g(x_{(k+1)}) + \eta_{y(k+1)} \end{cases}, \quad (3.56)$$

em que $f(x_{(k)}, u_{(k+1)})$ e $g(x_{(k+1)})$ representam as funções não lineares do processo e da medição, respectivamente. Para esses sistemas, pode-se utilizar o filtro de Kalman caso o sistema seja linearizado. Nesse caso, o filtro se chamará filtro de Kalman estendido e seu resultado será subótimo. Escreve-se a linearização da Eq. (3.56) como

$$\begin{cases} x_{(k+1)} \approx f(\hat{x}_{(k)}, u_{(k+1)}) + A(x_{(k)} - \hat{x}_{(k)}) + \eta_{x(k+1)} \\ y_{(k+1)} \approx g(\hat{x}_{(k+1)}^-) + C(x_{(k+1)} - \hat{x}_{(k+1)}^-) + \eta_{y(k+1)} \end{cases}, \quad (3.57)$$

em que A é a matriz jacobiana de $f(\hat{x}_{(k)}, u_{(k+1)})$ em relação a x , ou seja

$$A = \frac{\partial f(x_{(k)}, u_{(k+1)})}{\partial \hat{x}_{(k)}}, \quad (3.58)$$

e C é a matriz jacobiana de $g(\hat{x}_{(k+1)}^-)$ em relação $\hat{x}_{(k+1)}^-$.

Analogamente, após a linearização pode-se usar as Eqs. (3.49) a (3.55) para a fusão de dados pelo FKE. Deve-se apenas tomar o cuidado em usar a função linearizada em vez da função original. Para isso, basta atualizar as Eqs. (3.49) e (3.51) para

$$x_{(k+1)}^- = f(\hat{x}_{(k)}, u_{(k+1)}) \quad (3.59)$$

e

$$\tilde{y}_{(k+1)} = y_{(k+1)} - g(\hat{x}_{(k+1)}^-) \quad (3.60)$$

respectivamente. Deve-se ser lembrado que pelo fato de utilizar aproximações de primeira ordem, recomenda-se usar uma taxa de amostragem alta para que o filtro não divirja com o passar do tempo.

3.5.2.1 Implementação do Filtro de kalman

Pelo fato dos dados fornecidos pelos girômetros e pelo acelerômetro possuírem uma taxa de amostragem muito mais rápida do que a frequência de amostragem do magnetômetro, utilizou-se os girômetros e o acelerômetro para calcular a atitude, velocidade e posição na etapa de predição. Para tanto, foram utilizadas as equações e os procedimentos apresentados nas seções 3.4.2 e 3.4.3.

Nesse trabalho, a etapa de correção e o cálculo das matrizes de covariância foram implementados, utilizando transformação *Uncented*, pelo professor Geovany Araújo Borges, professor adjunto do departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília.

3.6 Simulador

A fim de verificar se o sistema de navegação seria satisfatório, foram realizadas simulações em Matlab para testar sua eficiência. O programa foi feita em *script*, em que se procurou dividir cada função do sistema de localização em um arquivo diferente, procurando obter modularidade e sua utilização e construção por blocos. São estabelecidos dois tipos de trajetória: uma helicoidal e outra de sobrevôo. Portanto, através da trajetória, calculam-se quais deveriam ser as medidas dos sensores para que essa trajetória fosse gerada.

Como para efeito de simulação devemos tentar simular a realidade da maneira mais realística possível, foi adicionado um ruído gaussiano de média nula e variância idêntica à variância de cada sensor, fornecido pelo manual dos respectivos fabricantes. A tabela 3.1 contém as variâncias de cada sensor.

De posse dos dados dos sensores simulados com ruídos, é realizada a estimação da atitude pelos girômetros, Seção 3.4.2, e o método TRIAD melhorado. A velocidade e a posição do corpo

Tabela 3.1: Desvios Padrão dos sensores retirados dos manuais dos fabricantes.

	Eixo x	Eixo y	Eixo z
Acelerômetro	0,0659 $\frac{m}{s^2}$	0,0639 $\frac{m}{s^2}$	0,0624 $\frac{m}{s^2}$
Girômetros	0,0085 $\frac{o}{s}$	0,0075 $\frac{o}{s}$	0,0213 $\frac{o}{s}$
Magnetômetros	0,0624 μT	0,0274 μT	0,0546 μT
sonar			0,01 m

Tabela 3.2: Aceleração e campo magnético em Brasília.

Intensidade da aceleração gravitacional da Terra	9,7808439 $\frac{m}{s^2}$
Inensidade do campo magnético da Terra	23.837,25 nT

são estimadas utilizando o método de integração de 1^a ordem, Seção 3.4.3. A posição no eixo z é calculada por meio dos dados do sonar, Seção 3.4.4. De posse dessas estimativas é realizada a fusão de dados pelo filtro de Kalman estendido. Além disso, para efeito de comparação, é calculada a posição e a velocidade por integrações de quarta ordem, Runge Kutta.

Nesse trabalho, é de interesse o controle e estabilização do quadricóptero. Portanto, os sensores escolhidos para serem utilizados no sistema de localização são suficientes para garantir a não divergência da atitude e da altura do quadricóptero. Sobre a velocidade e a posição x, y do helimodelo, fatalmente divergirão com o tempo, pois não se usa nenhum tipo de sensor que ofereça medidas absolutas dessas variáveis para que sejam corrigidas no decorrer do processo de navegação.

3.7 Método de calibração do acelerômetro e do magnetômetro

Após tratar as medidas do sensor magnético e do acelerômetro, para terem os valores locais da aceleração gravitacional em $\frac{m}{s^2}$ e do campo magnético da Terra em μT , foi observado que esses possuíam erros consideráveis de *bias* e escala.

Para corrigir esse problema, utilizou-se o método de calibração de sensores *offline* apresentado por [10]. Esse é um método iterativo de minimização de erro dos valores lidos dos sensores comparando-os com os valores reais. Os valores reais da intensidade da aceleração e do campo magnético da Terra usados nesse trabalho estão na tabela 3.2. O valor real da intensidade da aceleração gravitacional foi fornecido pelo Laboratório de Metrologia Dinâmica do Departamento de Eng. Mecânica da UnB e o valor real do campo magnético da Terra foi encontrado na base de dados do *National Geophysical Data Center* (NGDC) do *National Oceanic & Atmospheric Administration* (NOAA) dos Estados Unidos. Esses são encontrados em [10]

O método consiste nos seguinte procedimento: parte-se do pressuposto de que o módulo do valor medido pelo sensor, depois de tratado e aplicado o ganho para obtenção da unidade padrão de medição, deve ser igual ao valor real, obtido em laboratórios de medição especializados.

Portanto, no caso da aceleração, temos:

$$\begin{aligned} \|g^b\| &= \|f^b\| \\ &= \sqrt{f_x^2 + f_y^2 + f_z^2} = \sqrt{\left(\frac{f_x - b_{fx}}{s_{fx}}\right)^2 + \left(\frac{f_y - b_{fy}}{s_{fy}}\right)^2 + \left(\frac{f_z - b_{fz}}{s_{fz}}\right)^2}. \end{aligned} \quad (3.61)$$

Levando em consideração esse fato, defini-se a função erro $e(\theta, k)$ que, para cada amostra de dados fornece o módulo do erro entre o valor esperado e o valor medido pré calibrado, ou seja

$$e(\theta, k) = \|g^b\| - \|f^b(\theta, k)\|, \quad (3.62)$$

em que os parâmetros a serem estimados são

$$\theta = [b_{fx} \ b_{fy} \ b_{fz} \ s_{fx} \ s_{fy} \ s_{fz}]^T. \quad (3.63)$$

Para essa função erro, é definido a seguinte função de custo quadrática

$$V(\theta, K) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \varrho(\theta, k)^2, \quad (3.64)$$

em que a variável de interesse, θ , deve minimizar essa função custo.

$$\hat{\theta} = \arg(\min_{\theta} V(\theta, k)). \quad (3.65)$$

Para a solução desse problema foi proposto uma solução iterativa baseado no método conhecido como Gauss Newton, que é dada por

$$\hat{\theta}_{(i+1)} = \hat{\theta}_{(i)} - \mu_{\mathcal{N}_{(\theta, k)}^{-1}} \frac{\partial V_{(\theta, k)}}{\partial \theta_{(i)}}, \quad (3.66)$$

em que $\mathcal{N}(\theta, k)$ é uma aproximação hessiana de Eq. 3.64 dada por

$$\mathcal{N}(\theta, k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{\|f^b(\theta, k)\|}{d\theta_{(i)}} \right) \left(\frac{\|f^b(\theta, k)\|}{d\theta_{(i)}} \right)^T \quad (3.67)$$

e a jacobiana é dada por

$$\frac{\partial \bar{V}(\theta, k)}{\partial \theta_{(i)}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left[\begin{array}{c} \frac{\tilde{f}_x^b(k) - \theta_1(i)}{(\theta_4(i))^2 \|f^b(\theta, k)\|} \\ \frac{\tilde{f}_y^b(k) - \theta_2(i)}{(\theta_5(i))^2 \|f^b(\theta, k)\|} \\ \frac{\tilde{f}_z^b(k) - \theta_3(i)}{(\theta_6(i))^2 \|f^b(\theta, k)\|} \\ \frac{(\tilde{f}_x^b(k) - \theta_1(i))^2}{(\theta_4(i))^3 \|f^b(\theta, k)\|} \\ \frac{(\tilde{f}_y^b(k) - \theta_2(i))^2}{(\theta_5(i))^3 \|f^b(\theta, k)\|} \\ \frac{(\tilde{f}_z^b(k) - \theta_3(i))^2}{(\theta_6(i))^3 \|f^b(\theta, k)\|} \end{array} \right] e(\theta, k). \quad (3.68)$$

Portanto, para a calibração dos valores da gravidade e do campo magnético da Terra utilizou-se recursivamente a equação apresentada em (3.66). Para tanto, tomou-se alguns cuidados: Para a coleta de dados do acelerômetro garantiu-se que no momento da aquisição de dados desse sensor, esse se encontrava em equilíbrio estático. Dessa forma, garante-se que a força específica medida pelo sensor, refere-se apenas à força gravitacional da Terra. No caso do magnetômetro, a medição pode ocorrer com o sistema em movimento, porém deve-se garantir que não haja interferências magnéticas no local de calibração. Portanto, o teste teve que ser realizado fora do laboratório por causa da concentração de materiais ferro magnético nesse local.

Para facilitar a calibração de dados, criou-se uma rotina de calibração que lê ambos os sensores a cada 10s, informando no display LCD o momento exato em que os dados eram adquiridos, dessa forma tinha-se 10 segundos para reposicionar os sensores em um novo ponto de medição e garantir que no momento exato de leitura esses estariam parados.

3.8 Modelamento matemático do Quadrirrotor

A função primordial do equacionamento matemático da dinâmica angular e translacional do quadrirrotor foi permitir a concepção de um simulador de seu comportamento, cuja descrição detalhada encontra-se no Anexo III. Somando-se a isso, como estavam previstas, no início do projeto, estratégias de controle e estabilização baseadas em modelos de espaço de estados do sistema, novamente um modelamento matemático preciso fez-se necessário.

Dentre as diferentes abordagens analisadas para o estudo da dinâmica dos corpos rígidos tridimensionais, constatou-se que era mais simples a realização de cálculos levando-se em conta um sistema de eixos coordenados cuja origem encontra-se fixa no corpo e se move junto com ele. Isto porque, neste caso, as distâncias entre os pontos se conservam, assim como a distribuição de massa. Entretanto, para situar este corpo no espaço, há que se relacionar, em algum momento, este sistema de eixos móvel a um referencial fixo na Terra, o que traz consigo a necessidade de uma parametrização do estado do corpo de forma que a sua transposição para o sistema coordenado absoluto possa ser feito facilmente. Neste ponto, torna-se crucial a forma de representação angular.

Para o modelamento do helicóptero, foi escolhida a representação por ângulos de Euler, dado que esta é a forma usualmente adotada na bibliografia e artigos que tratam do problema de controle de atitude [1, 2, 3, 4, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28]. O desenvolvimento das equações diferenciais leva em conta as seguintes hipóteses sobre o sistema:

1. A estrutura do quadrirrotor e as hélices são rígidas;
2. O centro de gravidade e a origem do sistema de coordenadas \mathbb{B} coincidem;
3. A estrutura é simétrica;
4. Os atuadores são idênticos;
5. O arrasto e o empuxo aerodinâmicos são proporcionais ao quadrado das velocidades de rotação dos motores.

3.8.1 Equacionamento do movimento de translação

A atuação simultânea dos quatro propulsores do quadrirrotor gera um empuxo vertical (U) direcionado para cima dado pela Eq.

$$U = b \times (\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2), \quad (3.69)$$

em que o termo Ω_i refere-se à velocidade angular do i -ésimo motor

A estrutura peculiar de distribuição de motores no quadrirrotor limita as suas formas de controle [3]. A atuação nas direções translacionais deve ser feita pela projeção do empuxo vertical nos três eixos coordenados de acordo com a atitude do helicóptero. Por outro lado, o controle dos ângulos é baseado em princípios de conservação de momento angular e desbalanceio de torques, assim como será detalhado posteriormente.

A Eq.

$$U_{rot} = R_{\phi\theta\psi} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi) + \sin(\psi) \sin(\phi) \\ \sin(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi) - \sin(\phi) \cos(\psi) \\ \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \times U \quad (3.70)$$

é obtida pela rotação do vetor de empuxo vertical, medido no referencial \mathbb{B} , pela matriz (3.1), de forma que suas componentes correspondam a sinais de atuação nas direções de translação.

Aplicando a Segunda Lei de Newton a cada uma das componentes, chega-se ao resultado das Eqs.

$$\frac{d^2}{dt^2}x = (\cos(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi) + \sin(\psi) \sin(\phi)) \times \frac{U}{m}, \quad (3.71)$$

$$\frac{d^2}{dt^2}y = (\sin(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi) - \sin(\phi) \cos(\psi)) \times \frac{U}{m}, \quad (3.72)$$

$$\frac{d^2}{dt^2}z = -g + (\cos(\theta) \cos(\phi)) \times \frac{U}{m}, \quad (3.73)$$

para as direções x , y e z , respectivamente, em que m é a massa total da estrutura e g é a aceleração da gravidade local.

3.8.2 Equacionamento do movimento de rotação

A descrição matemática da dinâmica angular do quadricóptero mostrou-se significativamente mais complexa do que aquela feita para a translação. A revisão bibliográfica indicou duas abordagens possíveis: o formalismo de Euler-Lagrange ou as Equações de Newton [1, 2, 3, 4, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28]. A segunda opção, embora mais comum, exige um minucioso detalhamento das forças e torques atuantes sobre o helicóptero. O formalismo de Euler-Lagrange, por sua vez, é baseado em uma análise de energia e trabalho, cujas equações podem ser obtidas de forma consideravelmente mais simples, embora o arcabouço matemático necessário seja mais complexo. Optou-se pelo estudo do formalismo de Euler-Lagrange e sua aplicação no modelamento matemático do sistema.

O conceito de Lagrangiano é dado em

$$\begin{cases} \mathcal{L} = E - V \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{\rho}_i} \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \rho_i} = \gamma_i \end{cases}, \quad (3.74)$$

em que E é energia cinética total, V é a energia potencial total, ρ_i é a i -ésima coordenada generalizada (grau de liberdade) e γ_i é a força resultante não-conservativa capaz de realizar trabalho na direção de ρ_i .

Seja $p_B = [x \ y \ z]^T$ um ponto qualquer do quadricóptero com coordenadas medidas no referencial \mathbb{B} . A posição de p_B em relação ao referencial fixo \mathbb{E} , aqui designada por p_E , pode ser determinada por meio da multiplicação das coordenadas de p_B pela matriz de rotação (3.1), como em

$$p_E = p_B \times R_{\phi\theta\psi} = \begin{bmatrix} (c\psi c\theta)x + (c\psi s\theta s\phi - s\psi c\phi)y + (c\psi s\theta c\phi + s\psi s\phi)z \\ (s\psi c\theta)x + (s\psi s\theta s\phi + c\psi c\phi)y + (s\psi s\theta c\phi - s\phi c\psi)z \\ (-s\theta)x + (c\theta s\phi)y + (c\theta c\phi)z \end{bmatrix}. \quad (3.75)$$

A energia cinética de p_E (K_{p_E}) pode ser calculada como em

$$K_{p_E} = \frac{1}{2} \left(\left\| \frac{dp_E}{dt} \right\| \right)^2 dm, \quad (3.76)$$

em que $\|v\|$ é a norma Euclidiana de v e dm é o elemento de massa associado a p_E .

Para a determinação do valor de E , a energia cinética total do quadricóptero, basta integrar (3.76) ao longo de toda a estrutura \mathcal{C} . O resultado desta operação é dado por

$$\begin{aligned}
E &= \frac{1}{2} \int_c (y^2 + z^2) dm (\dot{\phi}^2 - 2\dot{\psi}\dot{\phi} \sin \theta + \dot{\psi}^2 \sin^2 \theta) \\
&+ \frac{1}{2} \int_c (z^2 + x^2) dm (\dot{\theta}^2 \cos^2 \phi + 2\dot{\theta}\dot{\psi} \sin \phi \cos \phi \cos \theta + \dot{\psi}^2 \sin^2 \phi \cos^2 \theta) \\
&+ \frac{1}{2} \int_c (x^2 + y^2) dm (\dot{\theta}^2 \sin^2 \phi - 2\dot{\theta}\dot{\psi} \sin \phi \cos \phi \cos \theta + \dot{\psi}^2 \cos^2 \phi \cos^2 \theta) \\
&+ \int_c xy dm (\dot{\psi}^2 \sin \phi \sin \theta \cos \theta + \dot{\psi}(\cos \phi \sin \theta \dot{\theta} - \sin \phi \cos \theta \dot{\phi}) - \cos \phi \dot{\phi} \dot{\theta}) \\
&+ \int_c xz dm (\dot{\psi}^2 \cos \phi \sin \theta \cos \theta + \dot{\psi}(-\cos \phi \cos \theta \dot{\phi} - \sin \phi \sin \theta \dot{\theta}) + \sin \phi \dot{\phi} \dot{\theta}) \\
&+ \int_c yz dm (-\dot{\psi}^2 \sin \phi \cos \phi \cos^2 \theta + \dot{\psi}(\sin^2 \phi \cos \theta \dot{\theta} - \cos^2 \phi \cos \theta \dot{\phi}) + \sin \phi \cos \phi \dot{\theta}^2).
\end{aligned} \tag{3.77}$$

A energia cinética de translação associada ao deslocamento de \mathbb{B} em relação a \mathbb{E} foi desprezada, dado que considerou-se que \mathbb{B} apenas gira em torno de \mathbb{E} .

As primeiras três integrais de (3.77) correspondem aos momento de inércia em torno dos eixos x (I_{xx}), y (I_{yy}) e z (I_{zz}), respectivamente. As três últimas referem-se aos produtos de inércia da estrutura. É fácil ver que a hipótese de simetria do quadrirrotor implica na nulidade destes produtos de inércia. Manipulando-se algebricamente (3.77) chega-se à expressão (3.78):

$$\begin{aligned}
E &= \frac{1}{2} I_{xx} \left(\frac{d\phi}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \sin(\theta) \right)^2 \\
&+ \frac{1}{2} I_{yy} \left(\frac{d\theta}{dt} \cos(\phi) + \frac{d\psi}{dt} \sin(\phi) \cos(\theta) \right)^2 \\
&+ \frac{1}{2} I_{zz} \left(\frac{d\theta}{dt} \sin(\phi) - \frac{d\psi}{dt} \cos(\phi) \cos(\theta) \right)^2.
\end{aligned} \tag{3.78}$$

Considere-se agora a expressão geral da energia cinética de um corpo que gira livremente no espaço com velocidades ω_x , ω_y e ω_z em torno dos eixos x , y e z , respectivamente, dada em

$$E = \frac{1}{2} I_{xx} \omega_x^2 + \frac{1}{2} I_{yy} \omega_y^2 + \frac{1}{2} I_{zz} \omega_z^2. \tag{3.79}$$

Da comparação de (3.78) com (3.79) deriva naturalmente a relação matricial

$$\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin(\theta) \\ 0 & \cos(\phi) & \sin(\phi) \cos(\theta) \\ 0 & -\sin(\phi) & \cos(\phi) \cos(\theta) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{d\phi}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\psi}{dt} \end{bmatrix} \tag{3.80}$$

entre as taxas de variação dos ângulos de Euler e as taxas reais de rotação do corpo (ω_x , ω_y e ω_z), sendo estas últimas as velocidades angulares medidas fisicamente por meio de girômetros.

A inversão da matriz da Eq. (3.80) permite que se calcule diretamente as taxas de variação dos ângulos de Euler em função das velocidades angulares medidas pelos girômetros. O resultado é dado por

$$\begin{bmatrix} \frac{d\phi}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\psi}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & (\sin \theta) \frac{\sin \phi}{(\cos \theta)(\cos^2 \phi + \sin^2 \phi)} & (\sin \theta) \frac{\cos \phi}{(\cos \theta)(\cos^2 \phi + \sin^2 \phi)} \\ 0 & \frac{\cos \phi}{\cos^2 \phi + \sin^2 \phi} & -\frac{\sin \phi}{\cos^2 \phi + \sin^2 \phi} \\ 0 & \frac{\sin \phi}{(\cos \theta)(\cos^2 \phi + \sin^2 \phi)} & \frac{\cos \phi}{(\cos \theta)(\cos^2 \phi + \sin^2 \phi)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix}. \quad (3.81)$$

A energia potencial associada à rotação do quadrirrotor em torno de \mathbb{E} pode ser calculada de maneira consideravelmente mais simples. Levando-se em conta a razoável hipótese de que a aceleração gravitacional g é a mesma para todo ponto do quadrirrotor, a energia potencial do ponto p_E (V_{p_E}) pode ser dada pela expressão

$$V_{p_E} = g \times ([0 \ 0 \ 1] \times p_E) \times dm, \quad (3.82)$$

em que o termo entre parênteses corresponde à coordenada de p_E no eixo z do sistema de coordenadas \mathbb{E} .

Integrando-se (3.82) ao longo de toda a estrutura chega-se à expressão

$$\begin{aligned} V &= g \int_{\mathcal{C}} (-\sin(\theta)x + \sin(\phi) \cos(\theta)y + \cos(\phi) \cos(\theta)z) dm & (3.83) \\ &= \left(\int_{\mathcal{C}} x \cdot dm \right) (-g \sin(\theta)) + \left(\int_{\mathcal{C}} y dm \right) (g \sin(\phi) \cos(\theta)) + \\ &\quad \left(\int_{\mathcal{C}} z dm \right) (g \cos(\phi) \cos(\theta)) \end{aligned}$$

para a energia potencial total do quadrirrotor.

As integrais entre parênteses da segunda igualdade em (3.83) correspondem, respectivamente, às coordenadas x , y e z do centro de massa do quadrirrotor em relação ao sistema de coordenadas \mathbb{E} . Uma vez que nesta análise da dinâmica de rotação está-se assumindo, sem perda de generalidade, que os sistemas \mathbb{B} e \mathbb{E} diferem apenas por rotações, conclui-se que suas origens devem coincidir. Adicionalmente, a segunda hipótese assumida na Seção 3.8 (o centro de gravidade do quadrirrotor e a origem do sistema de coordenadas \mathbb{B} coincidem) implica que todas as integrais anteriores são nulas, ou seja, $V = 0$, podendo-se eliminar este termo dos cálculos subsequentes.

Voltando às Eqs. de (3.74), resta determinar quem são as coordenadas generalizadas (graus de liberdade) ρ_i e as forças não-conservativas γ_i associadas a elas. Deve estar claro pelo anteriormente exposto que, uma vez que está-se tratando da dinâmica angular do quadrirrotor, os graus de liberdade ρ_i devem ser os ângulos ϕ , θ e ψ e as forças não-conservativas γ_i associadas, os torques em torno dos eixos x (τ_x), y (τ_y) e z (τ_z), respectivamente. Estes torques, cujas origens estão no desbalanceamento de empuxos e rotações entre os quatro motores, são dados pelas Eqs.

$$\tau_x = bL(\Omega_4^2 - \Omega_2^2), \quad (3.84)$$

$$\tau_y = bL(\Omega_3^2 - \Omega_1^2), \quad (3.85)$$

$$\tau_z = d(\Omega_1^2 - \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2), \quad (3.86)$$

em que b é o coeficiente de empuxo das hélices [Ns^2], L é a meia envergadura do quadri-rotor [m], d é coeficiente de arrasto [Nms^2] e Ω_i é a velocidade de rotação do i -ésimo motor [$\frac{rad}{s}$].

Os sub-índices das Eqs. (3.84) a (3.86) indicam o eixo em torno dos quais cada um dos torques atua. O efeito giroscópico das hélices, dada sua pequena influência, foi desprezado, visando assim a simplificações de cálculos algébricos durante as simulações computacionais

Estas últimas três equações, juntamente com (3.69), formam um sistema não-linear de quatro equações a quatro incógnitas, cuja solução determina as velocidades de rotação que devem ser impressas aos motores das hélices de forma a aplicar sobre o quadrirrotor os torques e o empuxo vertical necessários. A linearização deste sistema passa pelas mudanças de variável $\Omega_i^2 = v_i$ e pela hipótese de que $\Omega_i \geq 0, i \in \{1, 2, 3, 4\}$, resultando no conjunto de quatro equações simultâneas

$$\begin{cases} v_4 - v_2 = \frac{\tau_x}{bL} \\ v_3 - v_1 = \frac{\tau_y}{bL} \\ v_1 - v_2 + v_3 - v_4 = \frac{\tau_z}{d} \\ v_1 + v_2 + v_3 + v_4 = \frac{U}{b} \end{cases} \quad (3.87)$$

A solução de (3.87), retornando às variáveis originais que representam as rotações dos motores, é dada por

$$\begin{cases} \Omega_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{-bL\tau_z + 2d\tau_y - dLU}{bLd}} \\ \Omega_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{bL\tau_z - dLU + 2d\tau_x}{bLd}} \\ \Omega_3 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{bL\tau_z + 2d\tau_y + dLU}{bLd}} \\ \Omega_4 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{-bL\tau_z - dLU - 2d\tau_x}{bLd}} \end{cases} \quad (3.88)$$

3.8.3 Modelo completo de equações diferenciais para a dinâmica angular

As equações diferenciais ordinárias que descrevem a dinâmica dos ângulos do quadrirrotor foram obtidas pela substituição das Eqs. (3.78) e (3.83) em (3.74), sendo os graus de liberdade e as forças não-conservativas aqueles descritos anteriormente. O resultado destas substituições foram as Eqs.

$$\begin{aligned} \frac{d^2\phi}{dt^2} = & \frac{d^2\psi}{dt^2} \sin(\theta) + \frac{\frac{d\psi}{dt} \frac{d\theta}{dt} \cos(\theta) (I_{xx} + (I_{yy} - I_{zz})(2 \cos(\phi)^2 - 1))}{I_{xx}} \\ & - \frac{1}{2} \frac{d\theta^2}{dt} \sin(2\phi) \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} + \frac{1}{2} \frac{d\psi^2}{dt} \sin(2\phi) \cos(\theta)^2 \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} + \frac{\tau_x}{I_{xx}}, \end{aligned} \quad (3.89)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2\theta}{dt^2} = & \frac{-\frac{d^2\psi}{dt^2} (1/2) \sin(2\phi) \cos(\theta) (I_{yy} - I_{zz})}{I_{yy} \cos(\phi)^2 + I_{zz} \sin(\phi)^2} - \\ & \frac{\frac{1}{2} \frac{d\psi^2}{dt} \sin(2\theta) (-I_{xx} + I_{yy} \sin(\phi)^2 + I_{zz} \cos(\phi)^2)}{I_{yy} \cos(\phi)^2 + I_{zz} \sin(\phi)^2} + \\ & \frac{\frac{d\theta}{dt} \frac{d\phi}{dt} \sin(2\phi) (I_{zz} - I_{yy})}{I_{yy} \cos(\phi)^2 + I_{zz} \sin(\phi)^2} + \\ & \frac{\frac{d\psi}{dt} \frac{d\phi}{dt} \cos(\theta) (\cos(2\phi) (I_{yy} - I_{zz}) + I_{xx}) + \tau_y}{I_{yy} \cos(\phi)^2 + I_{zz} \sin(\phi)^2}, \end{aligned} \quad (3.90)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2\psi}{dt^2} = & \frac{\frac{d^2\phi}{dt^2} \sin(\theta) I_{xx} - \frac{d^2\theta}{dt^2} \frac{1}{2} \sin(2\phi) \cos(\theta) (I_{yy} - I_{zz})}{\cos(\theta)^2 (I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2) + \sin(\theta)^2 I_{xx}} - \\ & \frac{\frac{d\theta}{dt} \frac{d\psi}{dt} \sin(2\theta) (I_{xx} - I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2)}{\cos(\theta)^2 (I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2) + \sin(\theta)^2 I_{xx}} - \\ & \frac{\frac{d\theta}{dt} \frac{d\psi}{dt} \sin(2\theta) (I_{xx} - I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2)}{\cos(\theta)^2 (I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2) + \sin(\theta)^2 I_{xx}} + \\ & \frac{\frac{d\psi}{dt} \frac{d\phi}{dt} \sin(2\phi) \cos(\theta)^2 (I_{yy} - I_{zz})}{\cos(\theta)^2 (I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2) + \sin(\theta)^2 I_{xx}} - \\ & \frac{\frac{d\theta}{dt} \frac{d\phi}{dt} \cos(\theta) (I_{xx} + (2 \cos(\phi)^2 - 1) (I_{yy} - I_{zz}))}{\cos(\theta)^2 (I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2) + \sin(\theta)^2 I_{xx}} + \\ & \frac{\frac{1}{2} \frac{d\theta^2}{dt} \sin(2\phi) \sin(\theta) (I_{yy} - I_{zz}) + \tau_z}{\cos(\theta)^2 (I_{zz} \cos(\phi)^2 + I_{yy} \sin(\phi)^2) + \sin(\theta)^2 I_{xx}} \end{aligned} \quad (3.91)$$

para as dinâmicas de ϕ , θ e ψ , respectivamente.

Estas equações não estão apresentadas na forma final em que foram utilizadas, pois ainda precisaram ser manipuladas computacionalmente, com o auxílio do programa Maple©, de forma a isolar no lado esquerdo de todas elas os termos envolvendo derivadas de segunda ordem. Este algebrismo fez-se necessário porque a separação dos termos de ordens mais altas daqueles de ordem inferior facilita a descrição do sistema na forma de espaço de estados e simplificou a concepção do simulador da resposta dinâmica do helicóptero. Todavia, considerou-se que a explicitação dos passos destas manipulações não traria nada de novo ao trabalho e não melhoraria sua compreensão, visto que as expressões matemáticas geradas foram assaz extensas. A íntegra do *worksheet* do Maple© usado para manipulação das equações diferenciais encontra-se no DVD anexo a este trabalho.

3.8.4 Modelo simplificado de equações diferenciais para a dinâmica angular

Admitindo que os ângulos de inclinação do quadricóptero sejam pequenos, podem ser feitas as aproximações

$$\begin{cases} \sin(\alpha) \approx 0 \\ \cos(\alpha) \approx 1 \\ \omega_x \approx \frac{d\phi}{dt} \\ \omega_y \approx \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_z \approx \frac{d\psi}{dt} \end{cases} \quad (3.92)$$

nas Eqs. (3.89) a (3.91).

As Eqs.

$$\frac{d^2\phi}{dt^2} = \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \frac{d\psi}{dt} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\tau_x}{I_{xx}}, \quad (3.93)$$

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \frac{d\psi}{dt} \frac{d\phi}{dt} + \frac{\tau_y}{I_{yy}}, \quad (3.94)$$

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} = \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \frac{d\theta}{dt} \frac{d\phi}{dt} + \frac{\tau_z}{I_{zz}} \quad (3.95)$$

contêm o modelo simplificado da dinâmica dos ângulos ϕ , θ e ψ , respectivamente, cuja determinação foi feita como descrito anteriormente.

3.9 Equacionamento das estratégias de controle

As tarefas de controle do quadricóptero foram separadas em duas camadas bem distintas, assim como pode ser visto na Fig. 3.4. Na camada superior, um controlador de estabilização recebe do sistema de navegação informações a respeito da orientação do helicóptero e, a partir de sua arquitetura, determina quais devem ser os torques e o empuxo vertical a ser aplicados sobre o quadricóptero para estabilizar sua atitude e levá-lo à sua altitude desejada. Estes sinais não podem, contudo, ser diretamente usados como forma de atuação. Primeiramente, estas forças são usadas como valores de entrada nas Eqs. (3.88) e os valores de velocidade resultantes são em seguida transmitidos como referências de velocidade à segunda camada de controle. Nesta, controladores individuais dos motores realizam leituras de velocidade por meio da infra-estrutura de sensores apresentada na Seção 2.4.4 e atuam sobre os ESCs de modo colocar os motores no regime de rotação definido pela camada de controle superior. Mesmo que na Fig. 3.4 as camadas de controle apareçam separadas, todas foram implementadas como rotinas de *software* no microcontrolador ARM AT91.

São abordadas nesta Seção duas arquiteturas de controle: PID (Proporcional Integral Derivativo) e controle por linearização de modelo em torno de um ponto de operação. A técnica de

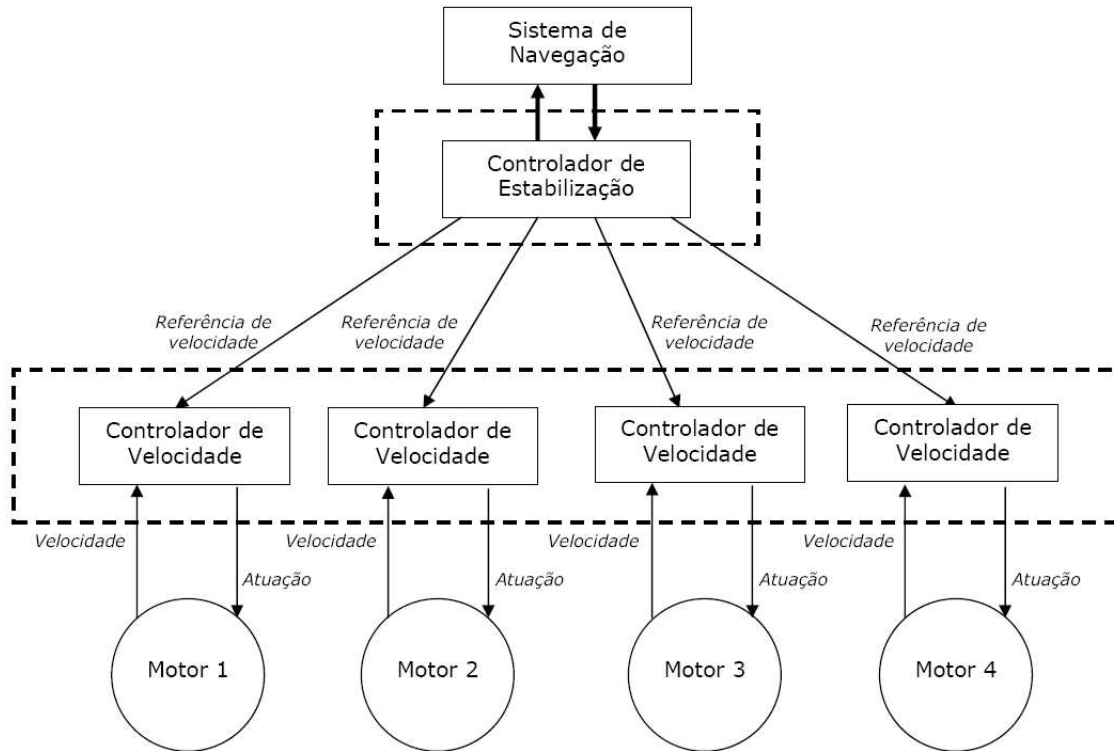


Fig. 3.4: Camadas de controle do quadricóptero.

linearização é poderosa, pois é teoricamente capaz de mover todos os pólos do sistema para posições arbitrárias quaisquer. Por outro lado, é muito dependente do modelo matemático da planta, pois faz uso de sua descrição na forma de espaços de estados, e suas aproximações são válidas apenas para pequenas variações em torno de um ponto de operação. O controle PID, por sua vez, é tolerante a variações de modelo e das condições de operação, sendo geralmente simples a sintonia de seus controladores. Contudo, o controle PID é, muitas vezes, uma opção subótima no que diz respeito ao desempenho do sistema de controle quando comparado a outras formas de atuação.

3.9.1 Controle por linearização de modelo em torno de um ponto de operação

Este primeiro controlador projetado para realizar a estabilização da atitude do quadricóptero utilizou a técnica de linearização do modelo de equações diferenciais em torno de um ponto desejado de operação¹. Para tanto, utilizaram-se as Eqs. (3.93) a (3.95) para a dinâmica dos ângulos, uma vez que está-se assumindo que o quadricóptero sofre apenas pequenas perturbações em torno do ponto de operação, e (3.73) para a altitude.

Sejam $\mathbf{x} = \left[\phi \quad \theta \quad \psi \quad z \quad \frac{d\phi}{dt} \quad \frac{d\theta}{dt} \quad \frac{d\psi}{dt} \quad \frac{dz}{dt} \right]^T$ e $u = [\tau_x \quad \tau_y \quad \tau_z \quad U]^T$ os vetores de estado do quadricóptero e de atuação. Os símbolos são como definido anteriormente. Para descrever o quadricóptero na forma de espaço de estados, é necessário determinar-se $f(\mathbf{x}, u)$ tal que $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, u)$. Sendo x_i a i -ésima linha do vetor de estado e u_i o análogo para o vetor de atuação, segue

¹Neste caso, o ponto de operação desejado tem todos os ângulos (rolagem, arfagem e guinada) nulos e a altura igual a uma referência especificada.

$$f(\mathbf{r}, u) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \\ f_6 \\ f_7 \\ f_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_5 \\ \mathbf{r}_6 \\ \mathbf{r}_7 \\ \mathbf{r}_8 \\ \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \mathbf{r}_7 \mathbf{r}_6 + \frac{u_1}{I_{xx}} \\ \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \mathbf{r}_7 \mathbf{r}_5 + \frac{u_2}{I_{yy}} \\ \frac{I_{yy}}{I_{xx} - I_{yy}} \mathbf{r}_6 \mathbf{r}_5 + \frac{u_3}{I_{zz}} \\ \frac{I_{zz}}{m} \cos(\mathbf{r}_2) \cos(\mathbf{r}_1) \cdot u_4 \\ -g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\phi}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\psi}{dt} \\ \frac{dz}{dt} \\ \frac{d^2\phi}{dt^2} \\ \frac{d^2\theta}{dt^2} \\ \frac{d^2\psi}{dt^2} \\ \frac{d^2z}{dt^2} \end{bmatrix}. \quad (3.96)$$

Sejam agora $u = \bar{u} + \delta u$ e $\mathbf{r} = \bar{\mathbf{r}} + \delta \mathbf{r}$. Assim, tem-se

$$\dot{\mathbf{r}} = \dot{\bar{\mathbf{r}}} + \delta \dot{\mathbf{r}} = f(\bar{\mathbf{r}} + \delta \mathbf{r}, \bar{u} + \delta u) \approx f(\bar{\mathbf{r}}, \bar{u}) + \frac{\partial f}{\partial \mathbf{r}} (\mathbf{r} - \bar{\mathbf{r}}) + \frac{\partial f}{\partial u} (u - \bar{u}). \quad (3.97)$$

A última parte de (3.97) é a série de Taylor de primeira ordem para a função $f(\mathbf{r}, u)$ em torno de $(\bar{\mathbf{r}}, \bar{u})$ (o ponto de operação). Atentando-se para a igualdade $f(\bar{\mathbf{r}}, \bar{u}) = \dot{\bar{\mathbf{r}}}$, segue diretamente de (3.97)

$$\delta \dot{\mathbf{r}} = \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{r}} \right|_{\substack{\mathbf{r} = \bar{\mathbf{r}} \\ u = \bar{u}}} \delta \mathbf{r} + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{\substack{\mathbf{r} = \bar{\mathbf{r}} \\ u = \bar{u}}} \delta u. \quad (3.98)$$

Tem-se em (3.98) o modelo linearizado das equações diferenciais do sistema². Para o cálculo das derivadas parciais que aparecem em (3.98), assume-se que o ponto de operação $\bar{\mathbf{r}}$ corresponde ao quadricóptero pairando no ar a uma altura de referência constante e com inclinações nulas em todos os eixos (*hovering*). Nesta situação, tem-se $\bar{\mathbf{r}} = [0 \ 0 \ 0 \ h_{ref} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ e $\bar{u} = [0 \ 0 \ 0 \ mg]^T$, onde h_{ref} é a altura de referência. Desta forma, as matrizes correspondentes à derivadas parciais são dadas por

$$\left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{r}} \right|_{\substack{\mathbf{r} = \bar{\mathbf{r}} \\ u = \bar{u}}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \mathbf{r}_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \mathbf{r}_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \mathbf{r}_8} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \mathbf{r}_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \mathbf{r}_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial \mathbf{r}_8} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_8}{\partial \mathbf{r}_1} & \frac{\partial f_8}{\partial \mathbf{r}_2} & \cdots & \frac{\partial f_8}{\partial \mathbf{r}_8} \end{bmatrix} \Bigg|_{\substack{\mathbf{r} = \bar{\mathbf{r}} \\ u = \bar{u}}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = A, \quad (3.99)$$

²Válido para pequenas perturbações em torno do ponto de operação.

$$\left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{\substack{\mathbf{x} = \bar{\mathbf{x}} \\ u = \bar{u}}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \frac{\partial f_1}{\partial u_3} & \frac{\partial f_1}{\partial u_4} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \frac{\partial f_2}{\partial u_3} & \frac{\partial f_2}{\partial u_4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_8}{\partial u_1} & \frac{\partial f_8}{\partial u_2} & \frac{\partial f_8}{\partial u_3} & \frac{\partial f_8}{\partial u_4} \end{bmatrix} \Bigg|_{\substack{\mathbf{x} = \bar{\mathbf{x}} \\ u = \bar{u}}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{I_{xx}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{I_{yy}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{I_{zz}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{m} \end{bmatrix} = B. \quad (3.100)$$

Tendo sido calculadas as matrizes A e B , a lei de controle da atitude pode ser escrita como

$$\begin{cases} \partial \mathbf{x} = A\partial \mathbf{x} + B\partial u \\ \partial u = -K\partial \mathbf{x} \end{cases}. \quad (3.101)$$

Para uma alocação particular dos oito pólos do sistema, o valor de K pode ser determinado computacionalmente pela fórmula de Ackermann [29]. O último passo na construção do controlador é fazer o retorno das variáveis diferenciais de (3.101) para as variáveis de controle originais. Para tanto, deve-se fazer

$$\begin{cases} \partial \mathbf{x} = \mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}} \\ u = \bar{u} + \partial u \end{cases}. \quad (3.102)$$

O desempenho deste controlador durante simulações é mostrado no Capítulo 4.

3.9.2 Controle PID

Controladores PID foram de fundamental importância para este trabalho e esta seção procura detalhar os contextos em que foram aplicados.

3.9.2.1 Estabilização da atitude

O controlador descrito em 3.9.1, embora capaz³ de mover todos os pólos sistema para posições desejadas quaisquer, apresenta um problema fundamental: suas equações dependem de parâmetros físicos do quadricóptero, cujos valores não estariam disponíveis até que fossem experimentalmente identificados. Entretanto, para serem identificados, seria necessário que o quadricóptero estivesse minimamente estabilizado para que entradas de referência pudessem ser aplicadas sobre ele e a resposta dinâmica medida por meio de seus sensores. Chegou-se, portanto, a um impasse. A solução foi usar técnicas de controle PID para uma primeira estabilização, cujos parâmetros poderiam ser sintonizados sem conhecimento prévio de um modelo matemático preciso do sistema.

A versão contínua do algoritmo de controle PID é dada por

³Teoricamente.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(x) dx + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.103)$$

em que $u(t)$ é o sinal de controle; K_p , K_i e K_d são os ganhos proporcional, integral e derivativo, respectivamente; $e(t)$ é o sinal de erro; e t é o instante de tempo [30].

Entretanto, para que o controle pudesse ser realizado por um microcontrolador digital, a Eq. (3.103) foi discretizada e implementada na forma das Eqs.

$$\begin{cases} u_i(k) = u_i(k-1) + K_{id} T e(k) \\ u(k) = K_{pd} e(k) + u_i(k) + \frac{K_{dd}}{T} (e(k) - e(k-1)) \end{cases}, \quad (3.104)$$

nas quais $u(k)$ é o sinal de controle; $u_i(k)$ é o canal integral do controlador digital; K_{pd} , K_{id} , K_{dd} são os ganhos proporcional, integral e derivativo discretos, respectivamente; $e(k)$ é o sinal de erro; T é o período de amostragem; e k é número da amostra [30].

Para o controle da atitude e da altitude do quadricóptero, foram implementados quatro controladores PID digitais executados “paralelamente”⁴. Assim como feito na Seção 3.9.1, o cálculo dos sinais de atuação foi feito assumindo-se perturbações em torno de um ponto de operação $\bar{u} = [0 \ 0 \ 0 \ mg]^T$. Sendo $u_j(k)$, $j \in \{\phi, \theta, \psi, z\}$ o sinal de controle, calculado de acordo com (3.104), para a j -ésima variável de estado, as equações implementadas para o controle digital da atitude foram

$$\begin{bmatrix} \tau_x(k) \\ \tau_y(k) \\ \tau_z(k) \\ U(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\phi(k) \\ u_\theta(k) \\ u_\psi(k) \\ u_z(k) + mg \end{bmatrix}. \quad (3.105)$$

Os valores dos torques e do empuxo vertical em (3.105) eram posteriormente convertidos em referências de rotação para os motores por meio das Eqs. (3.88).

3.9.2.2 Controle da velocidade de rotação dos motores

Os controladores de atitude do quadricóptero definiam referências de rotação para cada um dos motores. Todavia, os ESCs que acionavam os motores DC sem escovas atuavam em malha aberta, ou seja, não havia qualquer tipo de realimentação da rotação efetivamente atingida. Sendo assim, fez-se necessário completar as malhas de controle com controladores PID digitais de velocidade, assim como ilustrado na Fig. 3.5. Estes controladores fizeram uso das mesmas Eqs. (3.104) aplicadas ao controle de atitude do quadricóptero. Para torná-los menos susceptíveis a ruídos dos sensores (ver Figs. I.1 e I.2 para detalhes do circuito elétrico dos sensores de rotação), implementou-se um

⁴Rigorosamente, os controladores de atitude eram executados sequencialmente, visto que dispunha-se de apenas uma unidade de processamento. Entretanto, se for levado em conta que o tempo de processamento do microcontrolador é milhares de vezes inferior ao tempo de resposta dos motores, é razoável assumir, do ponto de vista prático, que o controle era simultâneo.

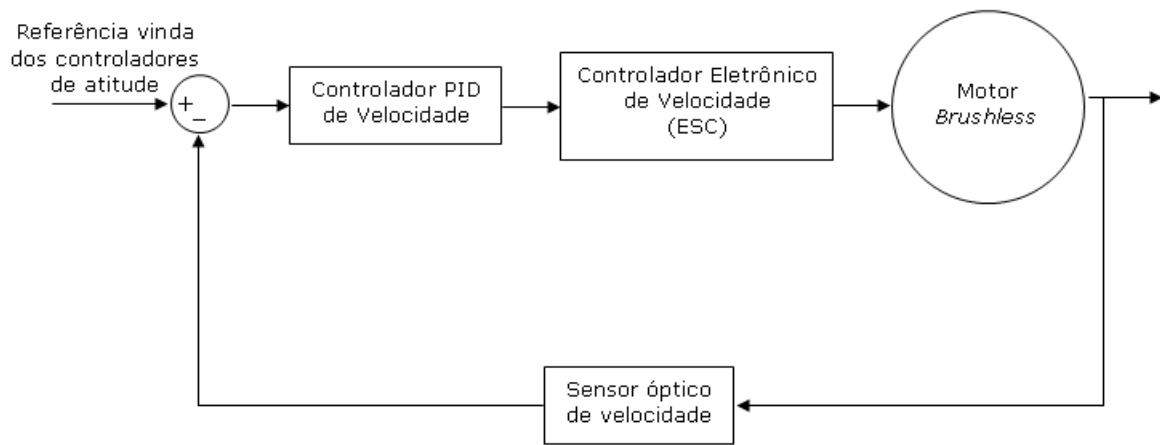


Fig. 3.5: Diagrama de blocos da malha de controle da velocidade de rotação dos motores.

filtro digital de mediana de cinco amostras para a velocidade de rotação de cada um dos motores e foi eliminada a componente derivativa dos controladores.

Capítulo 4

Resultados Experimentais

Neste capítulo, os principais resultados experimentais e suas análises são apresentados. Inicia-se pelos testes de avaliação da infra-estrutura mecânica, da eletrônica embarcada e dos mecanismos de comunicação. Em seguida, detalha-se o processo de sintonia dos controladores de velocidade dos motores e de identificação do modelo matemático do sistema de propulsão. Adicionalmente, são abordados os métodos de calibração dos sensores. Por fim, são apresentados os resultados das simulações dos sistemas de navegação e de controle de estabilização.

4.1 Introdução

Para que o protótipo descrito no Capítulo 2 tivesse condições de ser testado em vôo, era fundamental que se tivesse segurança do bom funcionamento de todas as suas partes integrantes. Qualquer falha que eventualmente viesse a ocorrer poderia causar sérios danos às pessoas em volta, aos objetos próximos e ao próprio quadricóptero. De forma resumida, foram testados experimentalmente a capacidade de empuxo dos motores, o módulo de navegação descrito na Seção 2.4, os atrasos dos dispositivos de comunicação e o desempenho dos controladores de velocidade de rotação dos motores, cujas equações e sensores foram apresentadas nas Seções 3.9.2 e 2.4.4, respectivamente.

Depois de constatada a correta operação das partes mecânica e eletrônica e das rotinas de *software* que formam a infra-estrutura do protótipo, passou-se à simulação do desempenho das estratégias de navegação e de controle de atitude e altitude descritas no Capítulo 3. Concomitantemente, foram executados procedimentos de calibração das medidas dos sensores de navegação.

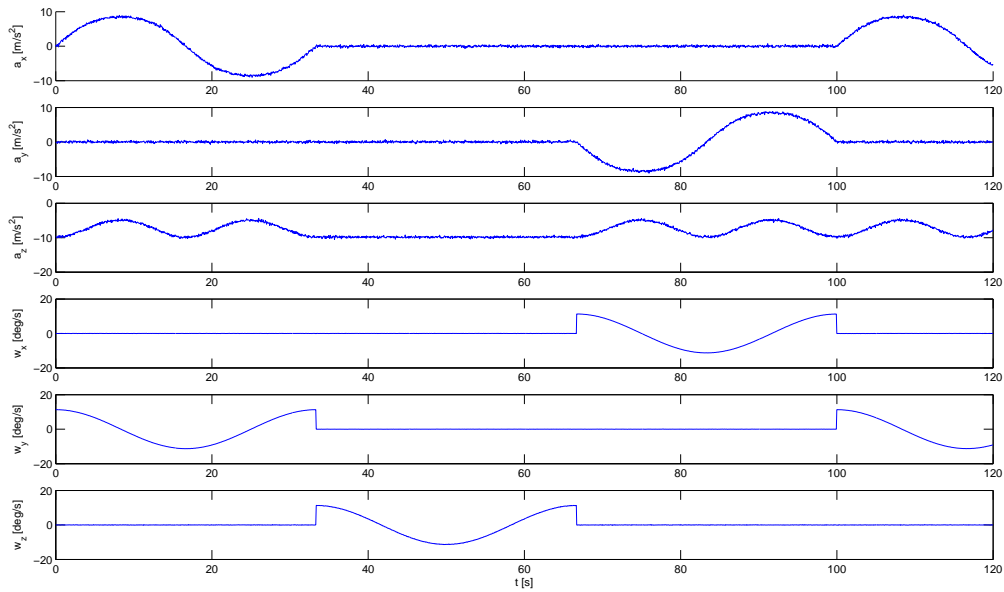


Fig. 4.1: Medidas do acelerômetro e dos girômetros para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

4.2 Simulador de Navegação

Para verificar a eficácia do sistema de localização, foram feitas simulações de trajetórias no Matlab tanto com trajetórias de sobrevôo, quanto com trajetória helicoidal. A intenção de simular um sobrevôo foi de se certificar de que o sistema de navegação atingiria seu objetivo de fornecer a orientação e altura para a estabilização e controle do quadricóptero. Já a trajetória helicoidal teve o objetivo de garantir que o sistema de localização funcionaria em situações de translação nos três eixos simultaneamente. Para verificar a confiabilidade dos modelos utilizados e suas velocidades de convergência, foi adicionado aos gráficos o intervalo de confiança 3σ .

Primeiramente, foi simulado uma trajetória de sobrevôo, *hovering*, a uma frequência de 20Hz, pois o controlador funciona a essa taxa e o sonar também. Como o sonar fornece dados para a correção no FKE, poder-se-ia aumentar a frequência de estimação e realizar-se-ia as correções sempre que houvessem dados disponíveis para tanto. Isso faria com que a estimativa da posição no eixo z se degradasse um pouco, porém o FKE ainda convergiria. Além disso, poder-se-ia aumentar a frequência do controlador necessitando se de apenas alguns ajustes, porém achou-se melhor verificar como o sistema de navegação funcionaria a essa taxa de amostragem, dando, assim, mais tempo de processamento para o microcontrolador, caso se queira adicionar mais rotinas no software do quadricóptero. Além disso, verificou-se que o FKE demanda uma grande capacidade de processamento. Logo, assim que esse método for implementado em um microcontrolador, faz-se necessário verificar o seu tempo de execução e, então, concluir se o ARM poderá ou não executá-lo.

A Fig. 4.1 mostra os valores simulados dos sensores inerciais para o sobrevôo. Observa-se que foram somadas acelerações esporádicas nos eixos x, y e z e, por isso, a velocidade nos respectivos eixos respondeu a essas variações. Dessa forma, essa simulação ficou mais realística, tendo em vista que o helicóptero está sujeito a ventos e perturbações em situações reais. Na Fig. 4.2 tem-se

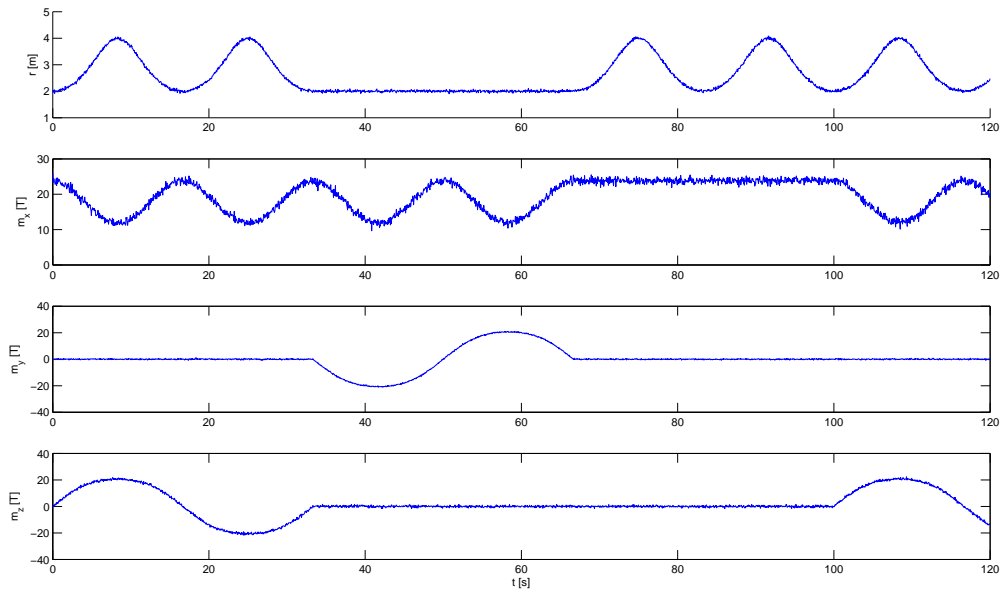


Fig. 4.2: Medidas do magnetômetro e do sonar para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

as medidas do magnetômetro e do sonar. Observa-se também que todas as medidas possuem um ruído branco, como argumentado na Seção 3.6.

De posse dos dados dos sensores como entrada para o sistema de localização, teve-se como saída a atitude, a velocidade e a posição do quadricóptero. Essas foram obtidas conforme descrito nas Seções 3.4 e 3.5. Apesar de serem calculadas a atitude, a velocidade e a posição do corpo, nem todos foram usados, pois como foi explicado na Seção 3.6, estava-se interessado apenas na obtenção confiável da orientação e da altura do quadricóptero em relação ao solo. Observe que as informações de posição e orientação são dadas no referencial fixo local. Nas Figs. 4.3 e 4.4, têm-se os erros da atitude, representado por quatérnio calculado de três diferentes modos: um pelo método TRIAD melhorado, outro pelos giroscópios e o terceiro pela fusão de ambos os métodos utilizando o FKE. Pode-se observar que o método TRIAD melhorado é o que possuiu o maior erro e maior variância. Isso se deve ao fato de que esse método considera que a aceleração e o campo magnético medidos são a aceleração gravitacional e campo magnético da Terra, respectivamente. Essa aproximação provocou os erros demonstrados. Pode-se observar também que o erro do método de estimação da atitude pelo giroscópios é muito pequeno e, portanto, o FKE considerou quase que integralmente os valores de atitude dados por esse método.

Na Fig. 4.5, pode-se observar que a norma do quatérnio permanece muito próxima da unidade. Isso se deve principalmente ao uso de pseudo-observações. Essa correção é necessária, pois o método do cálculo da atitude por meio dos giroscópios, apesar da solução ser exata, parte-se do pressuposto de que a velocidade de rotação do corpo permanece constante. Essa consideração faz com que a norma perca a propriedade de ser unitária, degradando a qualidade dos resultados. Portanto, para que o algoritmo seja confiável por períodos que não sejam muito curtos, é necessário algum tipo de normalização. A pseudo-observação manteve nesse simulador o erro da norma, após os instantes iniciais, menor do que 10^{-5} . Na Fig. 4.6, assim como na Fig. 4.3, obtém-se o valor da atitude do

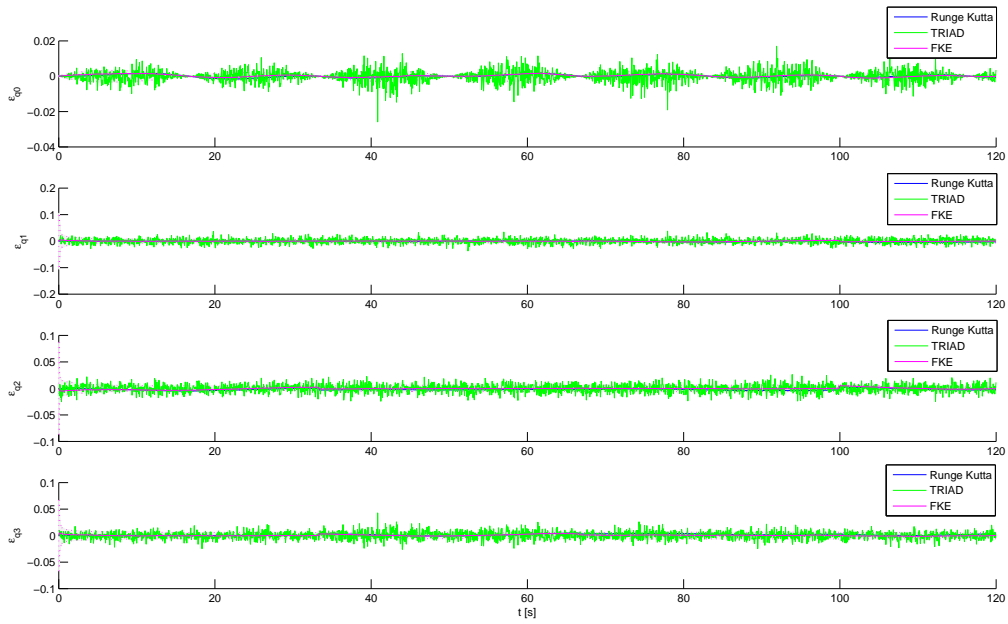


Fig. 4.3: Erros dos quatérnios estimados para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

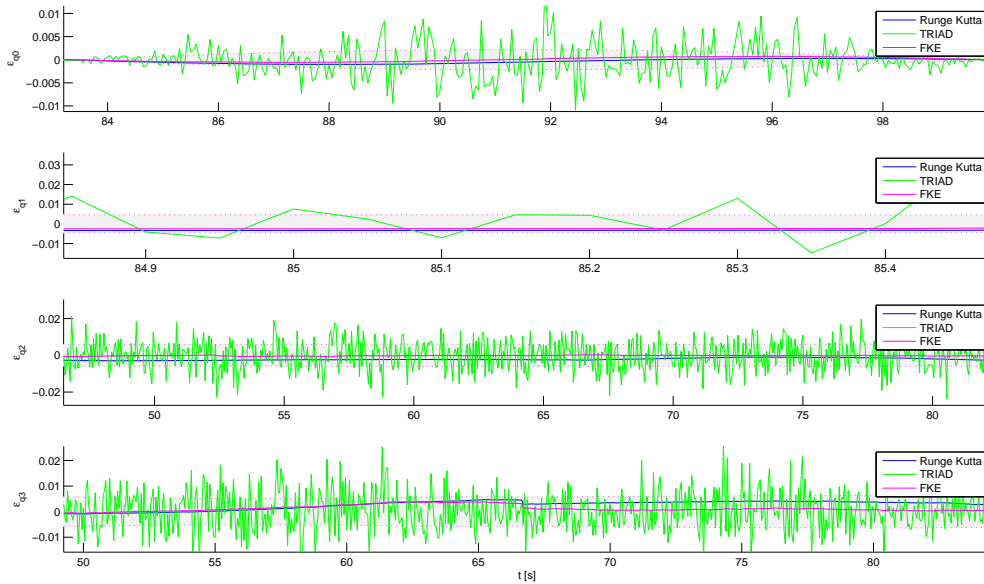


Fig. 4.4: Detalhe do erro dos quatérnios estimados para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

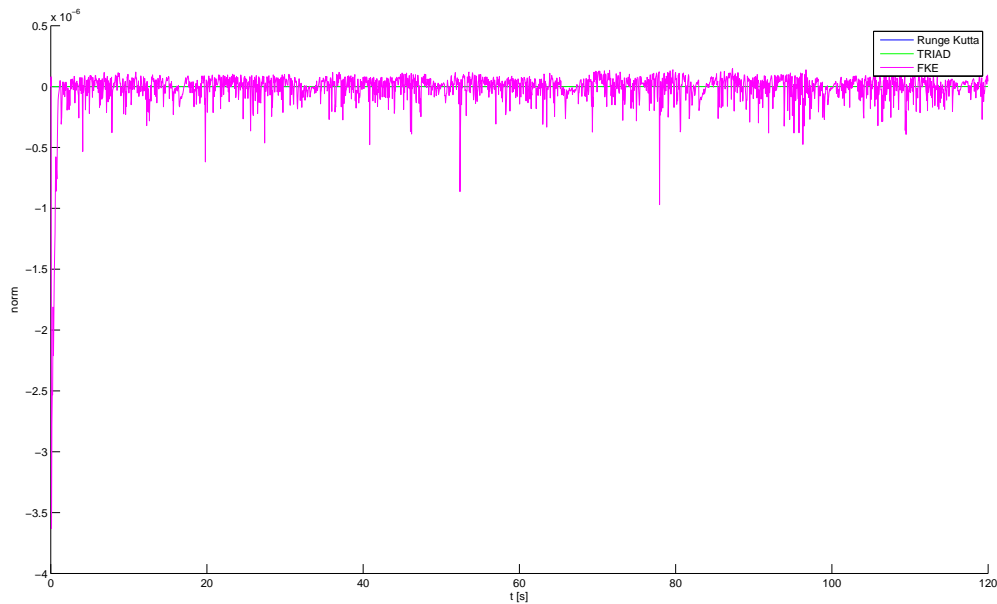


Fig. 4.5: Erro na norma dos quatérnios para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

corpo, porém agora representada em ângulos de Euler, para que seja de mais fácil visualização a atitude do helicóptero. Além de melhorar a visualização do processo, a atitude foi transformada da representação de quatérnio para ângulo de Euler, para que esses dados fossem fornecidos ao controlador, que tem como entrada os ângulos de Euler.

Na Fig. 4.8, verifica-se o erro de posição, em metros. É notável o fato de que as medidas divergem com o tempo, com exceção da medida feita pelo FKE no eixo z. Isso se deve ao fato que o FKE utiliza o sonar, que é um sensor de referencial absoluto, para calcular a altura do corpo. Como não há medidas corretivas para os outros eixos, esses divergem, pois o método apresentado na seção 3.4.3 é simplificado e descarta a rotação da Terra, por exemplo. Além disso, durante cálculo da velocidade e da posição, integra-se a aceleração, o que provoca o acúmulo de erro com o tempo. A velocidade de rotação pode variar significativamente durante manobras bruscas, o que pode acarretar erros consideráveis. Muitas dessas considerações foram aceitas durante a formulação do modelo de navegação devido ao fato de se estar utilizando sensores de baixo custo e, portanto, com erros de medição consideráveis.

Por último, na Fig. 4.9, pode-se verificar os erros de velocidade. Apesar de apenas a velocidade em x divergir nos instantes simulados, não se pode garantir essa estabilidade na estimação da velocidade. Portanto, foi puro acaso essa não divergência. Por exemplo, em outras simulações, já foi verificado a divergência de qualquer das velocidades. A razão de não se ter controle sobre a precisão da velocidade é que o método para encontrar a esse parâmetro é pela integração da aceleração. Pelo fato de o acelerômetro ser um sensor inercial, não se pode garantir a corretude do cálculo da velocidade. Porém, utilizando o FKE há uma maior tendência de o erro de velocidade ser menor, pois a atitude estimada por esse filtro representa melhor a realidade.

Pode ser observado na Fig. 4.6, que a atitude a 20Hz possui baixo erro para o FKE, quanto

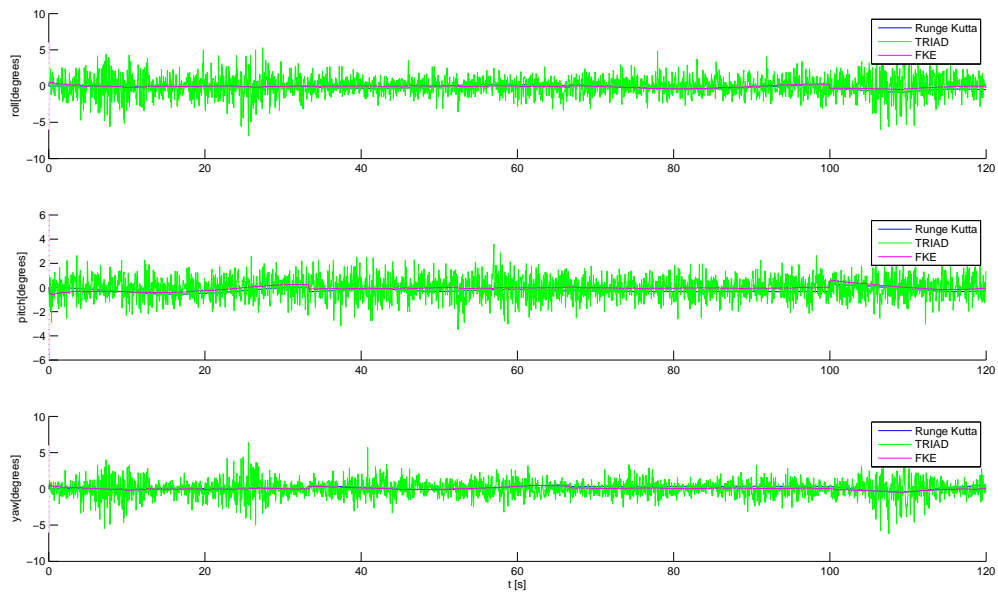


Fig. 4.6: Erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

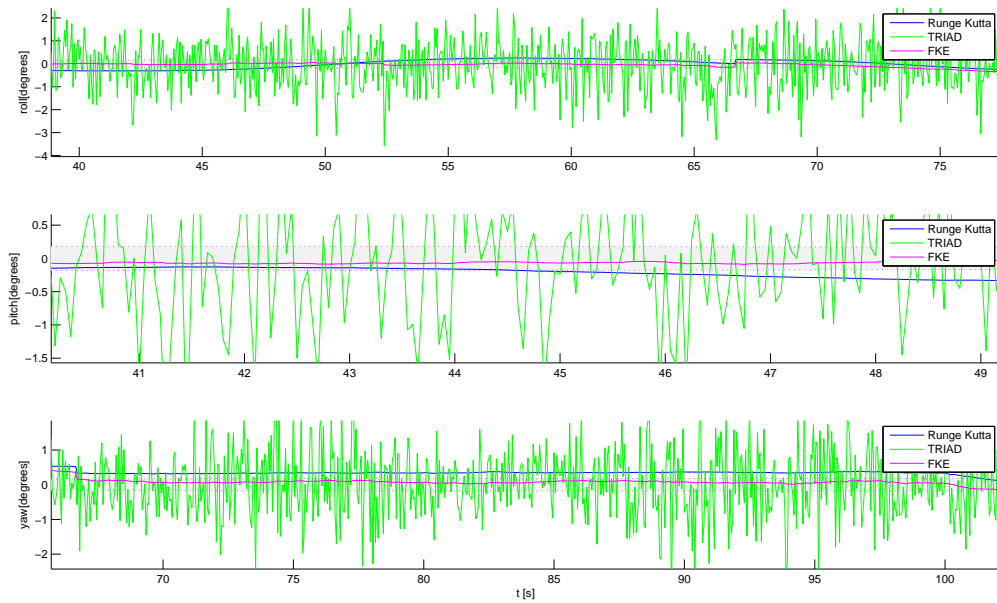


Fig. 4.7: Detalhe do erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

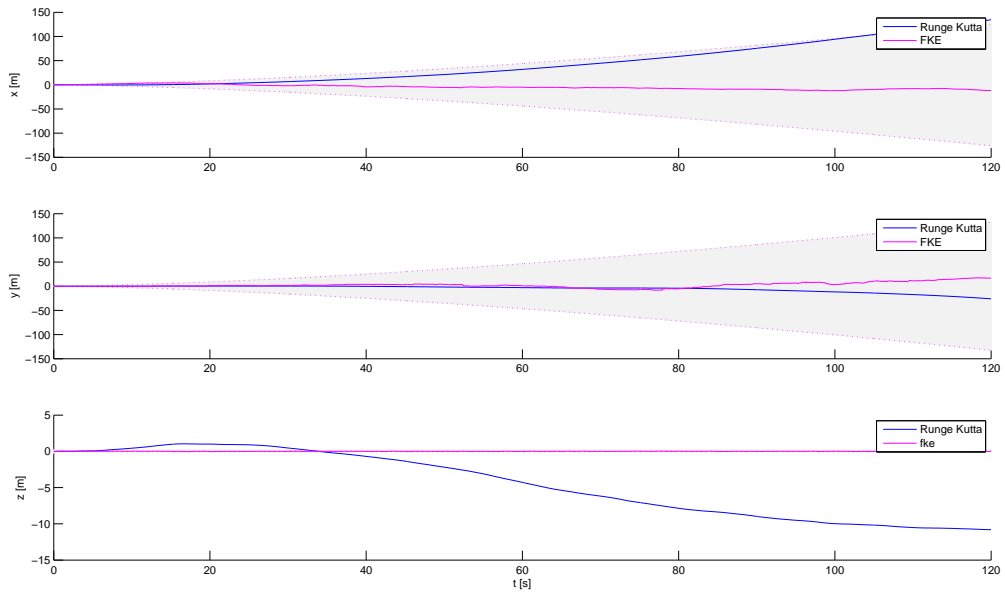


Fig. 4.8: Erro de posição para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

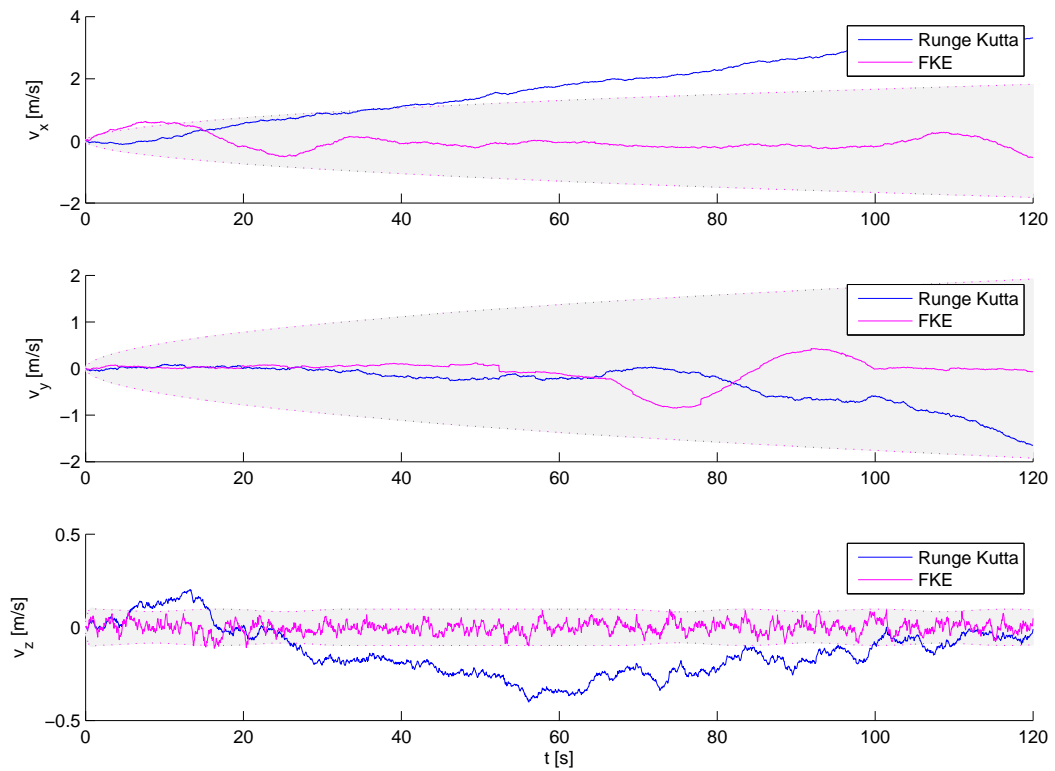


Fig. 4.9: Erro de velocidade para a trajetória de sobrevôo ($T=0,05s$).

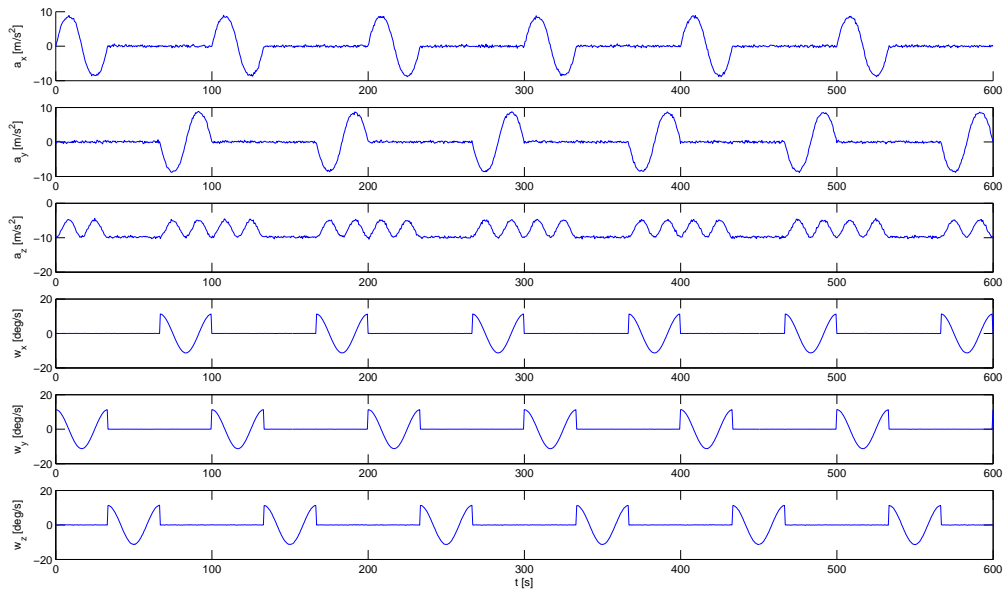


Fig. 4.10: Medidas do acelerômetro e dos girômetros para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).

para a estimação pelos girômetros. Porém, para verificar o efeito da frequência de amostragem nos resultados, é mostrado o resultado de 10 minutos de simulação a uma frequência de amostragem de 2Hz. A intenção em diminuir a frequência de amostragem é mostrar as fragilidades dos modelos de estimação apresentados e ao mesmo tempo mostrar a robustez do FKE. Nesse caso, pelo fato de o tempo entre instantes de amostragens serem maiores, a estimação da atitude fica prejudicada, pois o modelo não será rápido o suficiente para acompanhar a variação da velocidade angular dada pelos girômetros.

Da Fig. 4.10 à Fig. 4.17, é apresentada a mesma simulação apresentada anteriormente nesta seção, porém por 10 minutos e a uma frequência de 2Hz. Num caso como esse de baixa frequência, o gráfico já não se encontra inteiramente no intervalo de confiança, o que mostra que o modelo não é ideal para essa frequência. Além disso, é visível a vantagem do FKE em relação ao cálculo da atitude pelos girômetros, pois, a orientação dada pelo filtro de Kalman continua aceitável, enquanto sem o filtro a atitude diverge, Fig. 4.15. Dessa forma, o FKE se mostrou robusto mesmo a baixas taxas de amostragem.

Por último, é mostrado uma simulação de 30 minutos em que a trajetória feita é helicoidal. O intuito dessa simulação é confirmar a eficiência do FKE mesmo em longos períodos de operação. A taxa de amostragem utilizada foi de 20Hz. Não será mostrado a sequência de gráficos como mostrado anteriormente, pois a simulação de 30 minutos adquiriu muitos dados, ficando difícil de ser legível para alguns parâmetros. Como o intuito dessa simulação é verificar o seu funcionamento por período de tempo considerável, serão discutidas apenas a orientação e a posição do quadricóptero.

Na Fig. 4.18, tem-se a evolução da atitude durante a simulação. Pode-se verificar, como era esperado pelo modelo de navegação, que o método TRIAD melhorado não diverge com o passar do tempo. Porém, verifica-se no eixo de rolagem um deslocamento em relação ao valor real,

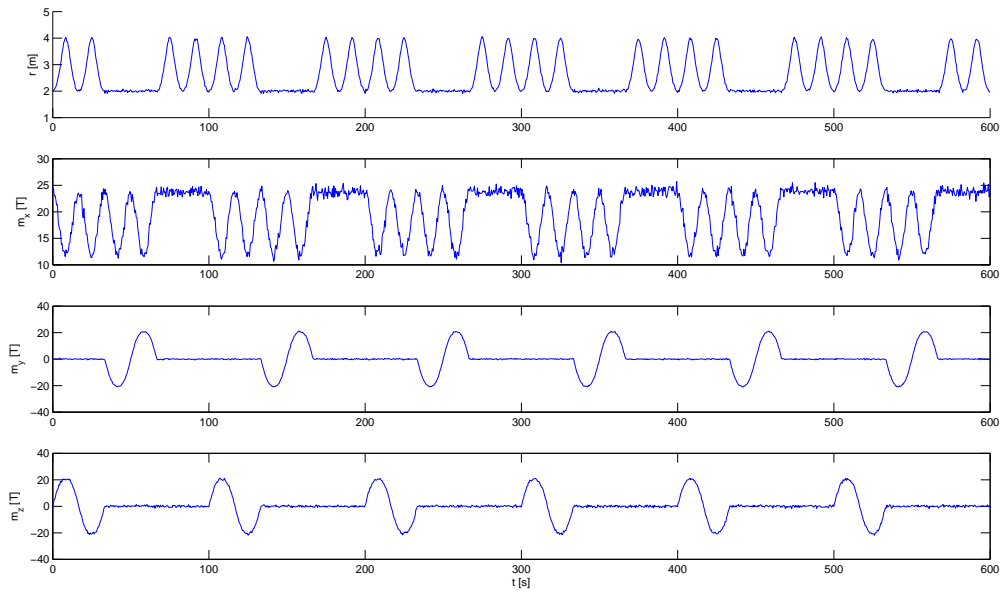


Fig. 4.11: Medidas do magnetômetro e do sonar para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).

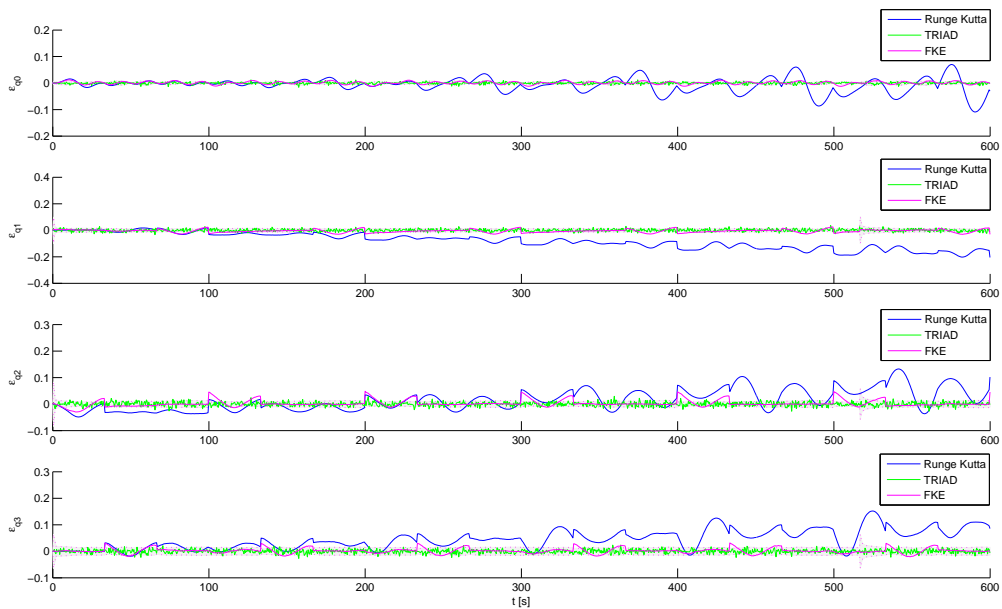


Fig. 4.12: Erro dos quatérnios estimados para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).

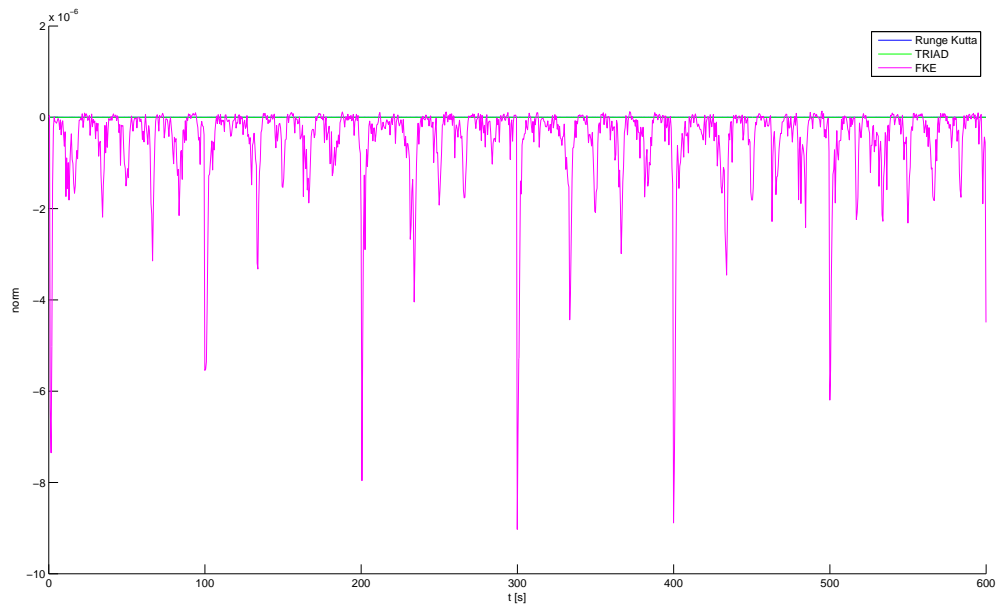


Fig. 4.13: Erro na norma dos quatérnios para a trajetória de sobrevôo ($T=0,5s$).

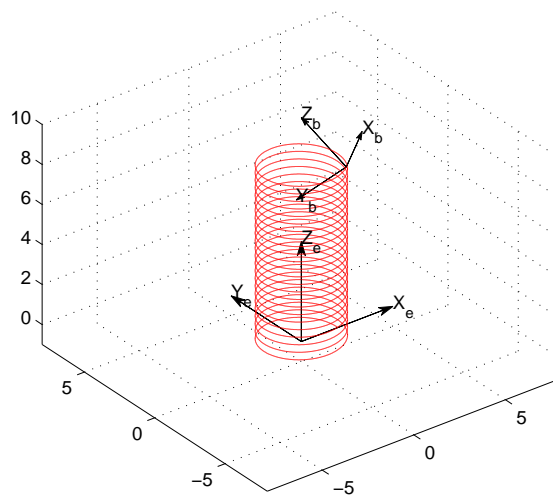


Fig. 4.14: Trejetória helicoidal.

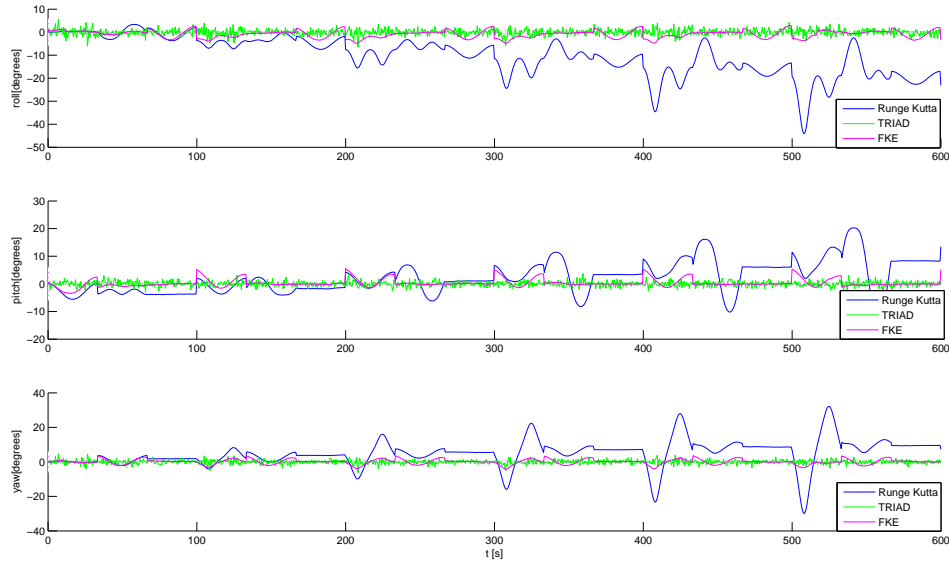


Fig. 4.15: Erro de atitude em ângulos de Euler para trajetória helicoidal ($T=0,5s$).

Tabela 4.1: Estimativa do bias e do escale do acelerômetro pelo método Gauss-Newton.

	Eixo x	Eixo y	Eixo z
Bias	-0.24765	0.77790	-1.28278
Scale	1.10590	1.08584	1.09968

esse deslocamento deve-se ao fato da aceleração sofrida pelo corpo durante a trajetória helicoidal. Essa aceleração distorce a consideração do método TRIAD de que toda a aceleração medida é gravitacional. Além disso, na determinação da atitude pelos girômetros, verifica-se que a guinada diverge, como havia sido afirmado acima. Verifica-se também que a estimação pelo FKE permanece estável. Na Fig. 4.20, podemos confirmar nossa suposição de que o filtro de Kalman converge para o eixo z, e diverge para todos os outros eixos. E o método de encontrar a atitude pelos girômetros também diverge.

4.3 Calibração dos girômetros e do acelerômetro

Depois de realizado os testes com o acelerômetro e com o magnetômetro mostrado na Seção 4.6, decidiu-se por calibrar esses sensores pelo método apresentado na Seção 3.7. A priori, o algoritmo não convergiu. Então, foram coletados mais posições de calibração. Quando a quantidade de posições nitidamente distintas atingiu o número de 90, o algoritmo convergiu para o acelerômetro. Porém, mesmo colhendo mais de 2000 posições para a calibração do magnetômetro, o algoritmo não convergiu. O procedimento foi escolher os parâmetros iniciais do método, mais próximos dos parâmetros finais. Para tanto, foi ajustado empiricamente. Dessa forma, foram calibrados o magnetômetro e o acelerômetro. A representação gráfica da convergência dos parâmetros do

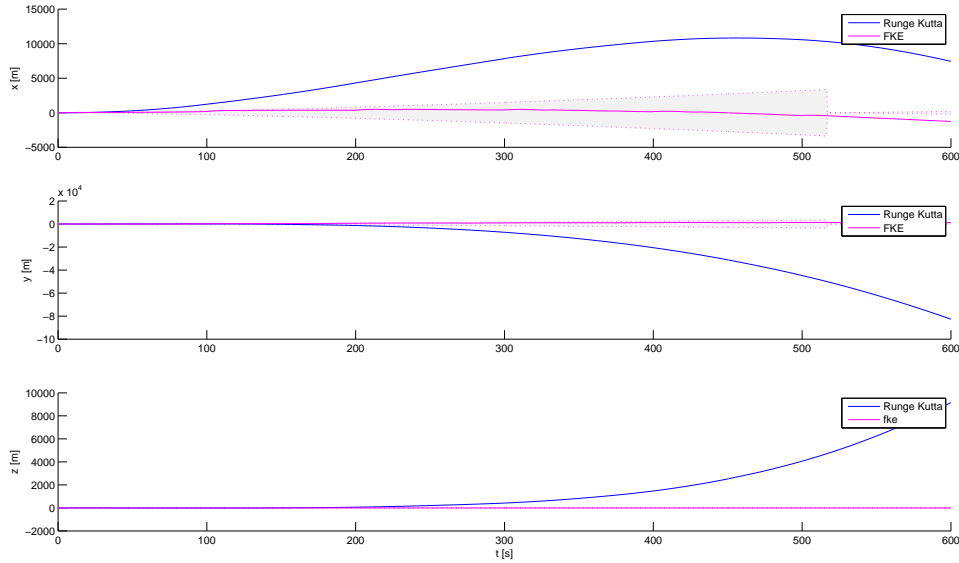


Fig. 4.16: Erro de posição para a trajetória helicoidal ($T=0,5s$).

Tabela 4.2: Estimativa do bias e do escale do magnetômetro pelo método Gauss-Newton.

	Eixo x	Eixo y	Eixo z
Bias	33.74689	-29.04516	-22.75216
Scale	-1.14952	-1.21459	1.09385

acelerômetro e do magnetômetro estão nas Figs. 4.21-4.22, respectivamente.

Os valores encontrados para o *bias* e para a escala do acelerômetro e do magnetômetro estão nas Tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente. Nestas tabelas, podemos ver claramente o lado negativo de se usar sensores de baixo custo. Esses sensores já haviam sido calibrados com os ganhos especificados nos manuais e, no caso dos sensores analógicos, já haviam sido descontados os *offsets* de funcionamento. Ainda sim, foi necessária a calibração do magnetômetro e do acelerômetro para que fossem utilizados no método TRIAD melhorado. Além disso, os parâmetros de calibração do magnetômetro foram significativos. O *bias* em cada eixo foi maior ou aproximadamente igual ao módulo do campo magnético da Terra, ver Tabela 3.2. Porém, foi verificado que o *bias* e a escala do magnetômetro não variaram muito com o tempo.

No momento de implementação do algoritmo TRIAD melhorado, verificou-se que no mesmo, apesar de estarem estimando os ângulos, os resultados não foram satisfatórios, pois havia certo acoplamento entre os ângulos. Esse mau funcionamento do algoritmo foi causado pela má calibração do magnetômetro. Descobriu-se isso utilizando um método alternativo de calibração dos sensores magnéticos

Para tanto, utilizou-se um método intuitivo de calibração. Considerando que o método TRIAD utiliza-se os vetores da aceleração e campo magnético normalizados, não é necessário fornecer o

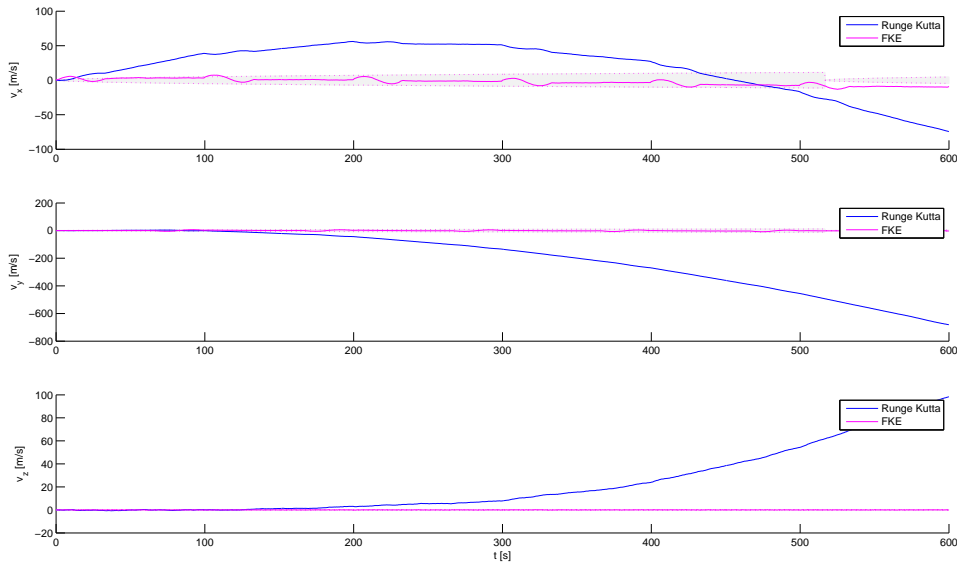


Fig. 4.17: Erro de velocidade para a trajetória helicoidal ($T=0,5s$).

Tabela 4.3: Calibração da escala do magnetômetro.

	Campo máximo	Campo mínimo	Intervalo de medição	Normalização
Eixo x	58.10	8.40	49.7	1
Eixo y	-2,80	-54.90	52.10	$\frac{49,7}{52,1}$
Eixo z	1,93	-45,1	47,03	$\frac{49,7}{47,03}$

real campo magnético medido, apenas é preciso que todos os eixos apresentem o mesmo ganho para um dado campo magnético. Dessa forma, utilizou-se o seguinte método de calibração: marcou-se uma linha horizontal no plano na direção em que o campo magnético medido é máximo. Para cada eixo do magnetômetro, mediu-se o campo magnético máximo e mínimo nessa linha de medição. Para tanto, bastou-se fazer a medição do valor máximo e girar o quadrirrotor 180° para que fosse medido o campo magnético mínimo. Dessa forma, foi obtido o intervalo de medição de cada eixo, então bastou normalizar os eixos em relação a um deles. Os dados dessa calibração encontram-se na Tabela 4.3.

4.4 Implementação do algoritmo estimador de altitude e atitude

Nesse trabalho foram simulados a atualização da medida de atitude pelo girômetros, os cálculos da velocidade e da posição por meio de integrações da aceleração, o cálculo da atitude pelo método TRIAD melhorado e o cálculo da altura do helicóptero. Os algoritmos implementados no ARM foram a estimação da atitude e da altitude do corpo como mostrados nas Seções 3.4.2 e 3.4.4. O algoritmo da altura foi facilmente implementado, porém foi necessário um certo esforço para implementar o cálculo da atitude pelo método TRIAD melhorado, principalmente pelo motivo da

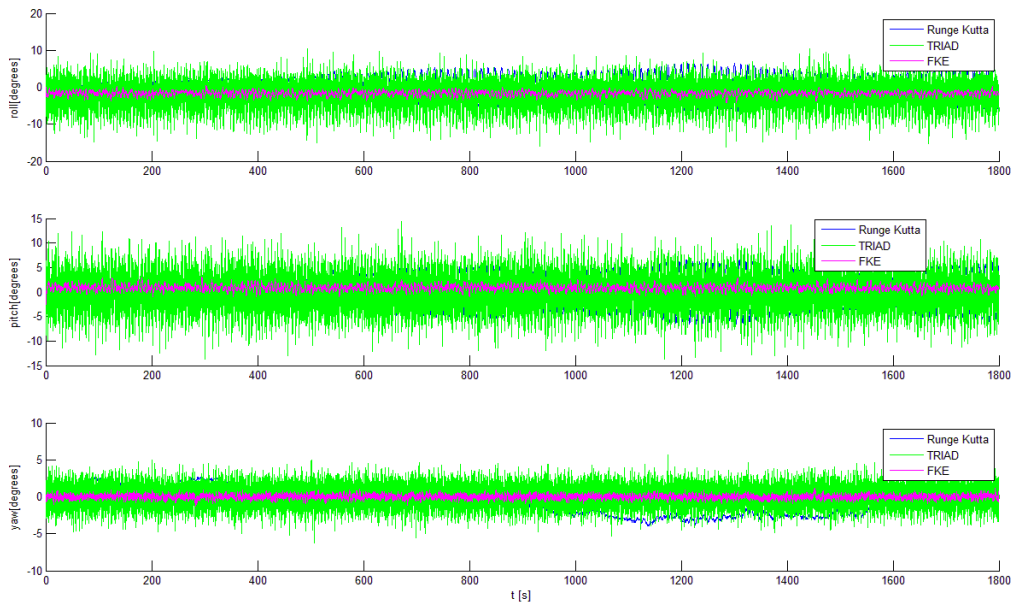


Fig. 4.18: Erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória helicoidal ($T=0,05s$).

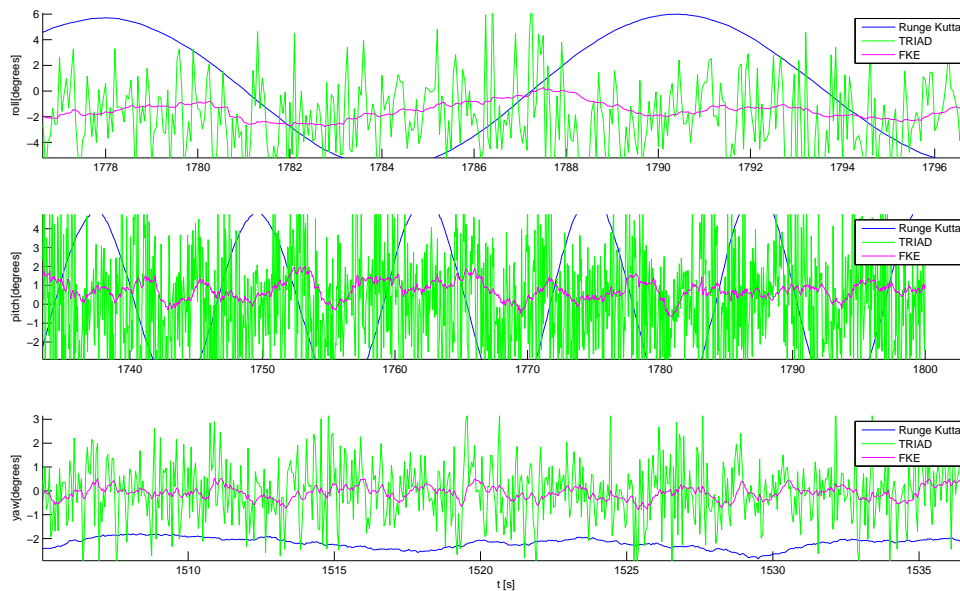


Fig. 4.19: Detalhe do erro de atitude em ângulos de Euler para a trajetória helicoidal ($T=0,05s$).

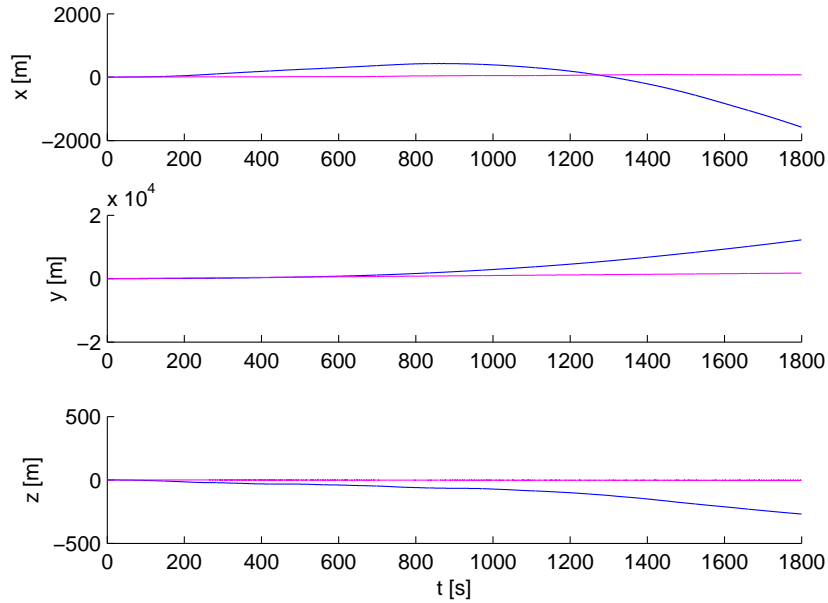


Fig. 4.20: Erro de posição para a trajetória helicoidal ($T=0,05s$).

necessidade de calibração dos sensores magnético e de aceleração, como mostrado na Seção 4.3. Porém, como os vetores são utilizados normalizados e o que importa para o método é apenas a variação da leitura dos valores entre os eixos, o método de calibração utilizado foi satisfatório, permitindo os primeiros testes de vôos.

4.5 Empuxo aerodinâmico dos motores e suas hélices

A Fig. 4.23 mostra a montagem experimental usada para medição do empuxo aerodinâmico máximo dado pelos motores. Nela pode-se ver que a base de um dos motores foi aparafusada a um suporte de alumínio, o qual foi preso posteriormente ao prato de uma balança de pesos por meio de um sargento¹. Uma bateria automotiva Heliar HL70ND-070 de 12V e 70Ah foi usada como fonte de alta capacidade de corrente para alimentação do ESC que acionava o motor. O sinal PWM era provido por um gerador de funções Wavetek, modelo 148. O resultado obtido com esta montagem experimental foi um empuxo máximo de cerca de 0,468kgf por motor.

4.6 Sensores de navegação

Esta Seção trata dos ensaios experimentais simples que foram executados com todos os sensores do protótipo para indicar seu bom funcionamento. Finda esta etapa, a IMU, o magnetômetro e o sonar foram calibrados e suas medidas usadas pelo sistema de navegação para estimar a orientação no espaço e a altitude do quadricóptero. Os sensores de rotação, por sua vez, receberam filtros digitais e suas medições foram aplicadas na implementação dos controladores PI de velocidade

¹Ferramenta de fixação.

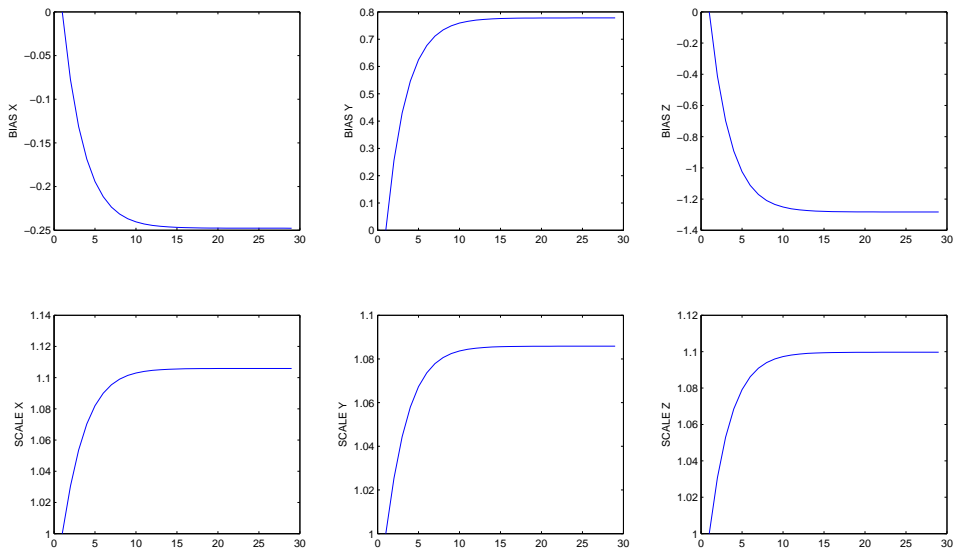


Fig. 4.21: Calibração do acelerômetro pelo método de Gauss-Newton

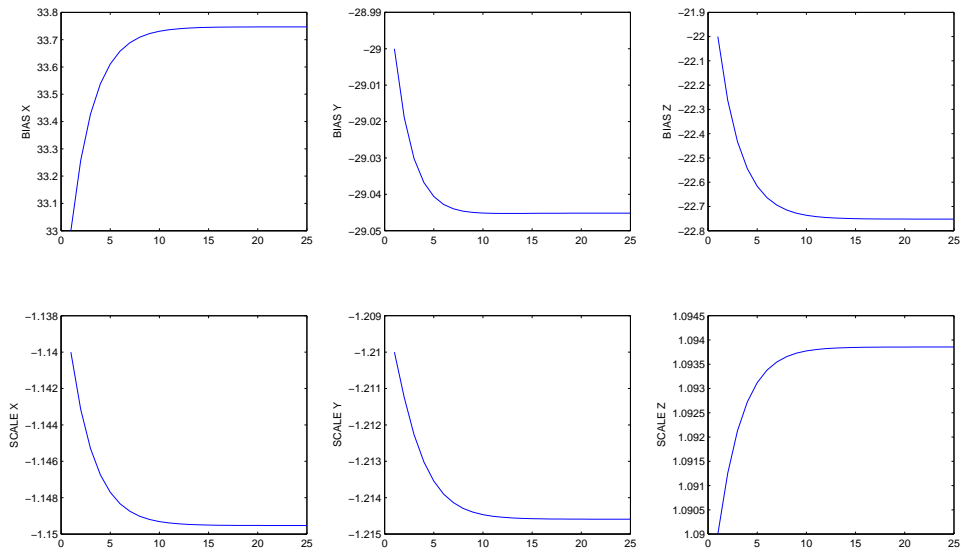


Fig. 4.22: Calibração do magnetômetro pelo método de Gauss-Newton

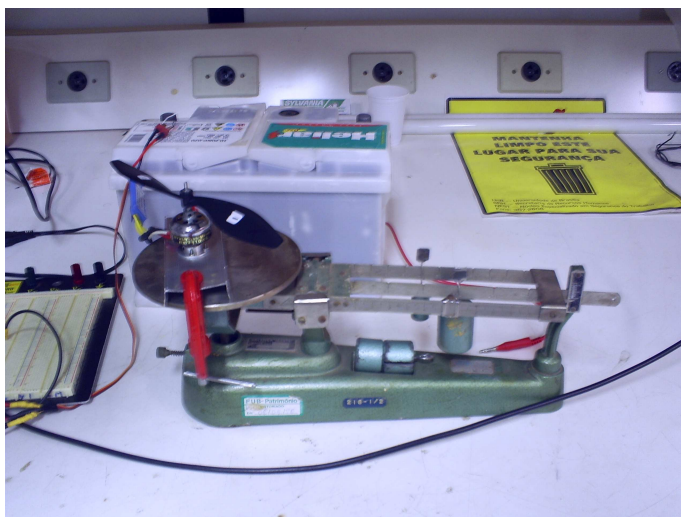


Fig. 4.23: Motor fixado à balança de pesos para medição do empuxo.

cujos resultados estão descritos na Seção 4.8.2.

4.6.1 IMU e magnetômetro

Para averiguar a corretude das medições dos sensores da IMU e do magnetômetro, foram realizados três experimentos simples, onde o protótipo era posto para oscilar manualmente em movimentos de rolagem, arfagem e guinada em torno dos eixos do sistema de coordenadas definido pelo magnetômetro. Para cada um destes experimentos, foi tomado um total de 500 amostras dos sensores da IMU e do campo magnético medido ao longo de todos os eixos do magnetômetro.

As Figs. 4.24, 4.25 e 4.26 correspondem às leituras de campo magnético ao longo dos eixos x , y e z do magnetômetro, respectivamente, durante os três experimentos realizados. A Fig. 4.27, além de mostrar a orientação relativa entre os sistemas de coordenadas do magnetômetro e do acelerômetro de três eixos instalado na IMU, ressalta também qual era o sentido do campo magnético da Terra nas condições de teste. A observação conjunta destas quatro figuras revela uma propriedade interessante dos três sensores magneto-indutivos que compõem o magnetômetro: a taxa de variação de suas medidas é tão maior quanto maior for a mudança das linhas de campo magnético que cortam os sensores longitudinalmente. Por exemplo, o valor do campo magnético do eixo x do magnetômetro apresentou a maior variação de valores durante o movimento de guinada, situação em que a orientação do sensor deste eixo oscila entre posições bem próximas do paralelismo com o campo magnético local, mas em sentidos opostos. O mesmo acontece para os eixos y e z durante o movimento de rolagem.

As leituras dos girômetros de arfagem, rolagem e guinada da IMU encontram-se nas Figs. 4.28, 4.29 e 4.30, respectivamente. Os gráficos nelas ilustrados são claros ao mostrar que os girômetros apresentaram grande variação de suas saídas quando a movimentação de testes estava sendo feita em torno dos seus eixos de medição. Nas outras situações de testes, em que as oscilações foram executadas em torno de eixos ortogonais aos dos girômetros, seus valores de saída permaneceram praticamente constantes. Este comportamento confirma o bom funcionamento destes sensores.

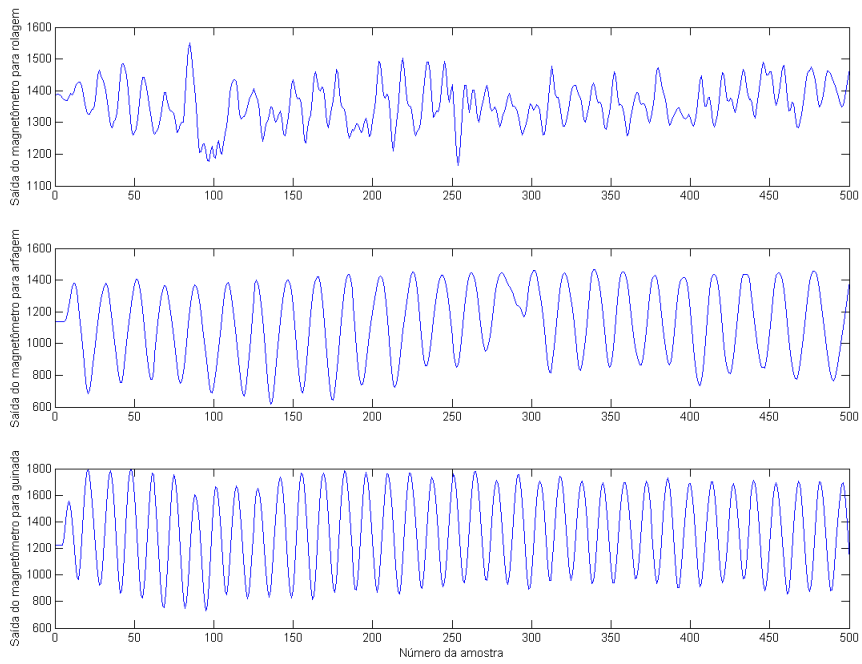


Fig. 4.24: Resultados dos três experimentos para o eixo x do magnetômetro.

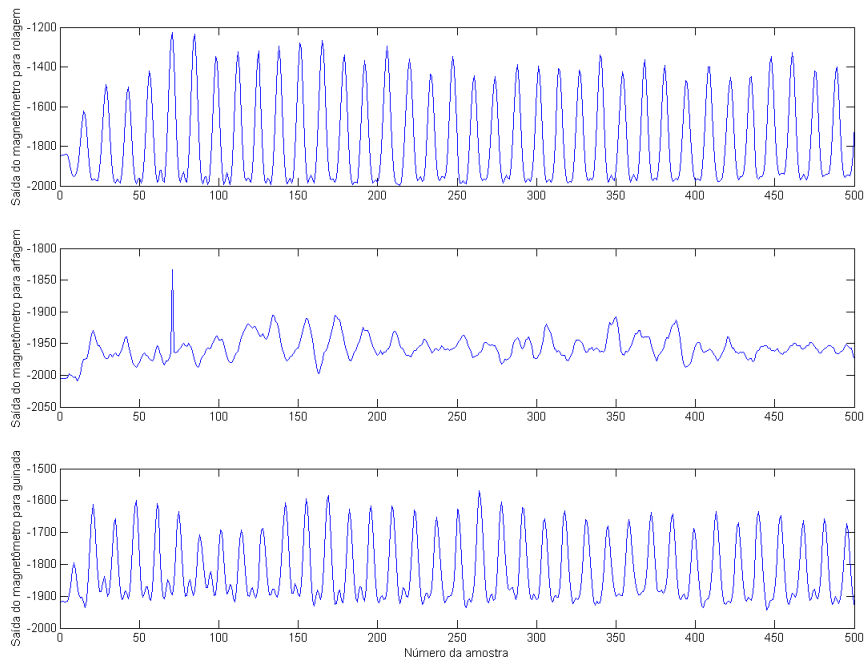


Fig. 4.25: Resultados dos três experimentos para o eixo y do magnetômetro.

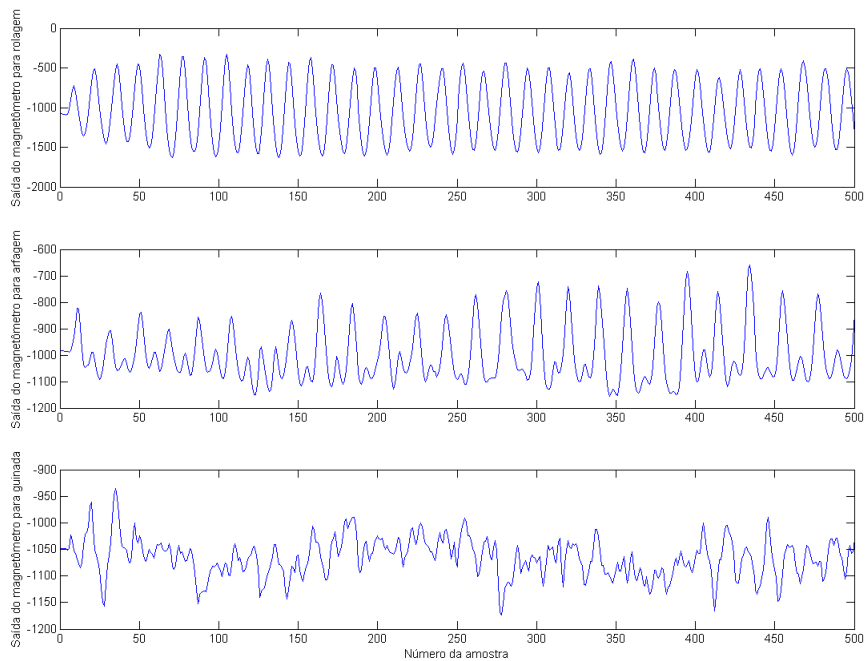


Fig. 4.26: Resultados dos três experimentos para o eixo z do magnetômetro.

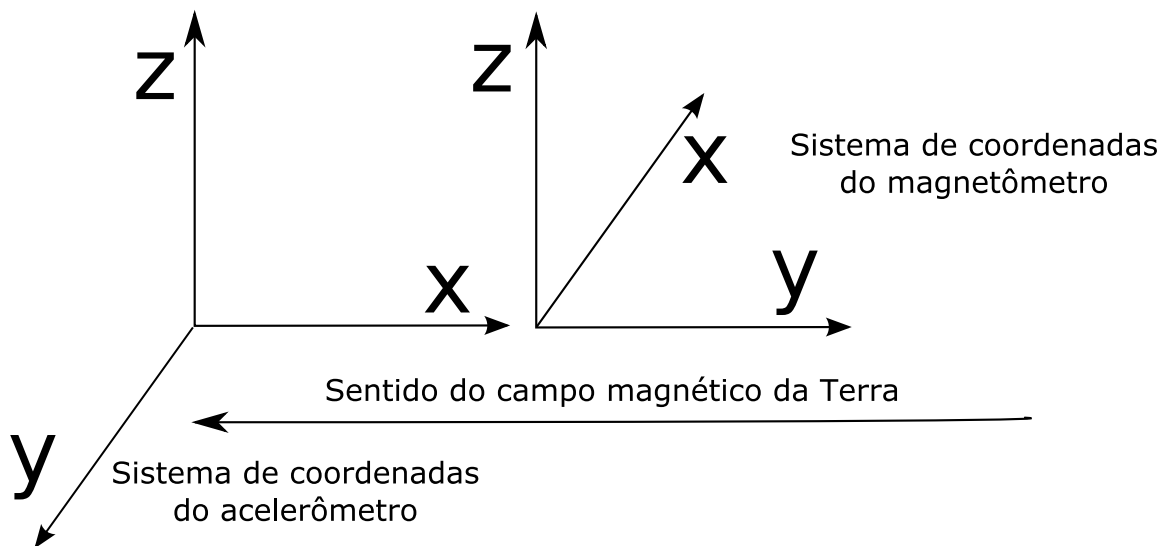


Fig. 4.27: Sistemas de coordenadas do magnetômetro e do acelerômetro e orientação do campo magnético da Terra nas condições de teste.

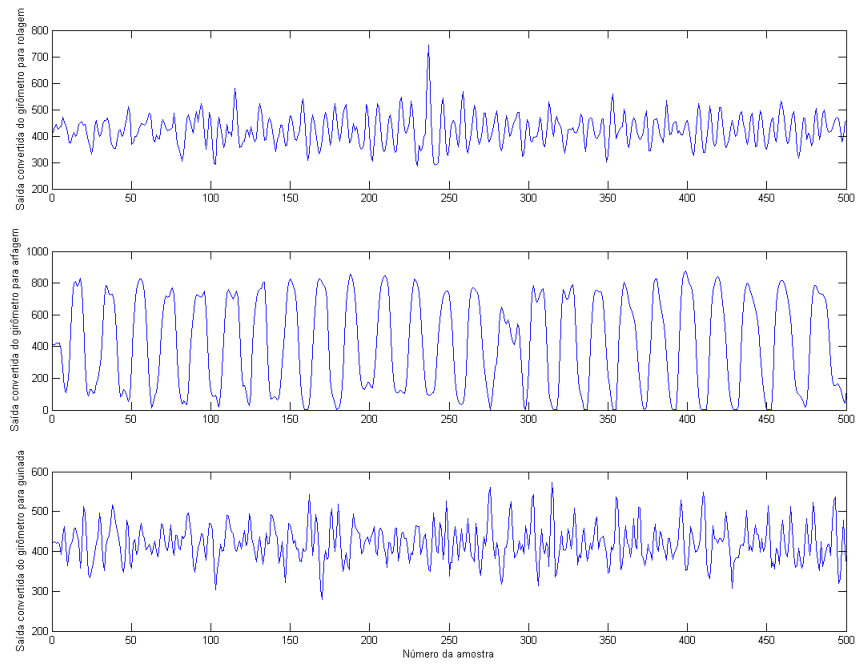


Fig. 4.28: Resultados dos três experimentos para o girômetro de arfagem.

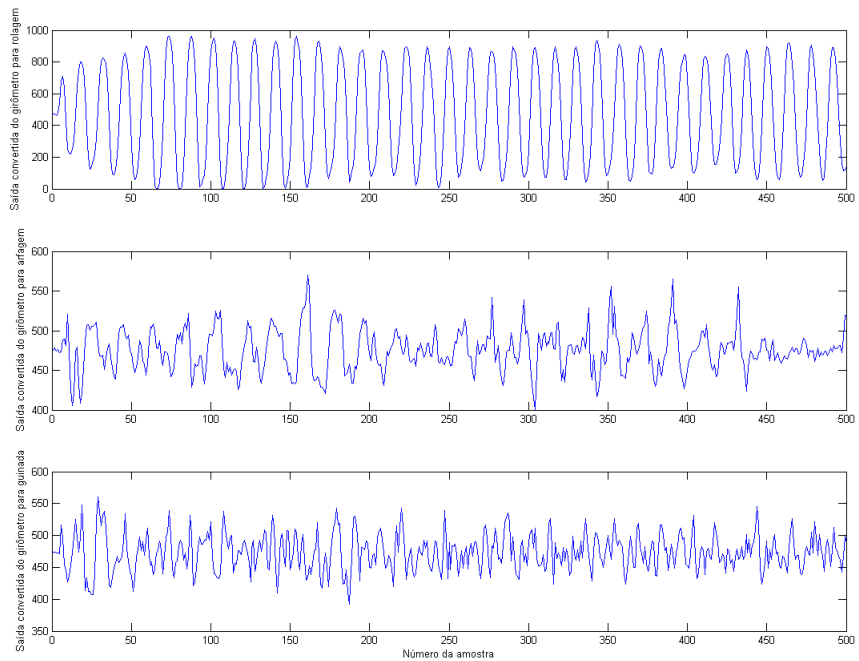


Fig. 4.29: Resultados dos três experimentos para o girômetro de rolagem.

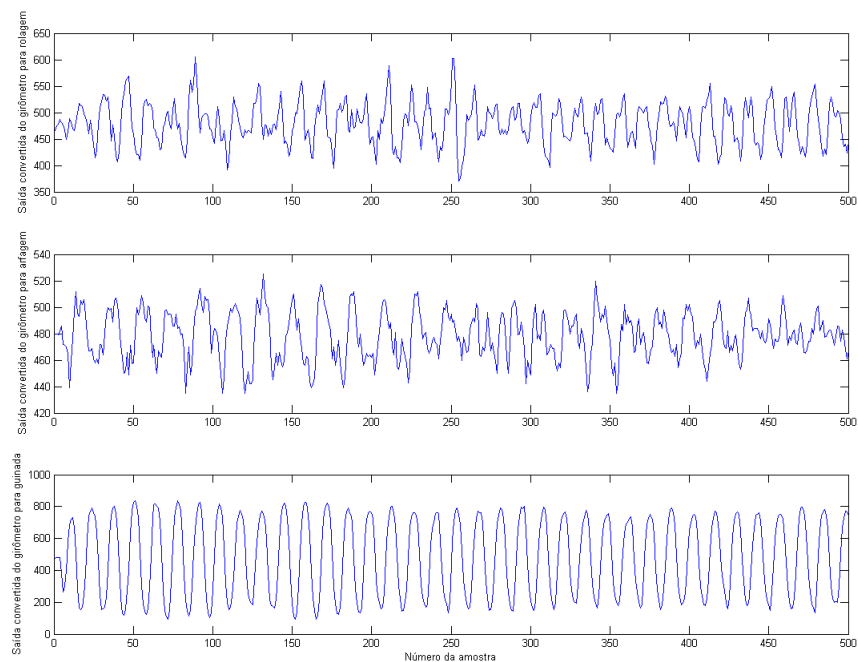


Fig. 4.30: Resultados dos três experimentos para o girômetro de guinada.

O acelerômetro de três eixos da IMU foi influenciado pelas forças centrípetas envolvidas no movimento de rotação do protótipo. No momento em que as rotações sofridas pela estrutura do quadricóptero induziam acelerações centrípetas cujos sentidos coincidiam com os eixos do acelerômetro, este as indicava na forma de variações de sua tensão de saída, como pode ser visto nas Figs. 4.31, 4.32 e 4.33. A compreensão dos resultados torna-se muito mais simples tendo-se em mente a Fig. 4.27. Nela, vê-se que movimentos de rolagem no sistema de coordenadas do magnetômetro induzem acelerações centrípetas nas direções dos eixos x e z do acelerômetro, assim como arfagens induzem acelerações nas direções dos eixos y e z e guinadas nas direções dos eixos x e y . Este comportamento é exatamente aquele observado nas Figs. 4.31 a 4.33.

4.6.2 Sonar

As características principais do sonar utilizado na construção do quadricóptero encontram-se na Seção 2.4.3. Por se tratar de um instrumento simples em relação aos demais, aproveitaram-se os testes de verificação de seu correto funcionamento para também calibrá-lo. A montagem experimental feita foi a seguinte: amarrado a um cabo de aço que deslizava sobre uma roldana presa ao teto, o quadricóptero foi colocado, paralelamente ao solo, em nove alturas diferentes, cujos valores foram medidos por meio de uma trena milimétrica. Para cada uma delas, fez-se a leitura do sonar por meio do quarto canal do conversor AD do AT91 e a posterior conversão do valor obtido para centímetros. Os resultados deste procedimento encontram-se na Tabela 4.4.

A partir dos dados da Tabela 4.4 fez-se a regressão linear pelo método dos mínimos quadrados, tendo-se chegado à equação

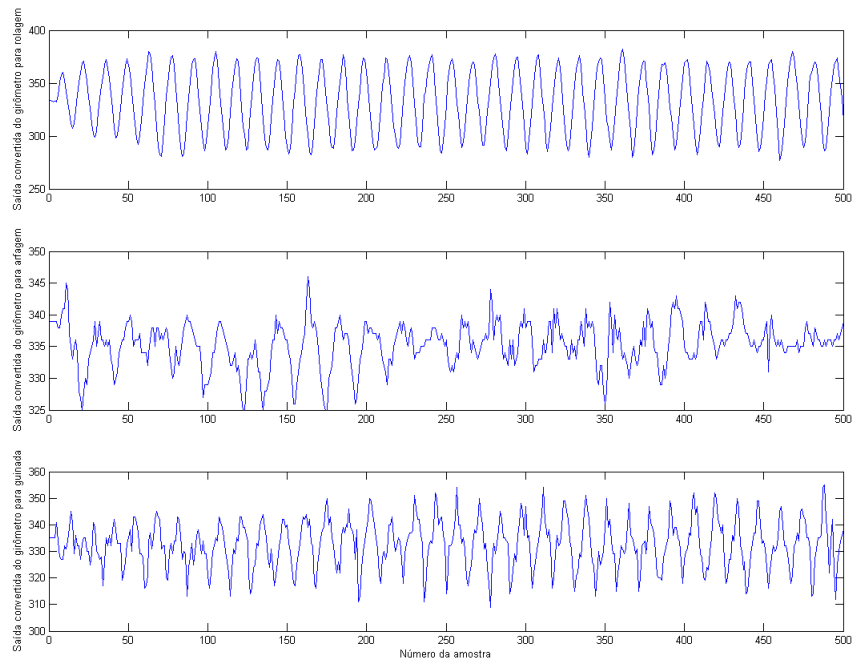


Fig. 4.31: Resultado dos três experimentos para o eixo x do acelerômetro.

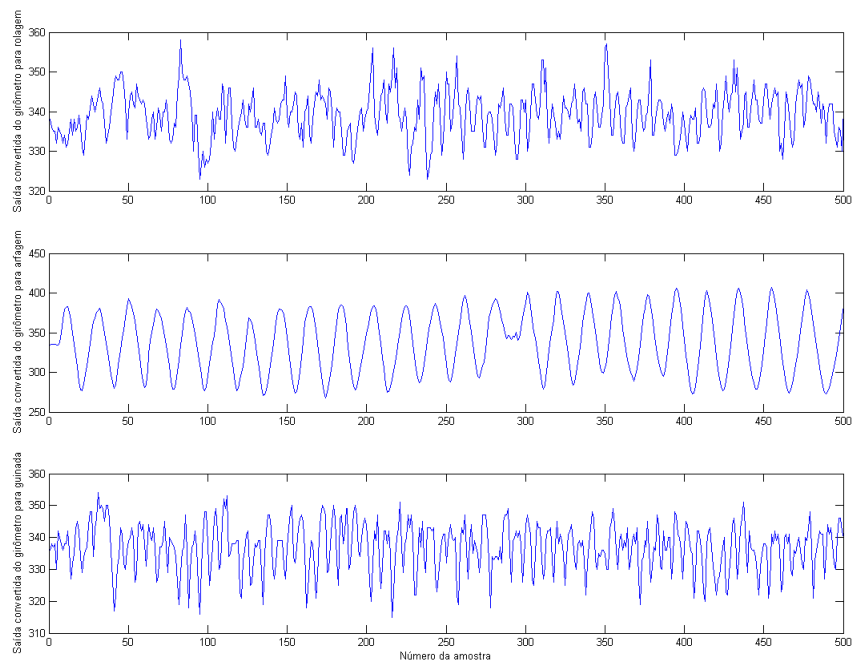


Fig. 4.32: Resultado dos três experimentos para o eixo y do acelerômetro.

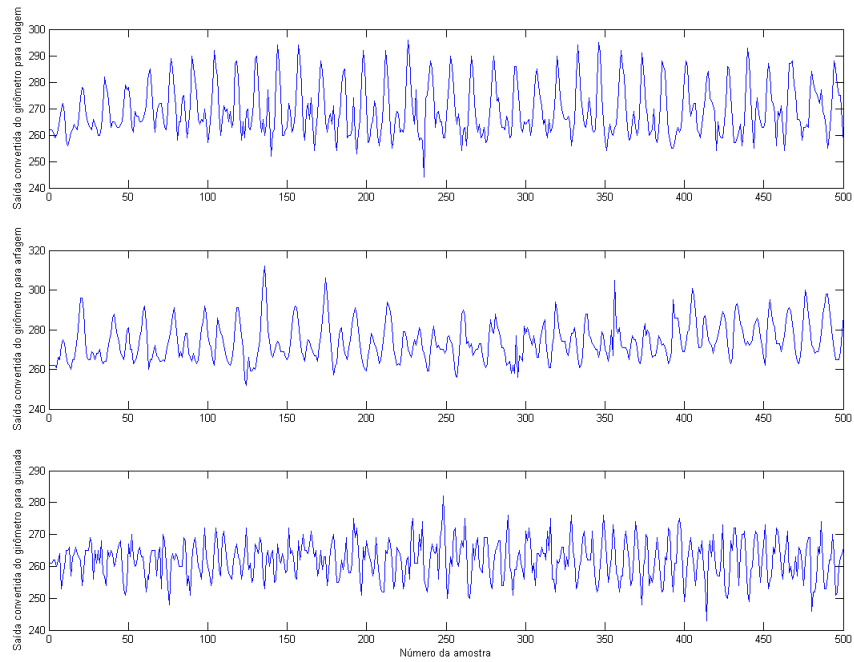


Fig. 4.33: Resultado dos três experimentos para o eixo z do acelerômetro.

Tabela 4.4: Dados para calibração do sonar.

Medida da trena [cm]	Medida do sonar [cm]
175,0	173,06
167,0	161,36
158,0	153,00
141,5	137,11
129,5	124,57
114,0	108,68
101,0	96,98
74,0	72,73
70,0	68,55

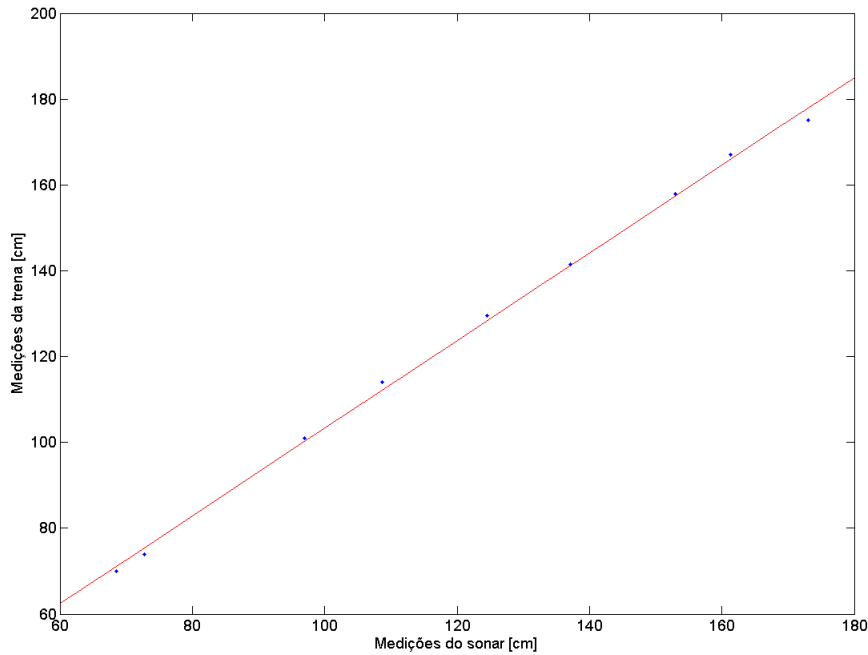


Fig. 4.34: Reta de calibração das medidas do sonar.

$$y = 1,0219x + 1,1021 \quad (4.1)$$

de calibração do sonar. O resultado do ajuste está ilustrado na Fig. 4.34.

4.6.3 Sensores de rotação dos motores

O bom funcionamento dos sensores de rotação dos motores foi constatado com o auxílio de um osciloscópio DSO3102A, da Agilent Technologies. O procedimento experimental seguido foi o seguinte: via porta serial de comunicação do computador, eram transmitidas ao microcontrolador AT91 valores de ciclo de trabalho para a onda PWM de entrada do ESC de um dos motores. As velocidades de rotação medidas pelo microcontrolador eram impressas no LCD e comparadas aos valores de referência mostrados pelo osciloscópio. A Fig. 4.35 é o resultado de uma dessas experiências. Nela, pode-se ver na tela do osciloscópio o trem de pulsos enviado pelo sensor de velocidade do motor 1. Nesta experiência particular, o microcontrolador acusava uma frequência com parte inteira igual a 50Hz para a rotação do motor, que coincide perfeitamente com a parte inteira da frequência de 50,97Hz exibida pelo osciloscópio na Fig. 4.35.

A medição da velocidade dos motores utilizou o periférico *Timer/Counter* 1 (TC1) do AT91 com degrau de tempo de cerca de $21,37\mu s$. A cada borda de subida enviada ao AT91 pelos sensores de rotação, uma interrupção era gatilhada e o valor corrente do TC1 lido. Em seguida, calculava-se o tempo transcorrido desde a última interrupção daquele motor e, sabendo-se que aquele intervalo correspondia ao tempo de exatamente uma volta, a velocidade média de rotação podia ser determinada. Durante os primeiros testes, constatou-se a ocorrência de perturbações eventuais neste

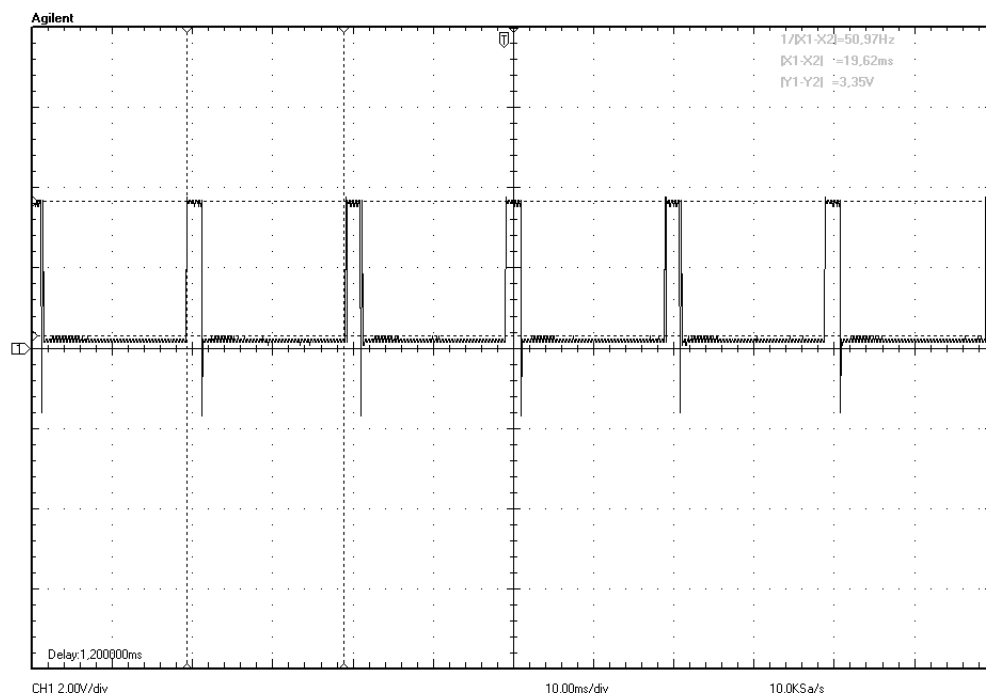


Fig. 4.35: Trem de pulsos enviado pelo sensor de velocidade do motor 1.

esquema de medição que eram capazes de distorcer de forma significativa as velocidades medidas, gerando valores absurdamente altos (cerca de 600 vezes maiores do que o esperado). Tendo isto em vista, acrescentou-se um filtro digital de medianas de cinco medidas à rotina de cálculo da velocidade do microcontrolador. Desde então, não foram mais detectados problemas com os circuitos de medição de velocidade dos motores, que foram aplicados com sucesso na sintonia e avaliação do desempenho dos controladores PI de velocidade descritos na Seção 4.8.2.

4.7 Atrasos de comunicação

A comunicação de dados foi um dos aspectos que mais atenção dispendeu neste trabalho. Sendo este um projeto na área de robótica aérea, deu-se importância especial à avaliação de desempenho dos dispositivos sem-fio para troca de informações e das possíveis perturbações que seus atrasos de comunicação poderiam causar.

4.7.1 Transceptor TRF-24G

Durante o período do projeto onde planejava-se executar remotamente o controle de estabilização do quadricóptero através do transceptor TRF-24G, tornou-se imprescindível aferir-se qual seria o atraso de comunicação máximo que este dispositivo poderia introduzir depois de implementado o protocolo descrito na Seção 2.3.3. Para tanto, montou-se a estação rádio-base (ERB) mostrada na Fig. 4.36, onde fez-se uso exatamente do mesmo circuito mostrado na Fig. 2.15.

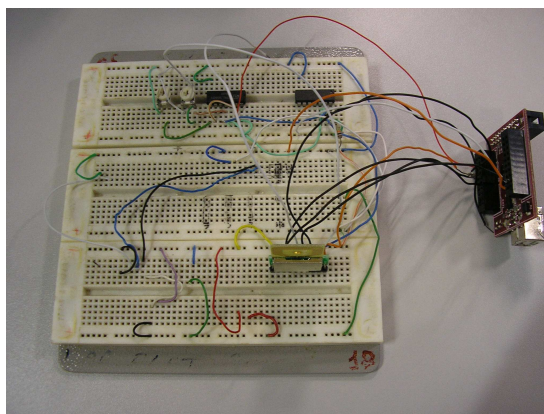


Fig. 4.36: ERB montada em *protoboard* com um microcontrolador ARM AT91 e um módulo transceptor TRF-24G.

Tabela 4.5: Número de retransmissões para 100 ACKs à velocidade de 700Kbps.

Teste	Número de retransmissões
1	493
2	805
3	571
4	510
5	426
6	440
7	663
8	607
9	597
10	546
Média	565,8

Os testes realizados tinham dois objetivos principais: averiguar os atrasos máximo e médio de comunicação e também determinar a taxa ótima de transmissão de dados entre o módulo TRF-24G e o microcontrolador, assim como foi comentado na Seção 2.3.3. Os testes consistiam no seguinte: um conjunto de 100 pacotes de dados era enviado do AT91 do quadricóptero à ERB da Fig. 4.36, que os recebia e respondia com uma mensagem de ACK. O número de retransmissões necessárias para que as 100 mensagens de ACK, correspondentes aos 100 pacotes de dados, fossem recebidas era exibido no LCD da Fig. 2.4 ao final do teste.

Foram testadas seis velocidades de comunicação diferentes entre o TRF-24G e o AT91, a saber, 190, 350, 500, 700, 800 e 900Kbps, tendo sido realizados 10 testes de contagem do número de retransmissões para cada um deles. Como critério de comparação, utilizou-se a razão entre a velocidade de transmissão e o número médio de retransmissões calculado para os 10 testes, denominada $BR/Média$. A velocidade de 700Kbps foi aquela que apresentou a maior $BR/Média$ (aproximadamente 1,24) e o resultado de seus testes estão mostrados na Tabela 4.5.



Fig. 4.37: Módulo Bluetooth configurado para ecoar dados automaticamente.

A Tabela 4.5 mostra que, para apenas um pacote de dados, espera-se um número médio de seis retransmissões até que uma resposta de ACK seja recebida. Como foi programado um tempo de 10ms entre retransmissões, as perdas de pacotes corresponderiam a um atraso médio de aproximadamente 60ms por pacote de dados enviado. O tempo máximo de atraso encontrado para apenas um pacote foi de 220ms, ou seja, 22 retransmissões. Enfim, chegou-se à conclusão de que os atrasos de comunicação impostos pelo transceptor TRF-24G inviabilizariam o controle de estabilização de um sistema com dinâmica rápida como o quadricóptero. Em nenhum dos experimentos executados foi encontrado um tempo médio de atraso inferior a 50ms.

Os resultados aqui apresentados foram a razão do abandono do módulo TRF-24G como meio para controle remoto do quadricóptero, assim como está mencionado na Seção 2.3.2.

4.7.2 Módulos Bluetooth

Diferentemente do transceptor TRF-24G, os módulos Bluetooth apresentados na Seção 2.3.4 não foram incorporados ao projeto do quadricóptero para executar tarefas essenciais ao controle de estabilização. Entretanto, sua caracterização foi considerada pertinente por melhorar a compreensão do funcionamento geral do protótipo e diminuir a incerteza de sua influência no sistema como um todo.

A montagem experimental realizada foi muito simples e encontra-se ilustrada na Fig. 4.37. Nela, o módulo Bluetooth do computador foi desconectado do cabo da porta serial e um fio foi inserido entre os pinos 2 (RX) e 3 (TX) do seu conector DB9. Dessa forma, todo dado que o módulo Bluetooth recebia por comunicação sem-fio e transmitia pela sua interface serial era automaticamente recebido por ele próprio e retransmitido, ou seja, o módulo emitia o eco de seus dados.

O experimento de identificação do atraso de comunicação foi feito por meio de 1000 transmissões do carácter “a” (ASCII 97) pelo AT91 do quadricóptero, que em seguida começava a medir o tempo transcorrido até que o *byte* fosse recebido de volta. Os resultados de todos estes testes foram agrupados no histograma da Fig. 4.38.

A Fig. 4.38 é útil para deixar patente a polarização dos tempos de atraso em extremos bem

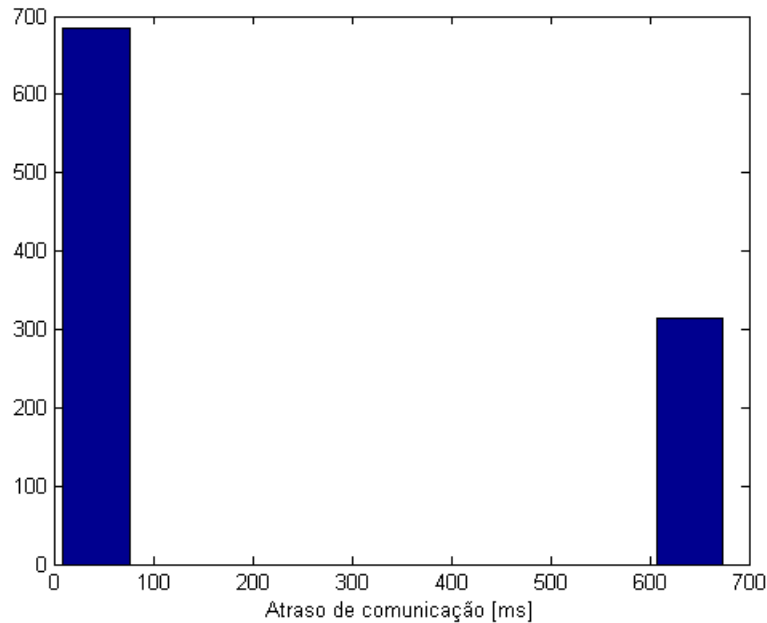


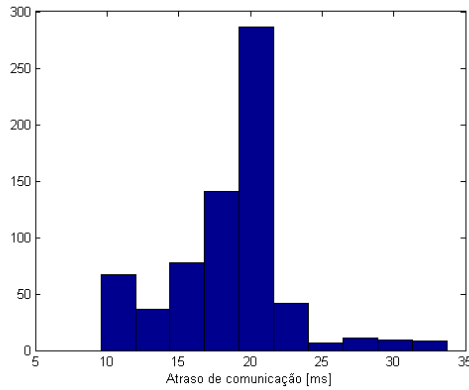
Fig. 4.38: Distribuição dos atrasos de comunicação dos módulos Bluetooth.

afastados. Seu detalhamento é feito nas Figs. 4.39 (a-b), que mostram histogramas separados dos dois intervalos de dados vistos na Fig. 4.38. Fica claro por estes resultados experimentais que, assim como o módulo TRF-24G, os módulos Bluetooth também não são adequados para realizar o controle remoto do quadricóptero. Todavia, como a função desempenhada por estes dispositivos é apenas a transmissão de dados secundários, os atrasos de comunicação medidos pouca influência têm.

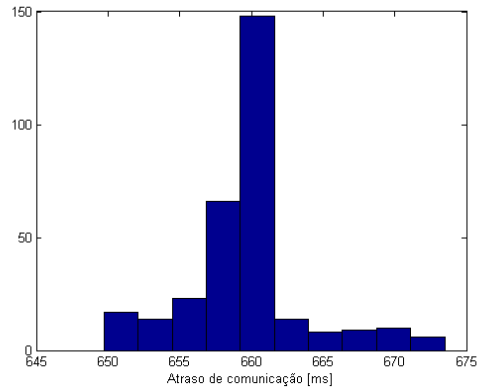
4.7.3 Interface serial RS-485

Testes semelhantes aos dos dispositivos sem-fio foram feitos também para a interface de comunicação serial *RS-485* quando pretendia-se usá-la para realizar o controle remoto do quadricóptero. Todavia, como esta usava fios de cobre para transmissão de informações, o envio e o recebimento dos *bytes* estava quase idealmente limitado apenas às velocidades de comunicação das portas seriais.

Assim como foi feito em todos os outros testes de comunicação descritos anteriormente, o procedimento para aferição dos atrasos de comunicação e da taxa de retransmissão consistia na transmissão de um pacote de dados e medição do tempo decorrido até que este pacote fosse ecoado ao transmissor. Nestes testes, o computador enviava ao microcontrolador AT91 um pacote serial de 10 *bytes* à velocidade de 115200bps e esperava o seu retorno. Em uma amostra de 300.000 pacotes enviados, verificou-se um atraso médio de 5ms e uma perda de 100 pacotes, ou seja, uma taxa de retransmissão de aproximadamente 0,03%. Frisa-se aqui que, à época dos testes, não estavam instaladas no computador bibliotecas de comunicação serial em tempo real, o que ajuda a explicar o atraso de comunicação acima dos cerca de 0,87ms esperados.



(a) Histograma dos dados com menor atraso de comunicação.



(b) Histograma dos dados com maior atraso de comunicação.

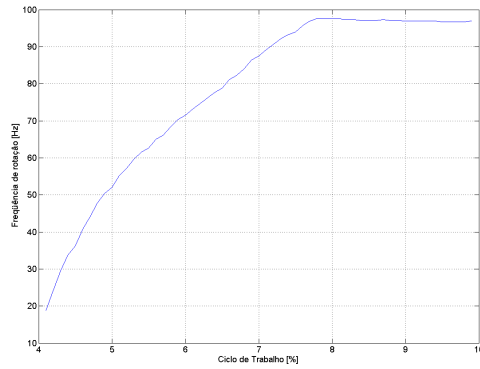
Fig. 4.39: Separação dos dados do experimento de atrasos de comunicação para os módulos Bluetooth.

4.8 Controle de velocidade de rotação dos motores

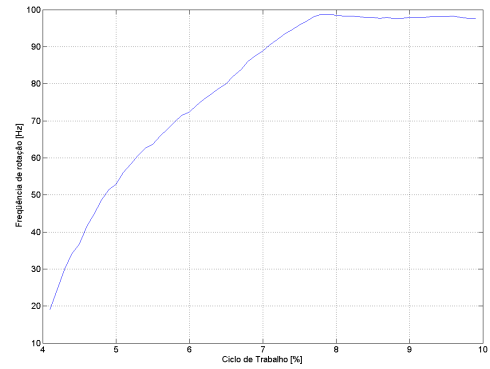
Antes de apresentar os resultados experimentais desta etapa do trabalho, cabe ressaltar uma característica peculiar da implementação do controle de velocidade dos motores: a identificação do modelo matemático dos sistemas de propulsão do quadricóptero, conjuntos formados por um ESC, um motor *brushless* e uma hélice, apenas se deu após a sintonia dos controladores PI de velocidade. Isto pode parecer incomum, mas esta pequena introdução procura esclarecer suas razões.

Primeiramente, ressalta-se a facilidade da sintonia experimental de controladores do tipo PID, principalmente para um sistema tão estudado quanto os motores elétricos. A analogia entre o ciclo de trabalho da onda PWM de entrada nos ESCs e a tensão de armadura aplicada sobre um motor elétrico convencional tornou razoável a hipótese de que o conjunto formado pelo ESC e seu motor *brushless* deveria ser aproximado por um modelo matemático de primeira ordem, cuja simplicidade facilita a tarefa de sintonia. Esta hipótese será claramente confirmada pelas curvas apresentadas na Seção 4.8.1.

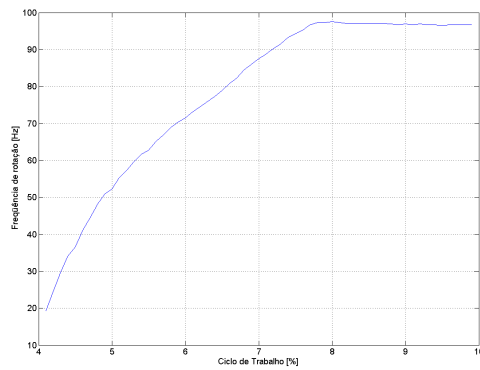
Em segundo lugar, no momento do trabalho em que surgiu a necessidade de implementar-se o controle de velocidade dos motores, já estavam disponíveis rotinas de *software* que permitiram a sintonia em tempo real de cada controlador separadamente, tendo sido necessário menos de uma hora para que o desempenho dos controladores e todos os seus parâmetros fossem escolhidos. Para os objetivos deste projeto, pioneiro no âmbito do laboratório, controladores PI de velocidade de rotação dos motores foram suficientes e, como já dito, não foi imprescindível identificar o modelo matemático do sistema de propulsão para ajustá-los. A motivação da Seção 4.8.1 foi facilitar o desenvolvimento de trabalhos vindouros, onde muito provavelmente estratégias mais sofisticadas de controle serão aplicadas sobre toda a estrutura desenvolvida neste trabalho de graduação.



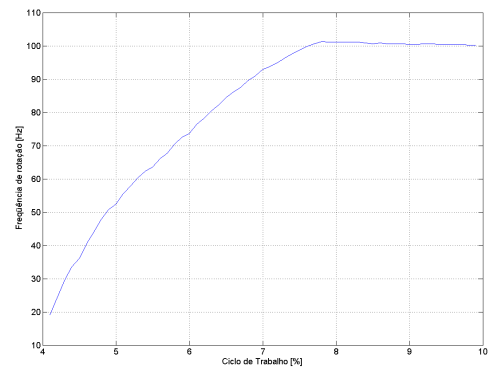
(a) Motor 1



(b) Motor 2



(c) Motor 3



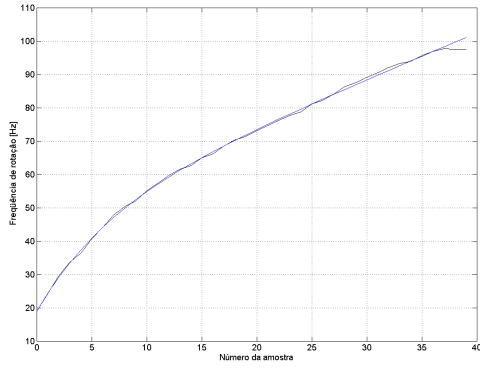
(d) Motor 4

Fig. 4.40: Identificação estática do sistema de propulsão do quadrirrotor.

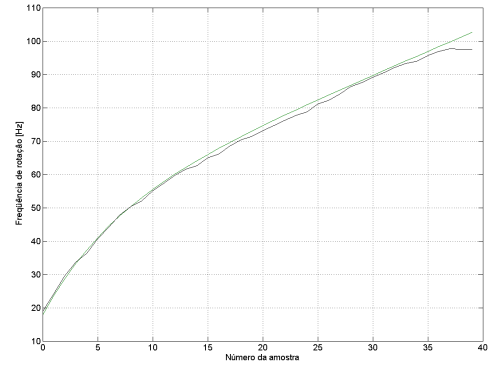
4.8.1 Identificação do modelo matemático do sistema de propulsão

As Figs. 4.40 (a-d) contêm os resultados da identificação estática do modelo matemático de cada um dos conjuntos formados por um motor *brushless*, um ESC e uma hélice. Usa-se o termo estática pois a leitura da saída do sistema (a velocidade de rotação do motor) era realizada apenas quando o motor havia atingido o regime permanente para um dado ciclo de trabalho de entrada. Não foi feita nenhuma montagem experimental particular, tendo sido usada apenas a própria estrutura do protótipo. A cada 1s, uma nova leitura de velocidade era realizada e transmitida ao computador juntamente com o valor do ciclo de trabalho atual de entrada. Todos os gráficos da Fig. 4.40 partem de uma velocidade inicial não-nula, pois os ESCs usados apresentam a limitação de apenas poderem acionar os motores acima de uma velocidade mínima de rotação, caracterizada por um ciclo de trabalho de cerca de 4,1%. Deve-se reparar também na saturação verificada para um ciclo de trabalho maior ou igual a cerca de 8,0%. A partir deste ponto, a velocidade de rotação mantém-se praticamente imutável às mudanças no ciclo de trabalho da onda de entrada dos ESCs. Ciclos de trabalhos iguais ou superiores a 10,5% causavam o desligamento de segurança dos motores pelos ESCs.

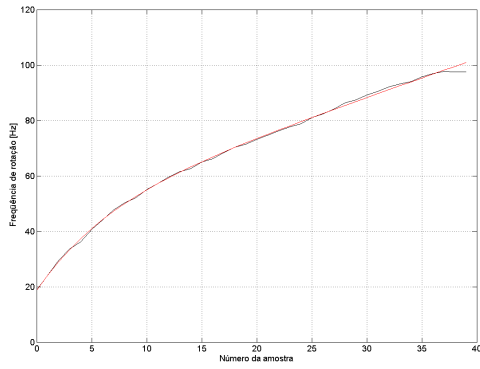
Os dados mostrados nas curvas da Fig. 4.40 foram usados para determinação do modelo matemático de cada um dos motores por meio da *Toolbox* de identificação do Matlab®. Para



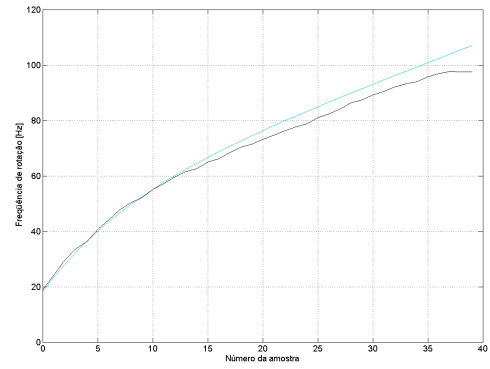
(a) Motor 1



(b) Motor 2



(c) Motor 3



(d) Motor 4

Fig. 4.41: Curvas de ajuste dos modelos matemáticos de primeira ordem identificados.

melhorar a precisão dos modelos matemáticos em suas regiões lineares, apenas a parte não saturada das curvas foi levada em consideração. Modelos matemáticos de primeira ordem foram ajustados aos dados e o resultado deste ajuste encontra-se nas curvas das Figs. 4.41 (a-d).

Os coeficientes mostradas na Tabela 4.6 dizem respeito às curvas da Fig. 4.41 e foram calculados segundo a fórmula

$$fc = \left[1 - \frac{\|Y - \hat{Y}\|}{\|Y - \tilde{Y}\|} \right] 100\%, \quad (4.2)$$

em que fc é o coeficiente de ajuste do modelo matemático aos dados experimentais; $\|v\|$ é a norma Euclidiana de v ; Y é o conjunto dos dados experimentais; \hat{Y} são os resultados preditos pelo modelo; e \tilde{Y} é o valor médio dos dados experimentais. Coeficientes mais próximos de 100% significam um melhor ajuste do modelo matemático aos dados experimentais. Seus resultados corroboram a hipótese inicial de que os sistemas de propulsão do quadricóptero eram caracterizados por equações diferenciais de primeira ordem. As equações

$$H_1(s) = \frac{13,8571}{1 + 6,5284s}, \quad (4.3)$$

Tabela 4.6: Coeficientes de ajuste dos modelos matemáticos de primeira ordem aos dados experimentais dos sistemas de propulsão.

Sistema de propulsão	Coeficiente
1	96,37%
2	93,36%
3	96,41%
4	83,37%

$$H_2(s) = \frac{14,0539}{1 + 6,452s}, \quad (4.4)$$

$$H_3(s) = \frac{13,8081}{1 + 6,3803s}, \quad (4.5)$$

$$H_4(s) = \frac{14,9783}{1 + 7,9037s}, \quad (4.6)$$

correspondem aos modelos matemáticos de primeira ordem identificados para os sistema de propulsão 1, 2, 3 e 4, respectivamente.

4.8.2 Desempenho dos controladores

O tipo de controlador selecionado para o controle de velocidade de rotação dos motores foi o PI pelas razões apresentadas na Seção 3.9.2.2. Assim como já foi dito no início da Seção 4.8, a sintonia dos parâmetros dos controladores foi feita empiricamente e em tempo real. Para isso, programou-se o AT91 do quadrirrotor com um *firmware* capaz de modificar dinamicamente os ganhos dos controladores e as referências de velocidade via comunicação serial com o computador, além de poder-se selecionar qual motor sintonizar a cada momento. Informações pertinentes à sintonia, como o valor corrente dos ganhos do controlador, da referência e do erro eram mostrados em tempo real no LCD instalado no protótipo.

O procedimento de sintonia dos PIs foi o seguinte: inicialmente, anulou-se o ganho integral e foi-se aumentando o ganho proporcional até que o sistema começasse a apresentar sobrepasso em torno da referência. Neste ponto, começou-se a aumentar o ganho integral até que o controlador chegasse próximo ao desempenho esperado. Por fim, fez-se o ajuste fino dos ganhos. Depois que o primeiro controlador foi sintonizado, testaram-se os seus parâmetros no controle dos outros três motores. Felizmente, todos eles apresentaram desempenho muito semelhante e satisfatório, tornando desnecessária a sintonia dos demais. Os parâmetros sintonizados encontram-se na Tabela 4.7. As Figs. 4.42, 4.43, 4.44 e 4.45 mostram o desempenho, juntamente com o sinal de controle, dos quatro controladores de velocidade quando estes seguem uma onda quadrada de referência com período de 8s, centro em 75Hz e amplitude de 5Hz. Os parâmetros de desempenhos dos controladores encontram-se na Tabela 4.8.

Tabela 4.7: Parâmetros sintonizados do controlador PI de velocidade de rotação dos motores.

K_p [s]	K_i [s]	Período de amostragem [ms]
0,05	0,006	10

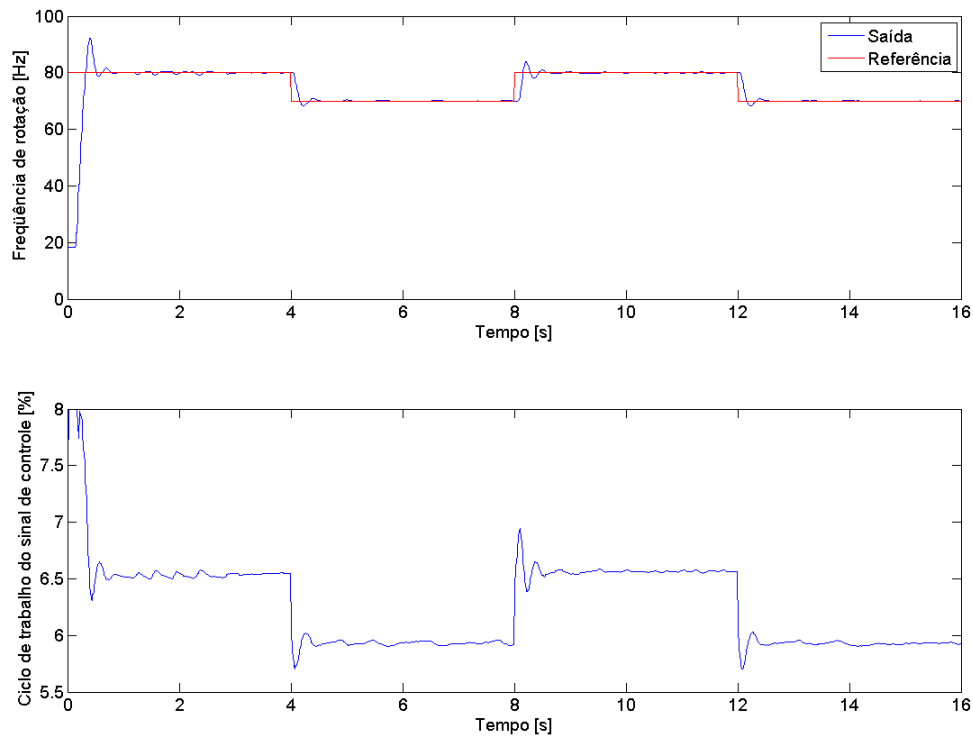


Fig. 4.42: Desempenho do controlador do motor 1.

Tabela 4.8: Parâmetros de desempenho dos controladores de velocidade dos motores.

Motor	Tempo de pico [s]	Tempo de acomodação (2%) [s]	Sobrepasso
1	0,20	0,58	40%
2	0,22	0,60	34%
3	0,22	0,61	39%
4	0,20	0,58	45%

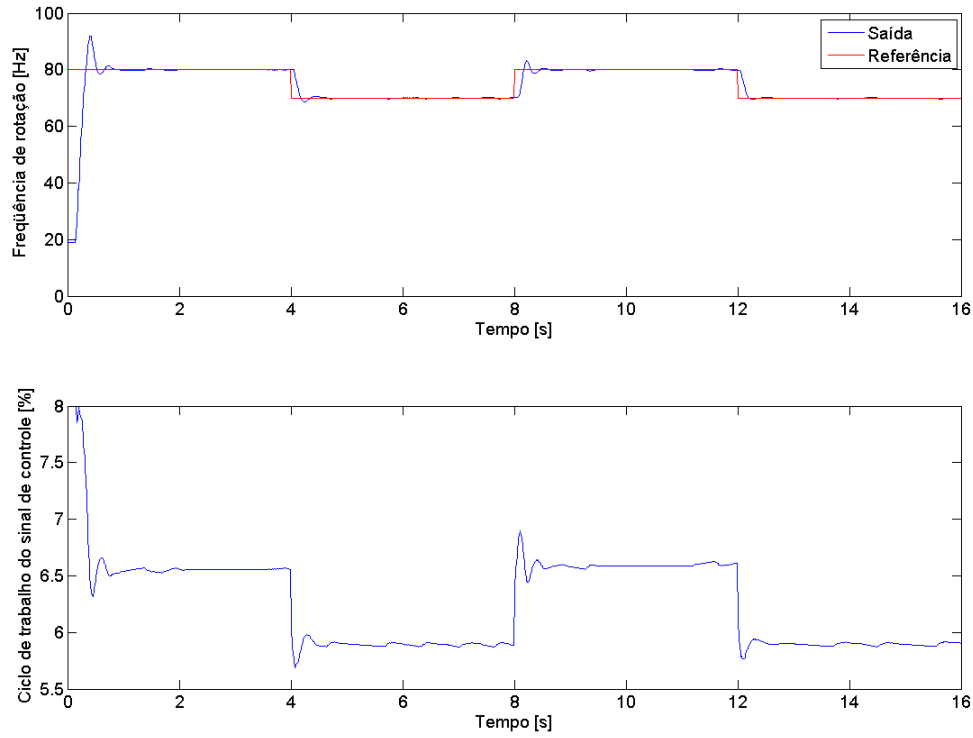


Fig. 4.43: Desempenho do controlador do motor 2.

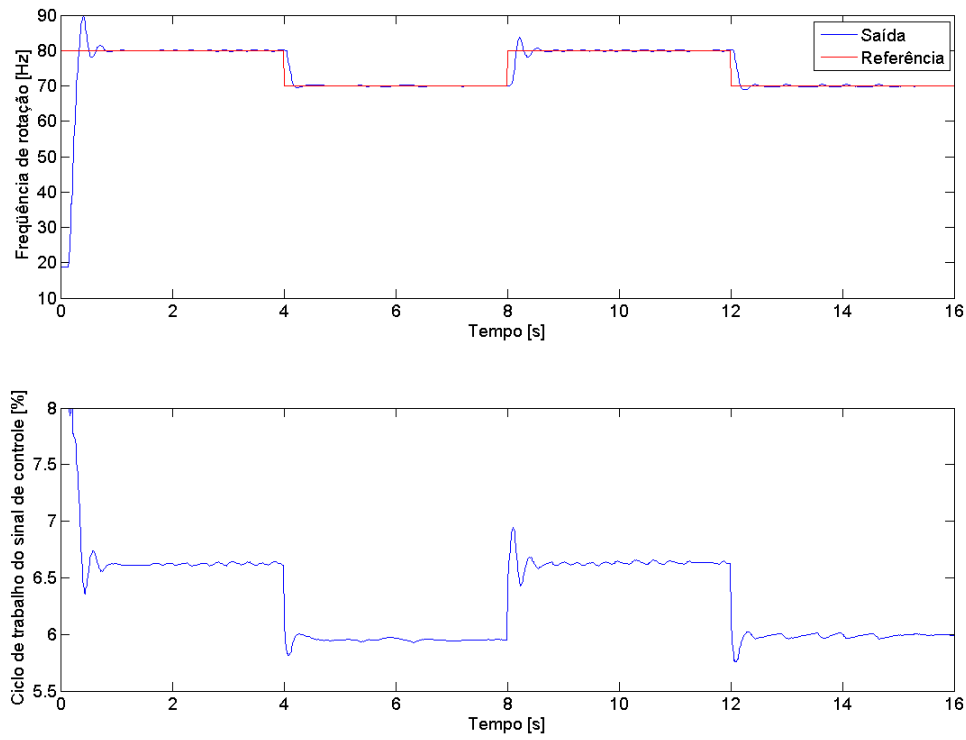


Fig. 4.44: Desempenho do controlador do motor 3.

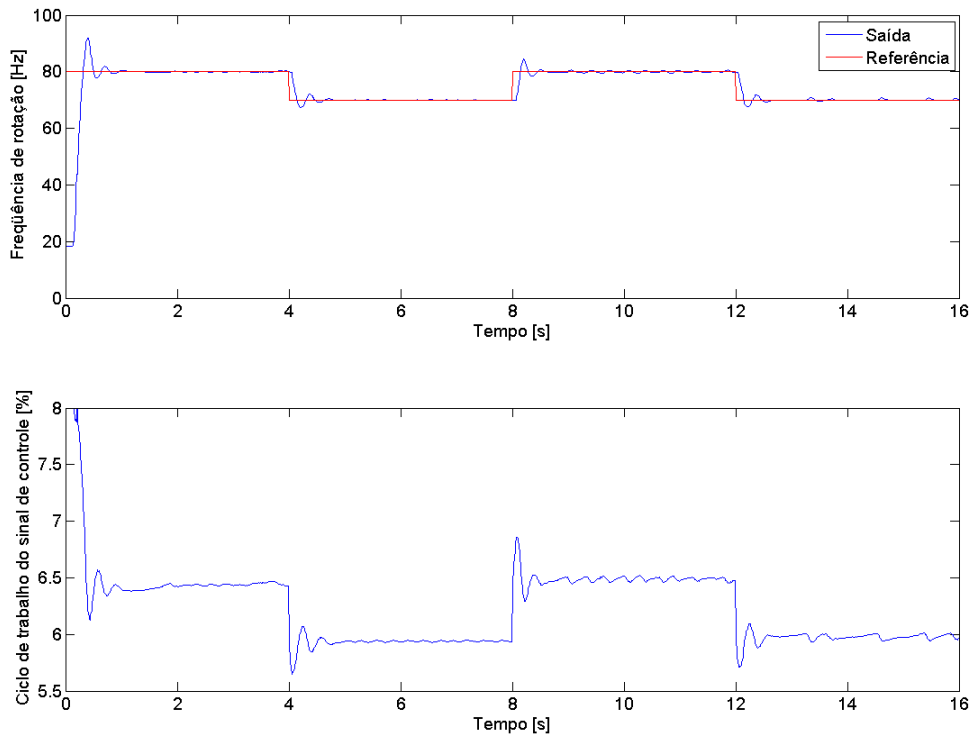


Fig. 4.45: Desempenho do controlador do motor 4.

4.9 Simulações dos controladores de estabilização

Os resultados experimentais aqui apresentados foram gerados a partir do simulador descrito no Anexo III, cujo equacionamento foi feito no Capítulo 3. Muito embora suponha-se que o quadricóptero operará normalmente em voo pairado (*hovering*) e sofrerá apenas pequenas perturbações em torno deste estado de referência, os testes realizados nos simuladores submetem os controladores a condições muito mais severas, procurando demonstrar que as estratégias de controle são válidas mesmo fora de condições ideais de operação. Dentre os seis graus de liberdade do quadricóptero², são mostrados os resultados das simulações para estabilização de apenas quatro, tendo sido excluídos os gráficos para as translações ao longo dos eixos x e y . Isto porque quadricópteros são sistemas sub-atuados [8] e suas coordenadas x e y não são observáveis em torno da situação de voo pairado.

4.9.1 Controladores PID em paralelo para estabilização

As Tabelas 4.9 e 4.10 contêm, respectivamente, os parâmetros físicos escolhidos para o simulador e para os controladores PID de estabilização durante as simulações. Dado que o modelo matemático do sistema é complexo, optou-se por sintonizar os controladores PID pelo mesmo método empírico apresentado na Seção 4.8.2.

A evolução dos ângulos de rolagem, arfagem e guinada e da altura do quadricóptero durante

²Ângulos de rolagem (ϕ), arfagem (θ) e guinada (ψ) e translações ao longo dos eixos x , y e z .

Tabela 4.9: Parâmetros do simulador escolhidos para o controle PID de estabilização.

Símbolo	Valor	Descrição
b	2,64e-4	Coefficiente de empuxo dos motores [Ns ²]
L	0,5	Distância dos motores ao centro do quadrirotor [m]
d	7,5e-7	Coefficiente de arrasto [Nms ²]
Ixx	0,033	Momento de inércia em torno do eixo de rolagem
Iyy	0,033	Momento de inércia em torno do eixo de arfagem
Izz	0,066	Momento de inércia em torno do eixo de guinada
RotMax1	180 π	Rotação máxima do motor 1 [rad/s]
RotMax2	180 π	Rotação máxima do motor 2 [rad/s]
RotMax3	180 π	Rotação máxima do motor 3 [rad/s]
RotMax4	180 π	Rotação máxima do motor 4 [rad/s]
m	1,5	Massa total [kg]
g	9,81	Gravidade local [m/s ²]
Phi_0	$-\pi/18$	Condição inicial para rolagem [rad]
Theta_0	$\pi/18$	Condição inicial para arfagem [rad]
Psi_0	$\pi/18$	Condição inicial para guinada [rad]
dPhi_0	0	Condição inicial de velocidade rolagem [rad/s]
dTheta_0	0	Condição inicial de velocidade arfagem [rad/s]
dPsi_0	0	Condição inicial de velocidade guinada [rad/s]
x_0	0	Posição inicial em x [m]
y_0	0	Posição inicial em y [m]
z_0	5,0	Posição inicial em z [m]
dx_0	0	Velocidade inicial em x [m/s]
dy_0	0	Velocidade inicial em y [m/s]
dz_0	0	Velocidade inicial em z [m/s]
Phi_ref	0	Ângulo de rolagem de referência [rad]
Theta_ref	0	Ângulo de arfagem de referência [rad]
Psi_ref	0	Ângulo de guinada de referência [rad]
z_ref	10,0	Altura de referência [m]

Tabela 4.10: Parâmetros dos controladores PID de estabilização.

Símbolo	Valor	Descrição
Sat_High_PI_1	inf	Saturação positiva do PID de rolagem
Sat_High_PI_2	inf	Saturação positiva do PID de arfagem
Sat_High_PI_3	inf	Saturação positiva do PID de guinada
Sat_High_PI_4	inf	Saturação positiva do PID de altura
Sat_Low_PI_1	-inf	Saturação negativa do PID de rolagem
Sat_Low_PI_2	-inf	Saturação negativa do PID de arfagem
Sat_Low_PI_3	-inf	Saturação negativa do PID de guinada
Sat_Low_PI_4	-inf	Saturação negativa do PID de altura
Kp_1	2,0	Ganho proporcional do PID de rolagem
Kp_2	2,0	Ganho proporcional do PID de arfagem
Kp_3	2,0	Ganho proporcional do PID de guinada
Kp_4	0,7	Ganho proporcional do PID de altura
Ki_1	0,1	Ganho integral do PID de rolagem
Ki_2	0,1	Ganho integral do PID de arfagem
Ki_3	0,1	Ganho integral do PID de guinada
Ki_4	0,01	Ganho integral do PID de altura
Kd_1	1,0	Ganho derivativo do PID de rolagem
Kd_2	1,0	Ganho derivativo do PID de arfagem
Kd_3	1,0	Ganho derivativo do PID de guinada
Kd_4	1,5	Ganho derivativo do PID de altura

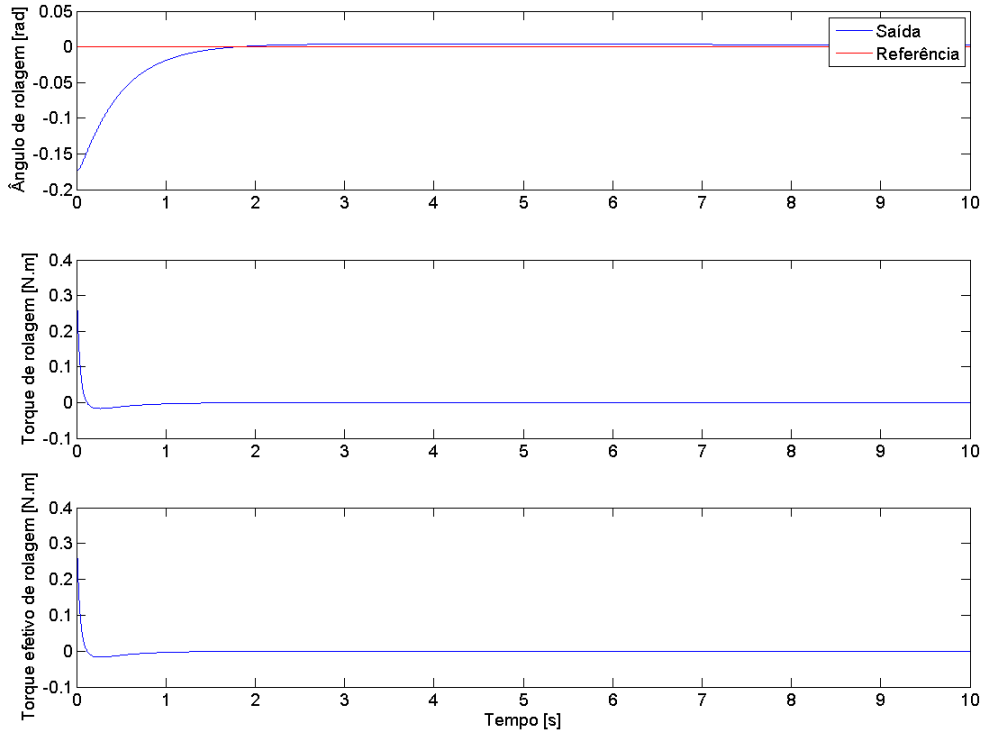


Fig. 4.46: Evolução do ângulo de rolagem para os controladores PID.

a simulação são mostradas, respectivamente, nas Figs. 4.46, 4.47, 4.48 e 4.49. Nelas, o gráfico do topo sempre corresponde ao grau de liberdade de interesse, o segundo corresponde ao sinal de controle calculado pelo controlador de estabilização e o último diz respeito às saídas do *Bloco 1* do simulador, que são as forças efetivamente aplicadas sobre o quadricóptero dadas as restrições de rotação dos motores. O detalhamento deste bloco pode ser encontrado no Anexo III.

Mesmo tendo partido de uma posição vertical 5m abaixo de sua referência e com inclinações de 10° em torno de todos os eixos, o controlador de estabilização do quadricóptero ainda assim foi capaz de levar o sistema ao voo pairado na altura desejada em cerca de 2s, o que reforça a validade da estratégia de estabilização PID discutida na Seção 3.9.2.1. Nota-se nas Figs. 4.46 a 4.49 que os sinais de controle efetivos são praticamente idênticos aos calculados pelo controlador de estabilização, semelhança esta justificada pelo fato dos motores quase nunca entrarem em saturação durante o período de simulação, como pode ser visto na Fig. 4.50.

4.9.2 Controlador de modelo linearizado em torno de ponto de operação

O embasamento teórico deste controlador foi apresentado na Seção 3.9.1 e a descrição de seu bloco correspondente no simulador foi feita na Seção III.4. A configuração do ambiente do simulador para este controlador necessitava dos parâmetros da Tabela 4.11 além de todos os parâmetros já descritos na Tabela 4.9. A Tabela 4.12 contém as informações sobre os pólos escolhidos para o controlador.

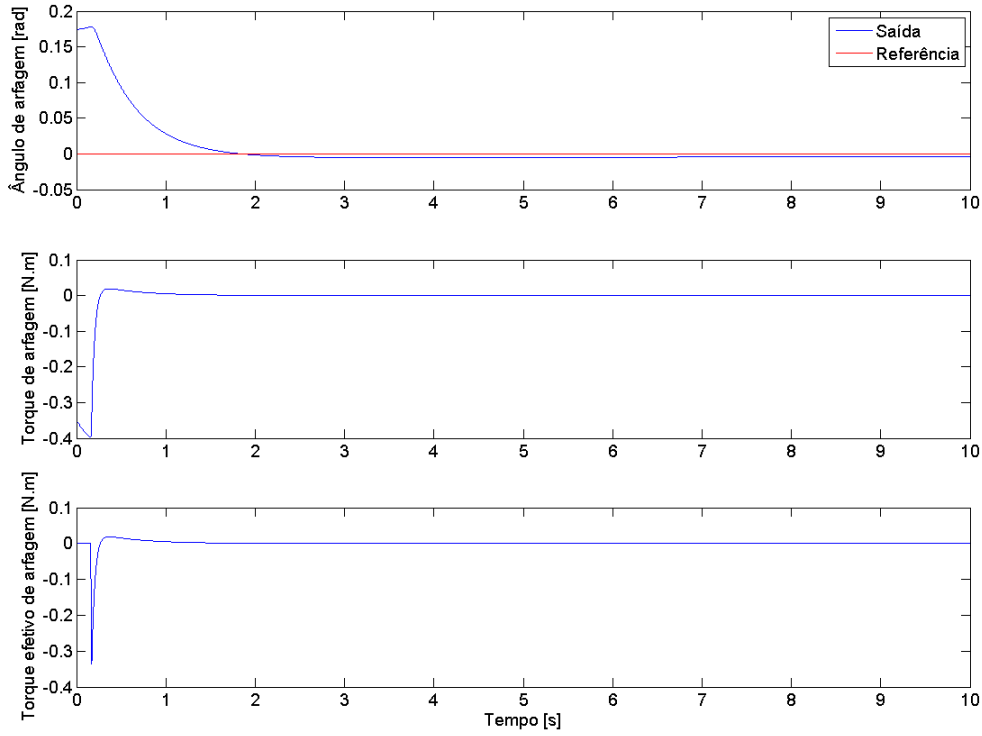


Fig. 4.47: Evolução do ângulo de arfagem para os controladores PID.

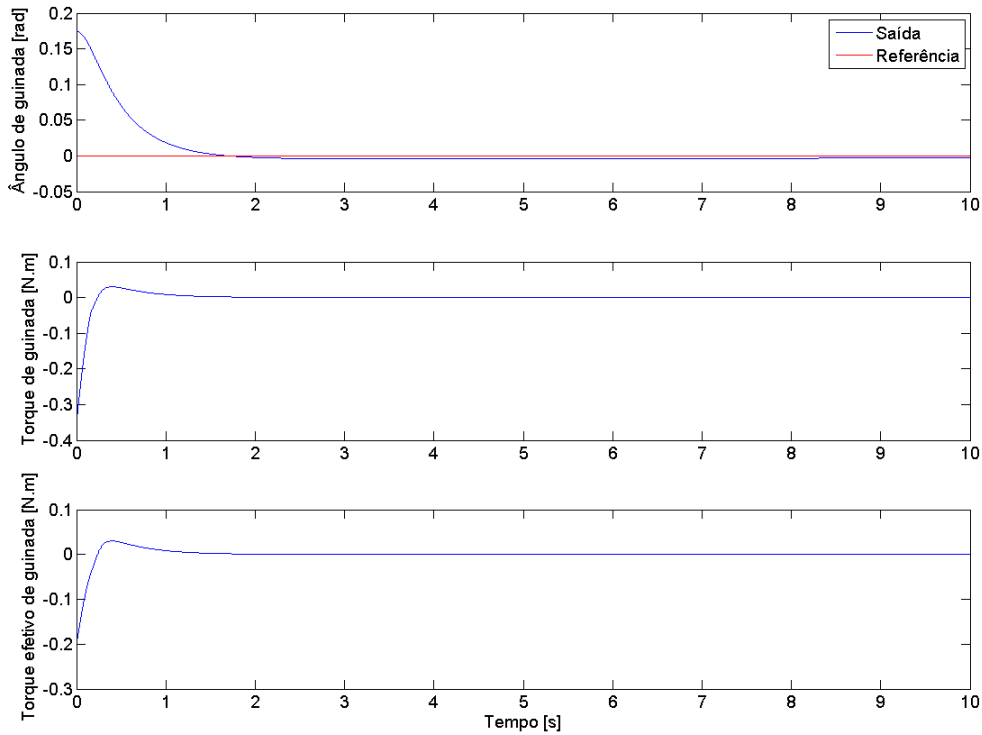


Fig. 4.48: Evolução do ângulo de guinada para os controladores PID.

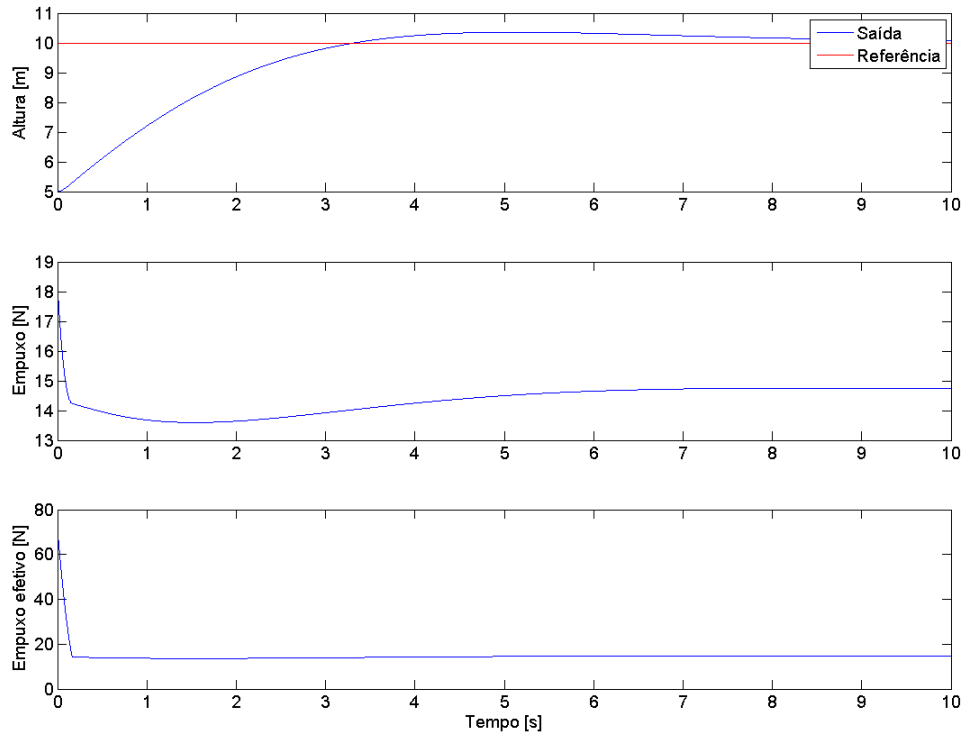


Fig. 4.49: Evolução da altura para os controladores PID.

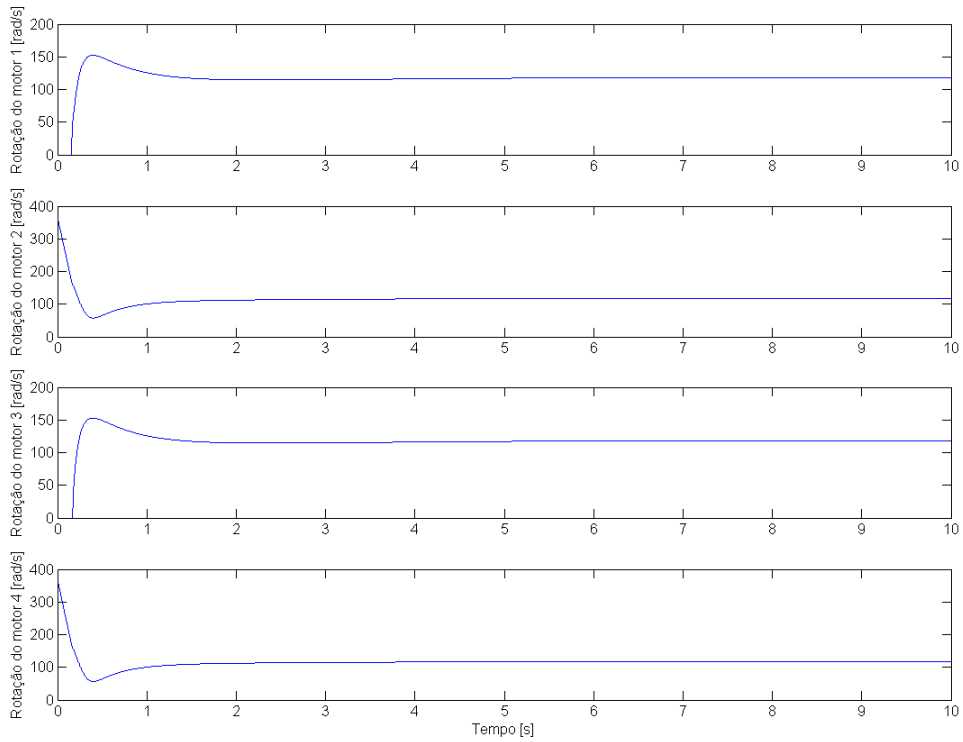


Fig. 4.50: Evolução da rotação dos motores do quadricóptero para os controladores PID.

Tabela 4.11: Parâmetros adicionais do simulador para o controlador de modelo linearizado.

Símbolo	Valor	Descrição
dPhi_ref	0	Velocidade de rolagem de referência [rad/s]
dTheta_ref	0	Velocidade de arfagem de referência [rad/s]
dPsi_ref	0	Velocidade de guinada de referência [rad/s]
dz_ref	0	Velocidade vertical de referência [m/s]
taux_ref	0	Torque de rolagem de referência [Nm]
tauy_ref	0	Torque de arfagem de referência [Nm]
tauz_ref	0	Torque de guinada de referência [Nm]
U_ref	mg	Empuxo de referência [N];

Tabela 4.12: Parâmetros do controlador de modelo linearizado

Símbolo	Valor	Descrição
a1	-7,0	Pólo do ângulo de rolagem
a2	-7,1	Pólo do ângulo de arfagem
a3	-7,2	Pólo do ângulo de guinada
b1	-3,0	Pólo da altura
a4	-2,50	Pólo da velocidade de rolagem
a5	-2,51	Pólo da velocidade de arfagem
a6	-2,52	Pólo da velocidade de guinada
b2	-0,5	Pólo da velocidade vertical

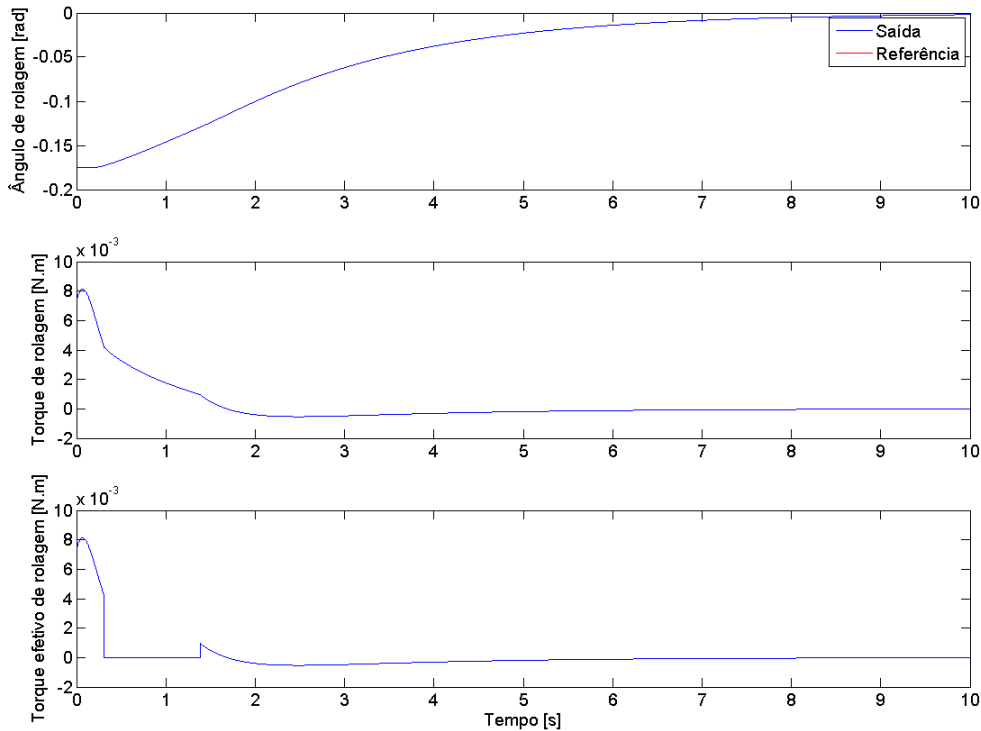


Fig. 4.51: Evolução do ângulo de rolagem para o controlador de modelo linearizado.

Assim como foi feito na Seção anterior, nas Figs. 4.51, 4.52, 4.53 e 4.54 é mostrada a evolução temporal das quatro variáveis de estado de interesse do controlador: os ângulos de rolagem, arfagem e guinada e a altitude do quadricóptero, respectivamente. A disposição dos gráficos nestas Figs. segue a mesma lógica descrita para as curvas dos controladores PID anteriores.

A comparação da resposta dinâmica do controlador de modelo linearizado com aquela da Seção anterior mostra que o desempenho dos PIDs foi comparativamente melhor. Teoricamente, quando mais rápidos fossem escolhidos os pólos da Tabela 4.12, melhor seria o desempenho do controlador de modelo linearizado, pois mais rapidamente o quadricóptero chegaria à estabilização de sua atitude e altitude. Todavia, este não foi o comportamento observado durante as várias simulações executadas antes de se chegar aos resultados da Tabela 4.12. Devido à saturação dos motores, que pode ser vista na Fig. 4.55, o que realmente se verificava era que o desempenho do controlador piorava se os seus pólos fossem escolhidos demasiadamente afastados da origem. Outro fator que pode ter contribuído de maneira decisiva para o desempenho inferior do controlador desta Seção foi a grande distância entre as condições iniciais do simulador e seu ponto de operação de vôo pairado. Nesta situação, não valem as aproximações feitas na Seção 3.9.1 para a dedução das equações do controlador de modelo linearizado em torno de um ponto de operação. Atenta-se, contudo, para o fato deste controlador ter conseguido estabilizar com sucesso todas as variáveis de interesse do quadricóptero mesmo com o sistema tendo sido iniciado muito afastado de seu ponto esperado de operação. Os pólos dos ângulos foram escolhidos mais rápidos do que os referentes à altitude porque a estabilização precoce da atitude do quadricóptero contribuiu para que ele derive

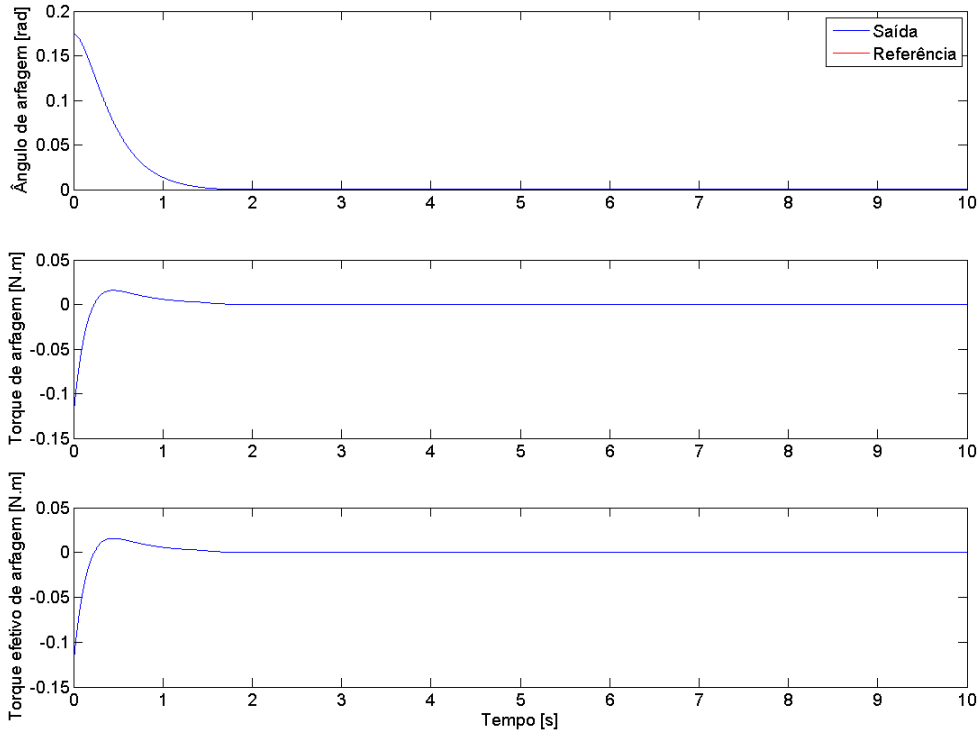


Fig. 4.52: Evolução do ângulo de arfagem para o controlador de modelo linearizado.

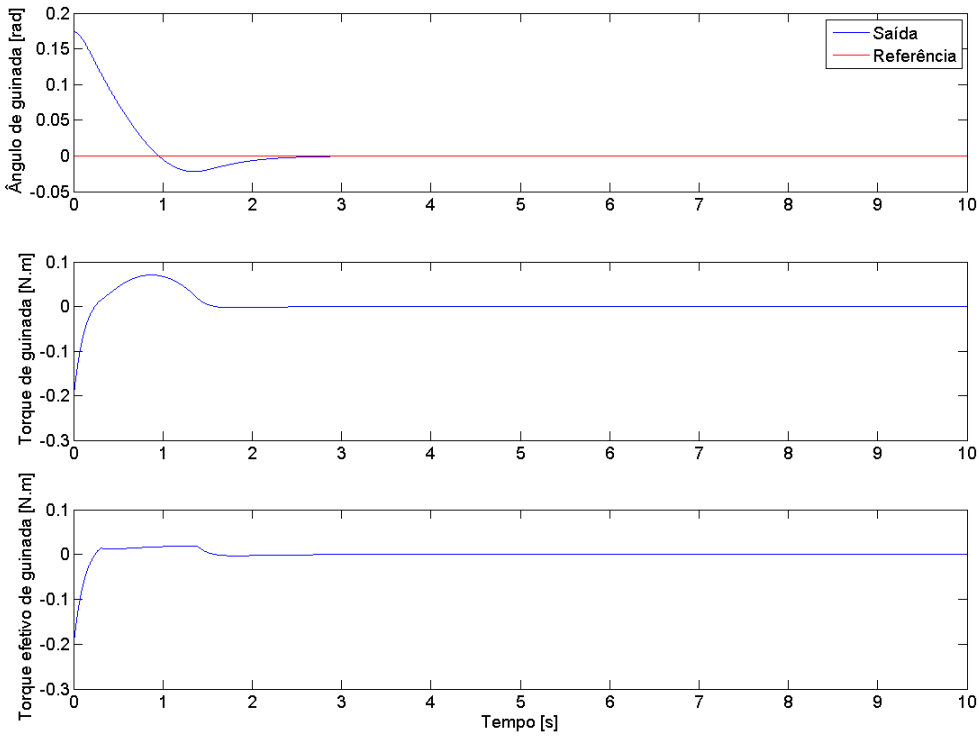


Fig. 4.53: Evolução do ângulo de guinada para o controlador de modelo linearizado.

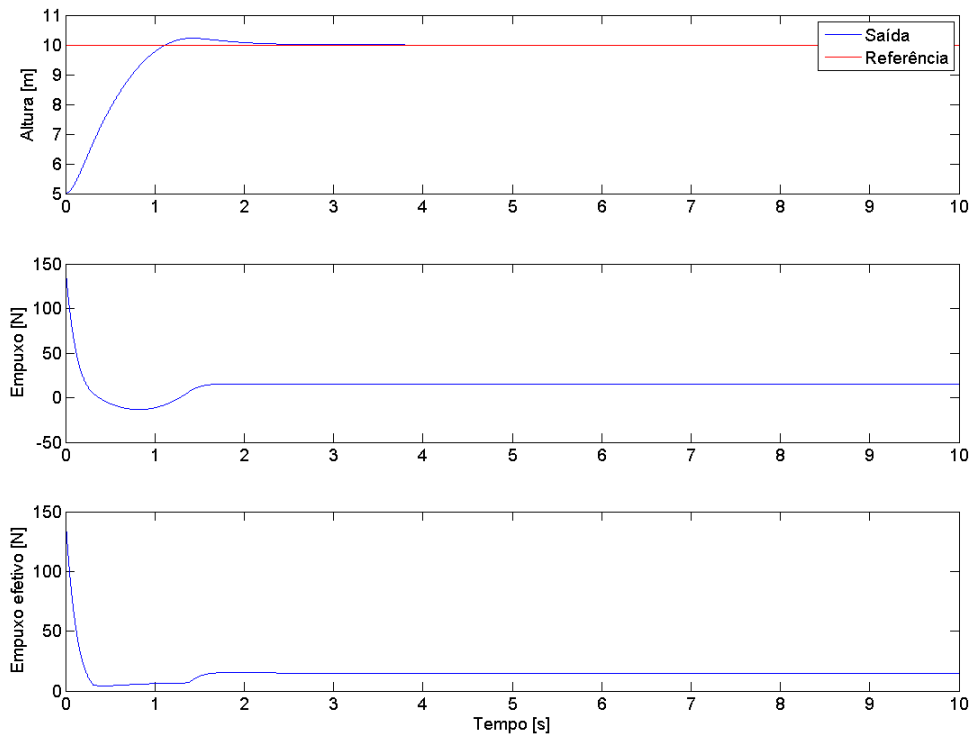


Fig. 4.54: Evolução da altitude para o controlador de modelo linearizado.

pouco nas direções x e y , variáveis de estado sobre as quais não é aplicado controle algum.

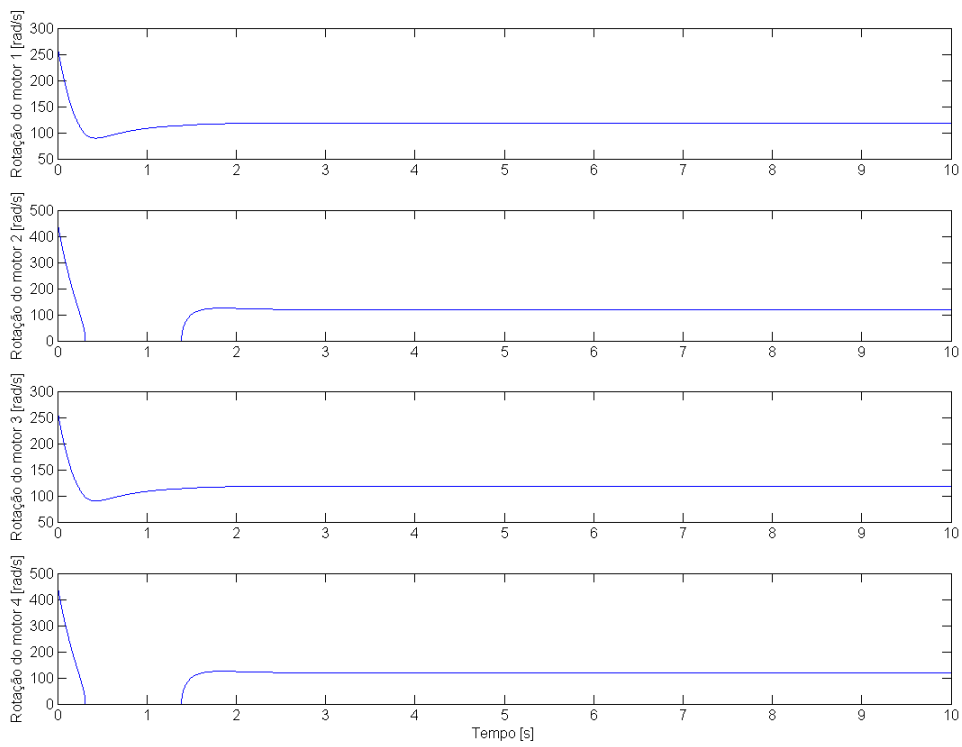


Fig. 4.55: Evolução da rotação dos motores do quadricóptero para o controlador de modelo linearizado.

Capítulo 5

Conclusões

O conceito de helicópteros quadrirrotores é antigo e sua viabilidade foi comprovada ainda no início do século XX. Seu desenvolvimento, entretanto, foi deixado de lado durante muito tempo em razão de sua dinâmica naturalmente instável e das dificuldades encontradas à época de seu surgimento para controlá-los manualmente. Seu reaparecimento como plataforma aérea de interesse deu-se recentemente, influenciado pelo desenvolvimento da eletrônica de processamento e instrumentação, das técnicas de controle digital e pela crescente vontade da comunidade científica e comercial em usar-se MAV VANTs para execução das mais diversas tarefas, cujas áreas de atuação podem ir do contexto puramente acadêmico ao fabril, do militar ao lúdico.

O presente trabalho representou a abertura de uma nova frente de pesquisa em robótica aérea no LARA. Sem qualquer outro projeto semelhante que lhe desse suporte, a absorção de conhecimento realizada com a leitura de artigos científicos, livros e outras formas de literatura especializada foi de fundamental importância para embasar as decisões tomadas em praticamente todas as etapas do projeto. Para cada uma destas etapas, procurou-se, ao longo de todo o texto, justificar a sua realização, apresentar a fundamentação teórica necessária para sua compreensão e discorrer acerca dos resultados experimentais obtidos.

A base de todo o desenvolvimento foi o estudo matemático realizado inicialmente. Foi por meio dele que pôde-se chegar aos modelos de equações diferenciais da dinâmica do quadrirrotor que, mais tarde, deram origem aos simuladores dos sistemas de localização e de controle. Estes simuladores permitiram que as estratégias de estimação de estado e de controle de atitude e altitude pudessem ser previamente validadas em ambiente virtual, evitando que tempo fosse desperdiçado na implementação de um sistema de controle incapaz de cumprir com seu objetivo. Além do modelamento matemático e da concepção dos simuladores, grande esforço foi também exigido nas fases de construção mecânica, na montagem dos circuitos das diferentes placas e na programação das rotinas do *firmware* do microcontrolador central do quadrirrotor.

Conclui-se dos resultados apresentados ao longo do texto que este trabalho de graduação teve sucesso em atender aos objetivos propostos no Capítulo 1. Ao final do período de duração, obteve-se uma plataforma aérea funcional e versátil, podendo ser útil a futuros projetos na área de robótica aérea. Os resultados experimentais do Capítulo 4 atestam o bom funcionamento da infra-estrutura de sensores do quadrirrotor, tendo sido feita a verificação e a validação dos sinais de saída de cada

um deles de acordo com aquilo que era teoricamente esperado. As diferentes interfaces de comunicação foram testadas e seus desempenhos quantificados, fornecendo aos seus futuros usuários informações valiosas que lhes darão melhor entendimento da influência de cada um destes dispositivos de troca de informação no comportamento geral do quadricóptero. O sistema de propulsão, formado pelos quatro motores *brushless*, suas hélices e sensores de velocidade, além de adequadamente instalado na estrutura física do quadricóptero, foi também controlado digitalmente com sucesso. Os resultados dos ensaios para determinação dos parâmetros destes controladores mostram o seu bom desempenho, mesmo quando submetidos a variações bruscas da referência. Duas estratégias de controle de atitude e altitude do quadricóptero foram equacionadas, implementadas, simuladas e validadas, assim como duas técnicas de estimação de sua localização. A viabilidade de aplicação destas técnicas na estabilização do quadricóptero está ilustrada nos dados e gráficos de simulação mostrados no Capítulo 4.

A estrutura mecânica projetada e montada poderia ter sido otimizada em termos de tamanho, peso e distribuição de componentes caso todas as partes constituintes do quadricóptero já estivessem previstas antes da sua construção. Ainda que esta previsão não tenha sido possível neste trabalho, dado o seu caráter desbravador, a realização do projeto mecânico em ferramenta CAD tornou o processo de construção preciso, evitando surpresas no momento da montagem. O conhecimento adquirido aqui poderá servir aos futuros grupos como embasamento para o melhoramento da estrutura mecânica atual ou desenvolvimento de uma versão nova e melhor planejada. Podem ser citadas como sugestões para futuras possíveis melhorias: reposicionar a bateria de forma a tornar a estrutura menos desbalanceada; montar proteções para as hélices, oferecendo menores riscos de traumas às pessoas circundantes e ao quadricóptero; melhorar a rigidez do chassi dando-lhe um aspecto piramidal semelhante ao que pode ser visto na Fig. 1.1(b); tornar a estrutura mais leve, aumentando a margem de empuxo dos motores; e fabricar placas de circuito impresso a partir dos esquemáticos deste trabalho, diminuindo riscos de interferência eletromagnética, curtos-circuitos, quebra de fios e maus contatos, tornando o projeto mais robusto.

O levantamento experimental do modelo matemático do sistema de propulsão do quadricóptero terá utilidade no projeto de controladores de velocidade rápidos o suficiente de modo a permitirem o emprego do controle em cascata. Também permitirão que a influência da dinâmica dos propulsores no sistema em malha fechada seja considerada, tornando melhor o projeto do estabilizador. Ainda mais pertinente seria identificar o modelo matemático dinâmico dos ESCs, pois a partir destes resultados seria possível adquirir muito conhecimento à respeito da dinâmica das forças que atuam sobre o quadricóptero.

O simulador desenvolvido para o comportamento dinâmico do quadricóptero forneceu informações valiosas durante a etapa de desenvolvimento dos algoritmos de controle de estabilização. Contudo, acredita-se que a interação com esta ferramenta seria sensivelmente melhorada caso lhe fosse adicionada uma interface gráfica tridimensional como alternativa à saída de dados apenas na forma de gráficos e tabelas de dados. No mesmo sentido, seria interessante também continuar o desenvolvimento das interfaces para comunicação de dados com o Matlab® e do controle remoto do quadricóptero via *joystick*, cujas bases já foram lançadas neste trabalho.

Por fim, considera-se como necessidade prioritária para a continuação deste projeto a implemen-

tação do sistema de localização no *firmware* do quadrrrotor, integrando-o aos controladores PID de estabilização já programados no microcontrolador. Feito isto, seria possível executar ensaios de identificação dos parâmetros do modelo físico do sistema, abrindo um leque de possibilidades para implementação de controladores com desempenhos otimizados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BOUABDALLAH, S.; SIEGWART, R. Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor. In: *Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2247–2252.
- [2] BOUABDALLAH, S.; MURRIERI, P.; SIEGWART, R. Design and control of an indoor micro quadrotor. *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, p. 4393–4398, Abril 2004.
- [3] MADANI, T.; BENALLEGUE, A. Control of a quadrotor mini-helicopter via full state backstepping technique. *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*, p. 1515–1520, Dezembro 2006.
- [4] BOUABDALLAH, S. *Design and control of quadrotors with application to autonomous flying*. Tese (Doutorado) — École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2007.
- [5] LEISHMAN, J. *Principles of Helicopter Aerodynamics*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2000.
- [6] (LCVC), L. de Controle e Visão por C. *Desenvolvimento com microcontroladores Atmel AVR*. Disponível em <http://www.ene.unb.br/gaborges/recursos/notas/nt.avr.pdf>, 2006.
- [7] DONE, G.; BALMFORD, D. *Bramwell's Helicopter Dynamics*. [S.l.]: Oxford Butterworth-Heinemann, 2001.
- [8] REYHANOGLU, M. et al. Dynamics and control of a class of underactuated mechanical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 44, n. 9, p. 1663–1671, Setembro 1999.
- [9] TITTERTON, D. H.; WESTON, J. L. *Strapdown inertial navigation technology*. [S.l.]: Peter Peregrinus LTD., 1997.
- [10] PADILHA, A. *Desenvolvimento de um sistema de localização 3D para aplicação em robôs aéreos*. Tese (mestrado) — Universidade de Brasília, 2007.
- [11] FERNANDES, M. *Implementação de central inercial para scanner de reconstrução tridimensional (3D)*. Tese (graduação) — Universidade de Brasília, 2006.
- [12] KUIPERS, J. B. *Quaternions and Rotation Sequences*. [S.l.]: Princeton University Press, 2002.

- [13] GEBRE-EGZIABHER, D. et al. A gyro-free quaternion-based attitude determination system suitable for implementation using low cost sensors. *In IEEE 2000 Position Location and Navigation Symposium*, p. 185–192, 2000.
- [14] NEBOT, E.; DURRANT-WHYTE, H. Initial calibration and alignment of an inertial navigation. *Proceedings on Fourth Annual Conference Mechatronics and Machine Vision in Practice*, p. 175–180, september 1997.
- [15] KONG, X. Ins algorithm using quaternion model for low cost imu. *Elsevier*, p. 221–246, March 2005.
- [16] SKOG, I.; HANDEL, P. A low-cost gps aided inertial navigation system for vehicle applications. *Proceedings of European Signal Processing Conference*, p. 1–4, june 2005.
- [17] VASCONCELOS, J. et al. Gps aided imu for unmanned air vehicles. *In 5th IFAC/EURON Symposium on Intelligent Autonomous Vehicles*, 2004.
- [18] SHUSTER, M. D.; OH, S. D. Three-axis attitude determination from vector observations. *Journal of Guidance and Control, Vol. 4, No. 1,* v. 17, n. 1, p. 70–77, January–February 1981.
- [19] LI, Y.; YUAN, J. Attitude determination using gps vector observations. *GNSS World of China*, 33, v. 3, p. 51–56, 2005.
- [20] JR., F. G.; LOPES, R. V. F.; TOSIN, M. C. O problema da determinação da atitude através da observação de dois vetores - uma descrição do algoritmo triad e sua matriz de covariância. *Semina, Ciências Exatas e Tecnológicas, volume 28 número I*, p. 21–35, junho/julho 2007.
- [21] MADANI, T.; BENALLEGUE, A. Backstepping control for a quadrotor helicopter. In: *Proceedings of the 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 3255–3260.
- [22] MADANI, T.; BENALLEGUE, A. Backstepping sliding mode control applied to a miniature quadrotor flying robot. *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, p. 700–705, Novembro 2006.
- [23] MOKHTARI, A.; BENALLEGUE, A. Dynamic feedback controller of euler angles and wind parameters estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle. *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA '04. 2004 IEEE International Conference on*, v. 3, p. 2359–2366, 2004.
- [24] BENALLEGUE, A.; MOKHTARI, A.; FRIDMAN, L. Feedback linearization and high order sliding mode observer for a quadrotor uav. *Variable Structure Systems, 2006. VSS'06. International Workshop on*, p. 365–372, Junho 2006.
- [25] WASLANDER, S. L. et al. Multi-agent quadrotor testbed control design: integral sliding mode vs. reinforcement learning. *Intelligent Robots and Systems, 2005. (IROS 2005). 2005 IEEE/RSJ International Conference on*, p. 3712–3717, Agosto 2005.
- [26] XU, R.; ÖZGÜNER, . Sliding mode control of a quadrotor helicopter. *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*, p. 4957–4962, Dezembro 2006.

- [27] GOLDSTEIN, H. *Classical Mechanics*. [S.l.]: Addison Wesley, 2002.
- [28] GUISSER, M. et al. A coupled nonlinear discrete-time controller and observer designs for underactuated autonomous vehicles with application to a quadrotor aerial robot. *IEEE Industrial Electronics*, p. 1–6, Novembro 2006.
- [29] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Addison Wesley, 2003.
- [30] FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital Control of Dynamic Systems*. [S.l.]: Addison-Wesley, 1997.

ANEXOS

I. DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS

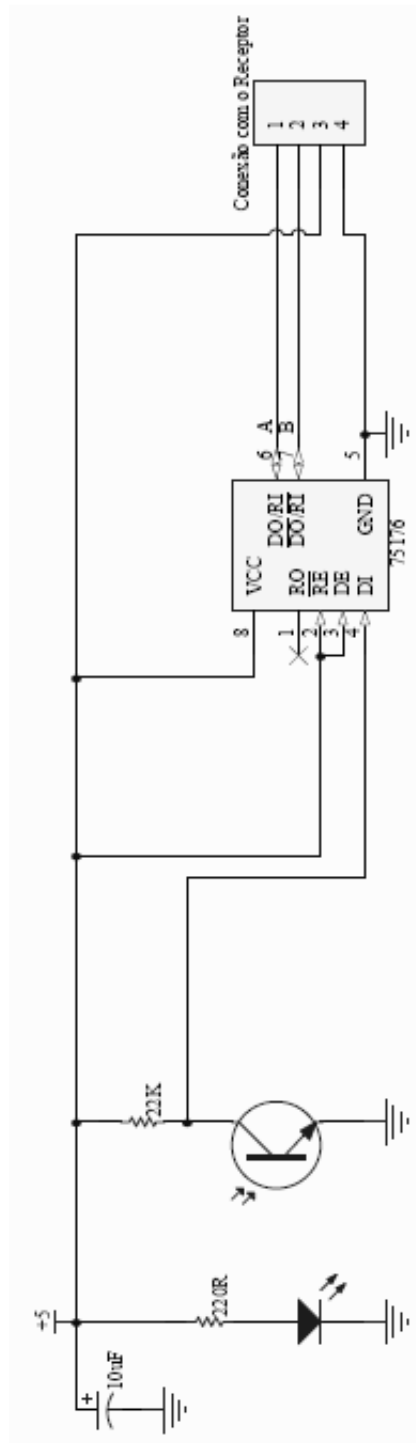


Fig. I.1: Módulo de transmissão do sensor de rotação dos motores.

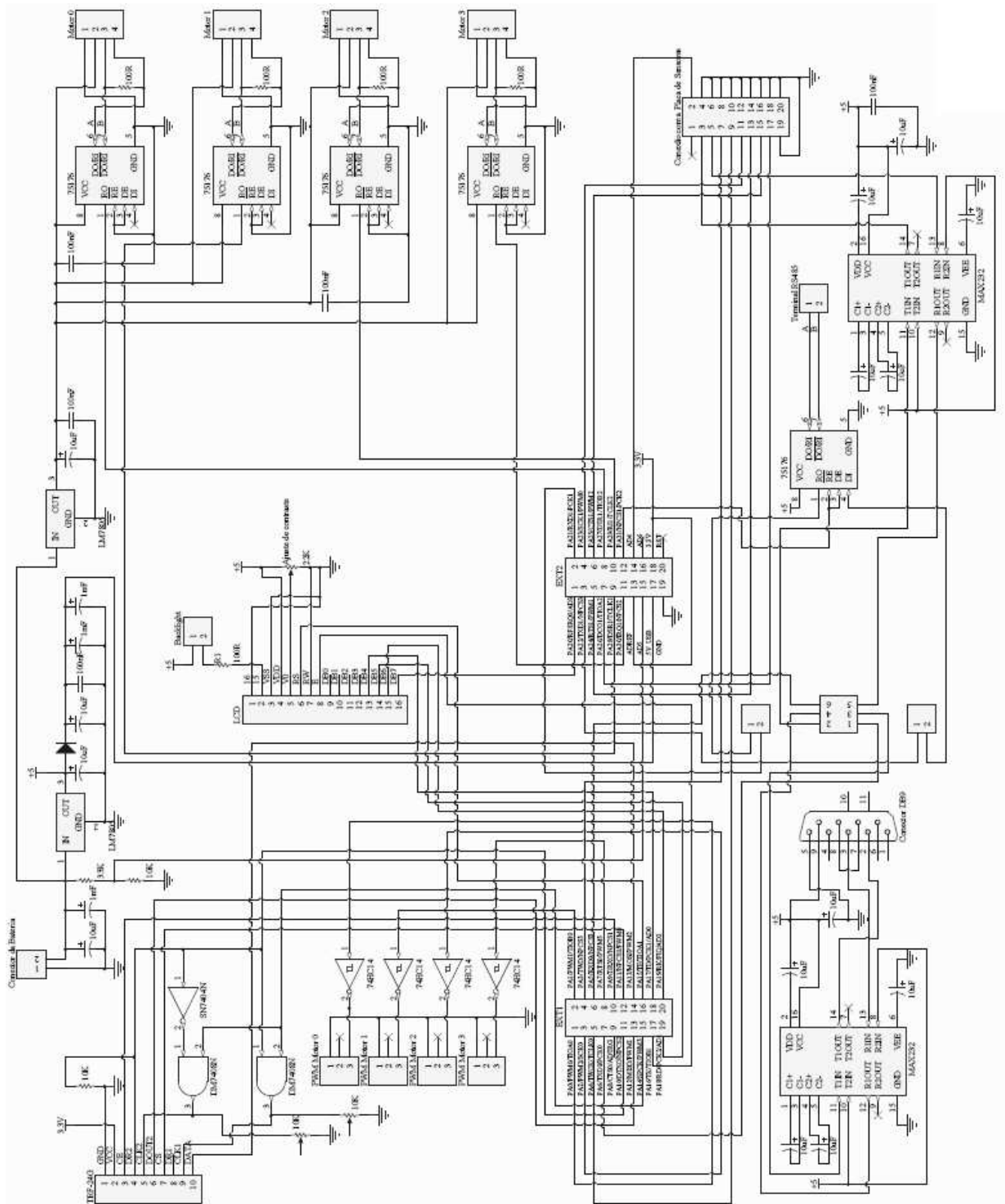


Fig. I.2: Placa do microcontrolador e periféricos.

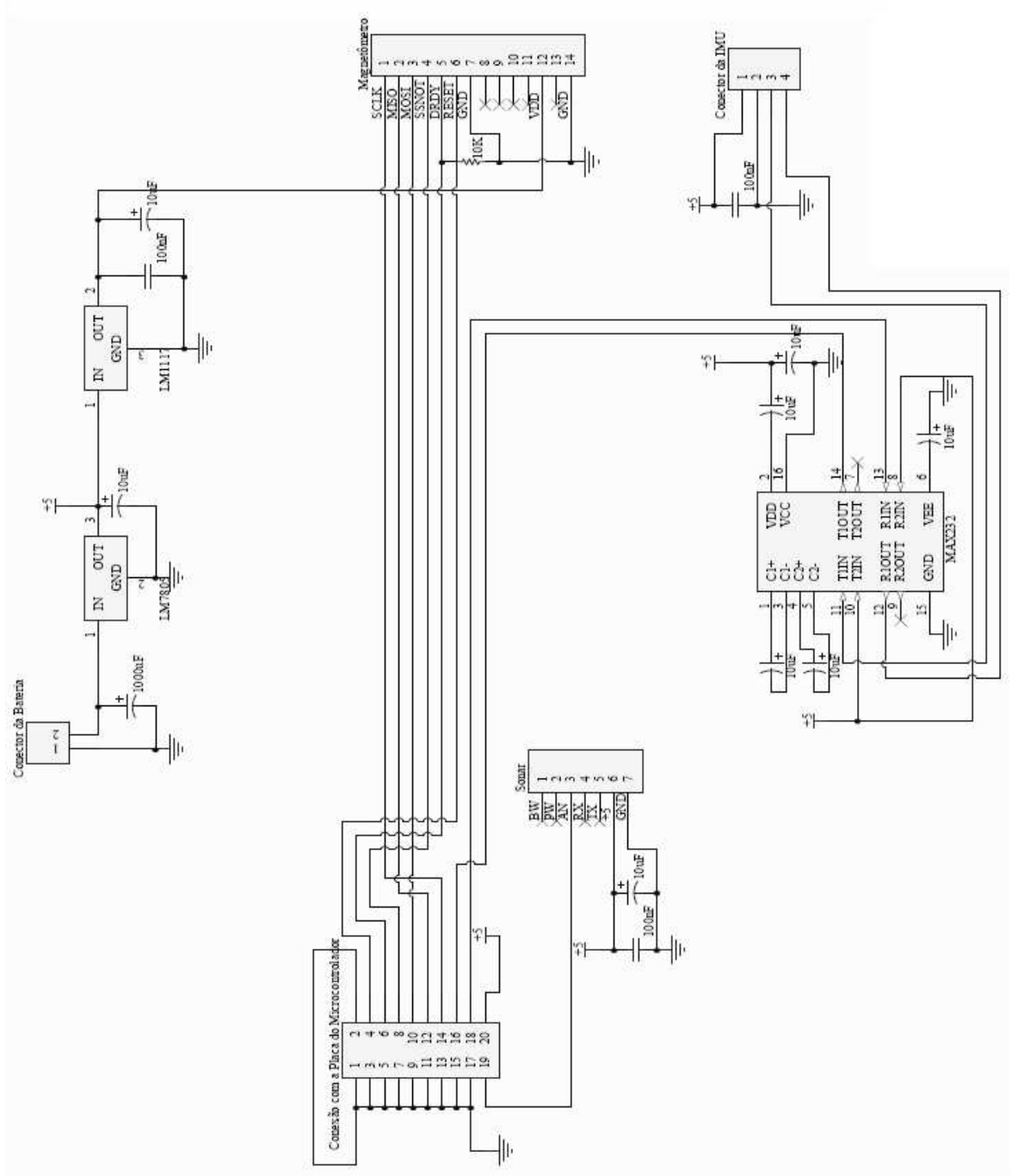


Fig. I.3: Placa de suporte e comunicação dos sensores.

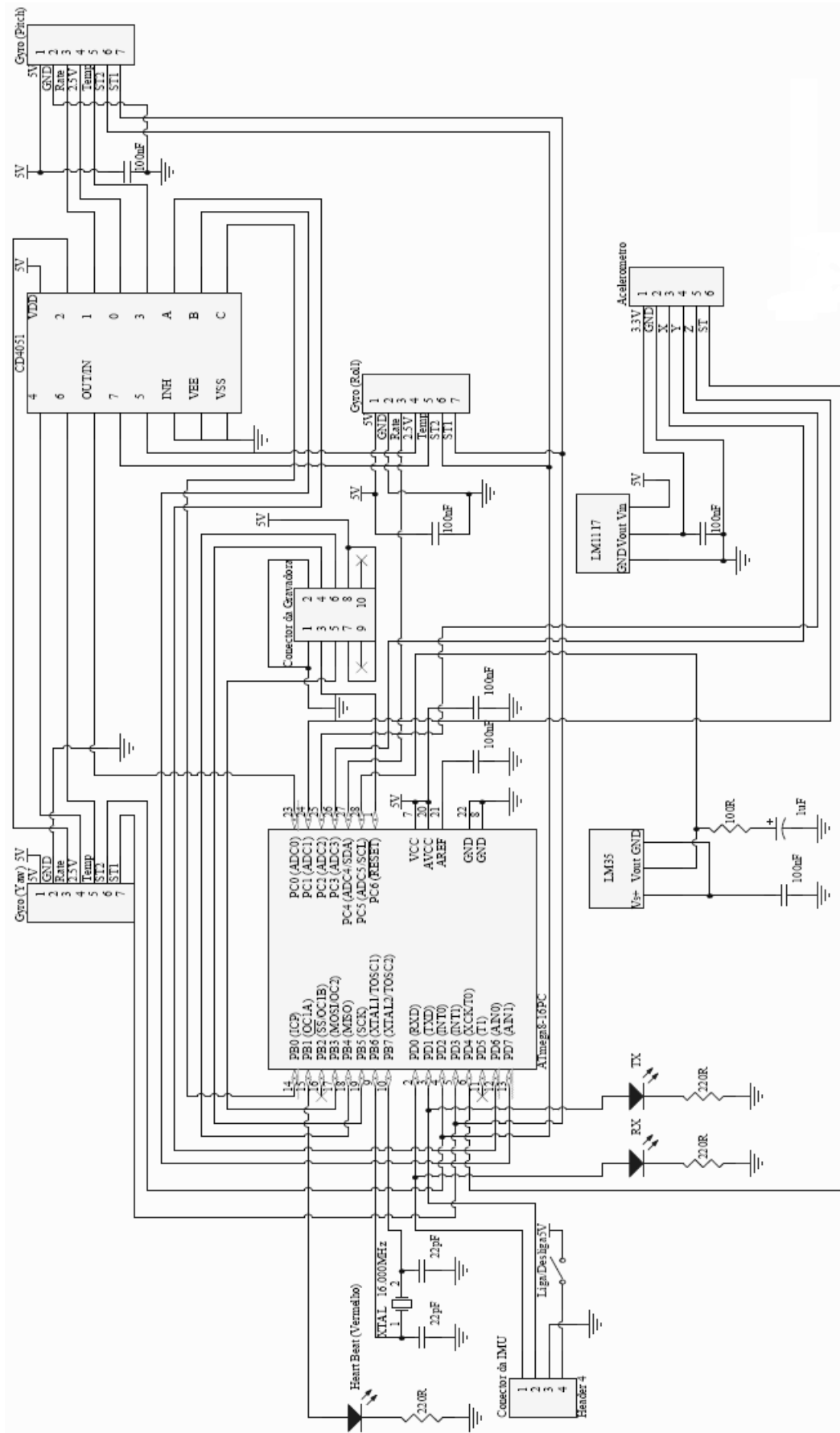


Fig. I.4: Unidade de medidas inerciais (IMU, *Inertial Measurement Unit*).

II. DESENHOS TÉCNICOS DO PROJETO MECÂNICO

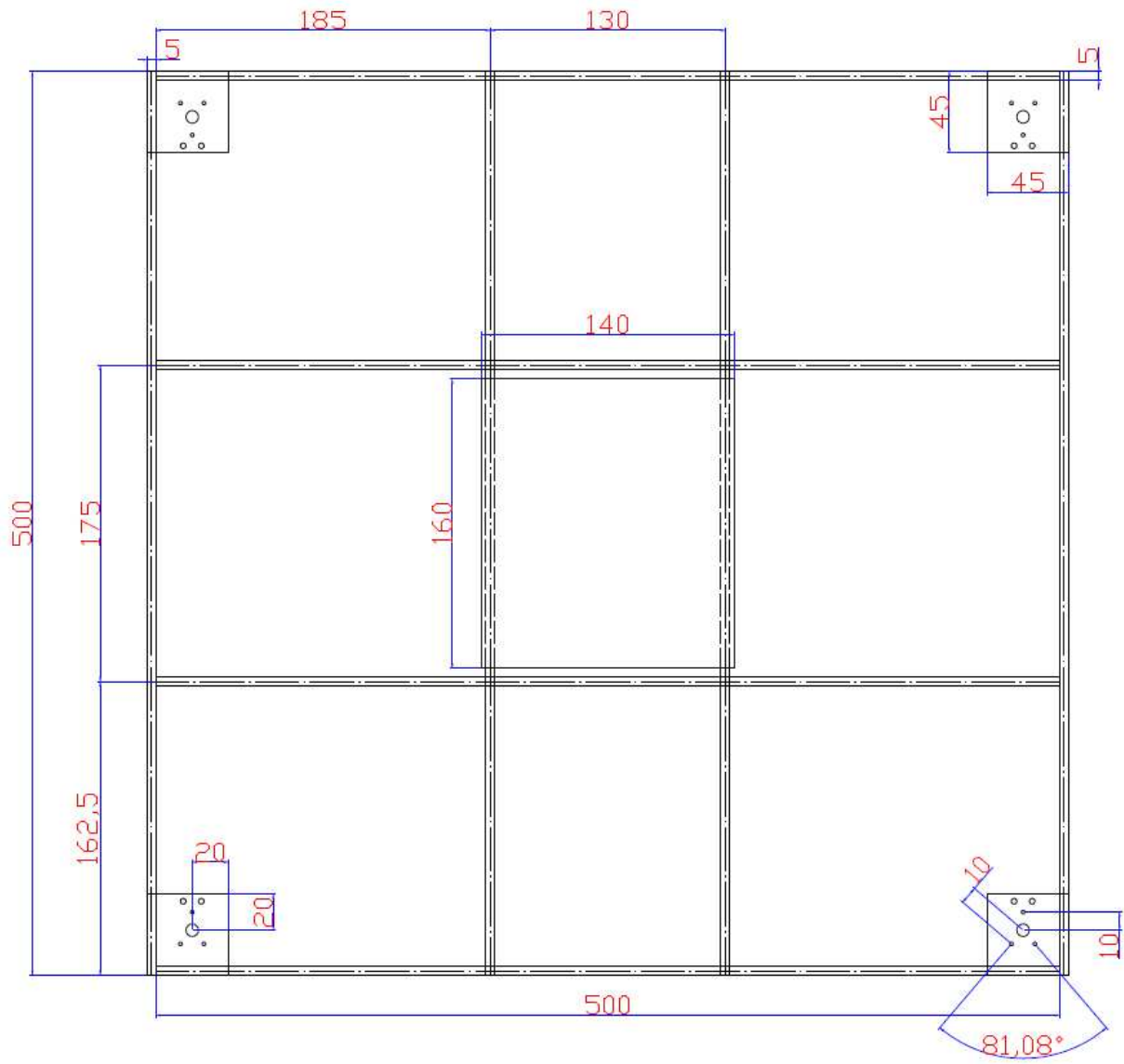


Fig. II.1: Vista superior do chassi sem os motores.

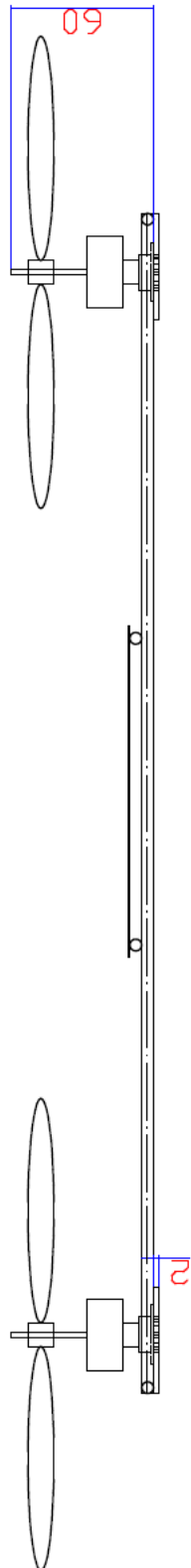


Fig. II.2: Vista lateral do chassi com os motores montados.

III. SIMULADOR

Todo o modelamento matemático desenvolvido na seção 3.8 teve como principal motivação a concepção de um simulador que permitisse validar as estratégias de controle de atitude do quadricóptero antes que estas fossem testadas experimentalmente no sistema físico. Desta forma, procurava-se reduzir a probabilidade de ocorrência de danos à plataforma, minimizar problemas de segurança e otimizar o desenvolvimento, evitando-se que tempo fosse perdido na implementação de controladores incapazes de estabilizar o helicóptero. Pela facilidade de sua interface gráfica, o ambiente *Simulink* do Matlab R2006A® foi escolhido como ambiente de criação de tal simulador.

As Eqs. diferenciais do Capítulo 3 evidenciam que a dinâmica do quadricóptero pode ser encarada como a interface entre dois sistemas de movimentação interconectados [1, 2]: um sistema puramente rotacional, dependente apenas dos torques em torno dos eixos coordenados e do empuxo vertical aos quais o helicóptero é submetido; e outro puramente translacional, que faz uso das informações de ângulos de orientação do primeiro sistema e do empuxo vertical para determinar o deslocamento linear do quadricóptero no espaço tridimensional. A Fig. (III.1) procura ilustrar esta abstração, que foi usada na elaboração do simulador.

Resumidamente, o simulador tem seu funcionamento definido pela interação entre quatro blocos funcionais:

- Bloco 1: recebe do controlador valores de torque e de empuxo vertical a serem aplicados no quadricóptero e calcula as rotações necessárias nos motores de acordo com as Eqs. em (3.88). Em caso de alguma destas soluções não ser possível - resultado complexo para alguma das rotações -, o motor é colocado em saturação e novas forças de atuação são calculadas pelas Eqs. (3.84), (3.85), (3.86) e (3.69), levando-se em conta a saturação de todos os motores (cuja rotação nunca pode ser invertida). Diz-se que um motor está saturado quando este é colocado em rotação máxima ou mínima. Chaves de seleção ativadas pelos sinais de saturação dos motores determinam se a saída deste bloco será feita pela simples transmissão das entradas ou pelo cálculo das novas forças geradas na presença de saturação de um ou mais motores;
- Bloco 2: é o bloco principal, responsável pela simulação da dinâmica do quadricóptero e

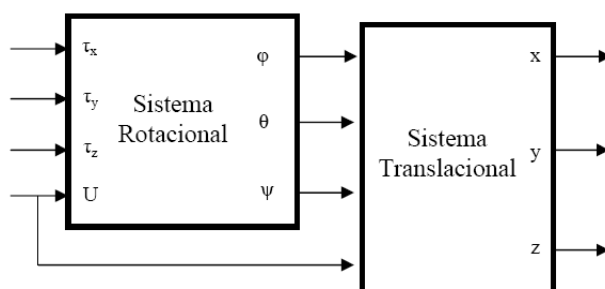


Fig. III.1: Representação do quadri-rotor como a interação entre dois sistemas de movimentação distintos.

geração de suas variáveis de estado de posição, velocidade e aceleração. Sua construção segue o modelo da Fig. III.1 e seus módulos internos implementam as Eqs. diferenciais discutidas no modelamento matemático da seção 3.8;

- Bloco 3: simula os valores de distância que seriam gerados por um sonar que estivesse acoplado ao quadricóptero em sua face inferior e sob seu centro geométrico;
- Bloco 4: implementa o controlador para estabilização da atitude.

A configuração do simulador é feita por meio de um *script* do Matlab, que define os parâmetros físicos do modelo. Este *script* é executado automaticamente no momento em que é dado o comando para iniciar a simulação. Abaixo, segue a lista desses parâmetros:

- b : coeficiente de empuxo dos motores $[N.s^2]$;
- L : distância dos motores ao centro do quadricóptero (meia envergadura) $[m]$;
- d : coeficiente de arrasto $[N.m.s^2]$;
- I_{xx} , I_{yy} e I_{zz} : momentos de inércia em torno dos eixos de rolagem, arfagem e guinada, respectivamente $[kg.m^2]$;
- $RotMax_i$, $i \in \{1, 2, 3, 4\}$: rotação máxima do i -ésimo motor $[RPM]$;
- m : massa total $[kg]$;
- g : gravidade local $[\frac{m}{s^2}]$;
- Phi_0 , $Theta_0$, Psi_0 : condições iniciais para ϕ , θ e ψ , respectivamente $[rad]$;
- $dPhi_0$, $dTheta_0$, $dPsi_0$: condições iniciais para $\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$ e $\dot{\psi}$, respectivamente $[\frac{rad}{s}]$;
- x_0 , y_0 , z_0 : condições iniciais para x , y e z , respectivamente $[m]$;
- dx_0 , dy_0 , dz_0 : condições iniciais para \dot{x} , \dot{y} e \dot{z} , respectivamente $[\frac{m}{s}]$;
- Phi_ref , $Theta_ref$, Psi_ref : referências para ϕ , θ e ψ , respectivamente $[rad]$;
- z_ref : referência para z $[m]$;

O restante desta seção será dedicado ao detalhamento de cada um dos blocos que compõem o simulador.

III.1 Bloco 1: gerador de sinais de atuação

A Fig. III.2 mostra a visão de mais alto nível do *Bloco1* do simulador. Além dos parâmetros físicos já discutidos, este bloco é formado também pelas seguintes entradas e saídas:

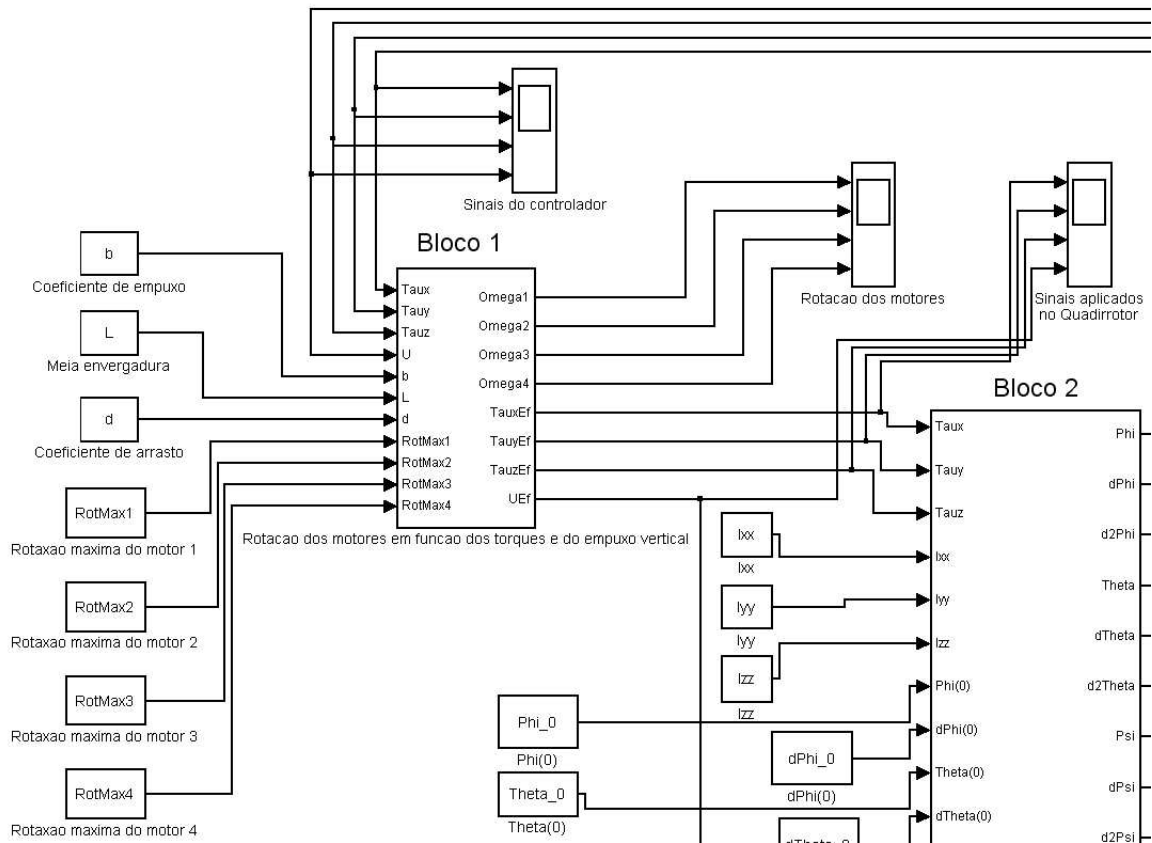


Fig. III.2: Visão de mais alto nível do Bloco1 do Simulador.

- $Taux$, $Tauy$, $Tauz$, U : torques em torno dos eixos x , y e z , respectivamente, e empuxo vertical calculados pelo controlador (*Bloco4*);
- $Omegai$, $i \in \{1, 2, 3, 4\}$: rotação atingida pelo i -ésimo motor, calculada levando-se em conta as Eqs. (3.88) e os limites de saturação do motor;
- $TauxEf$, $TauyEf$, $TauzEf$, UEf : torques em torno dos eixos x , y e z , respectivamente, e empuxo vertical efetivamente aplicados sobre o quadrirrotor, de acordo com as velocidades $Omegai$ acima descritas.

As Figs. seguintes ilustram, em ordem decrescente de abstração, os níveis mais baixos que formam o *Bloco1*. Em III.3, fica evidenciada a lógica de seleção das saídas do *Bloco1* em função da saturação dos motores. As Figs. III.4 e III.5 correspondem, respectivamente, aos elementos que formam o subsistema que calcula a velocidade de rotação do motor 1 e ao bloco que, a partir das velocidades atingidas pelos quatro motores, determina quais são os torques e o empuxo efetivamente aplicados sobre o quadrirrotor.

III.2 Bloco 2: dinâmica do quadrirrotor

O *Bloco2* é o mais importante dos elementos, pois é ele quem simula a resposta dinâmica do quadrirrotor a entradas de torque e empuxo aplicadas sobre ele. Seus blocos internos procuram

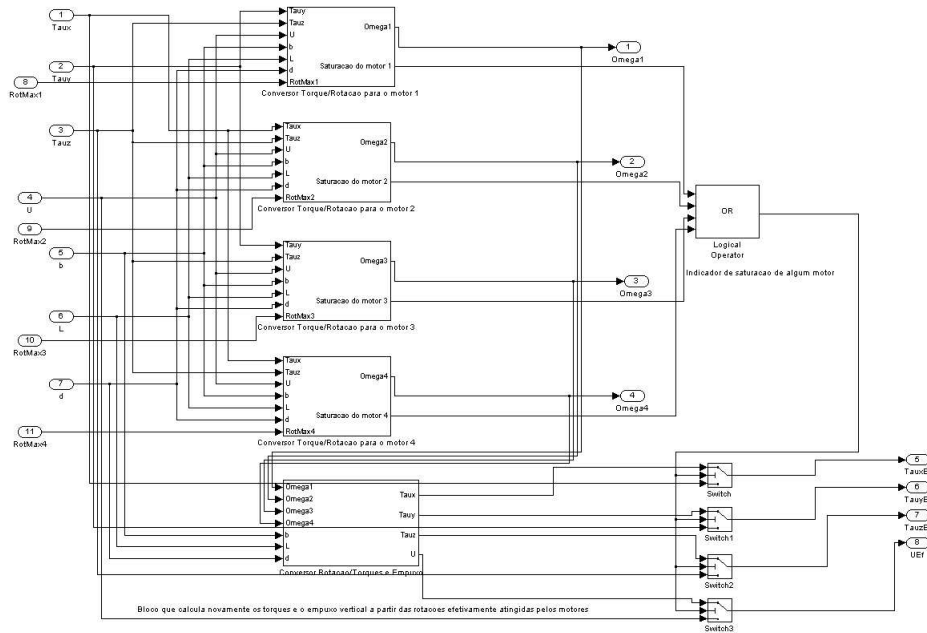


Fig. III.3: Lógica de determinação das saídas efetivas do Bloco1.

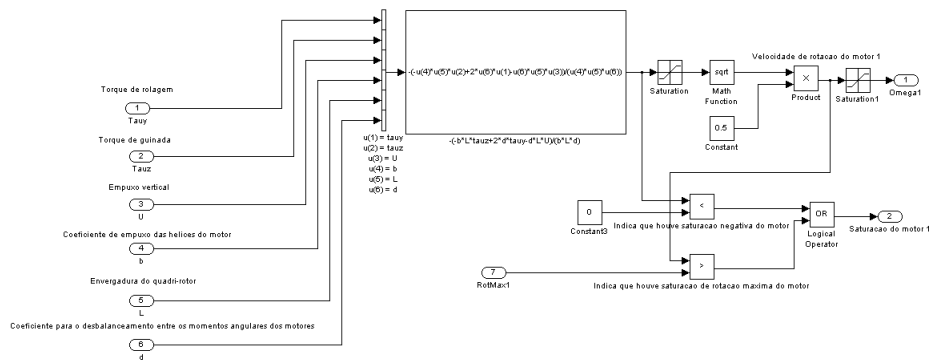


Fig. III.4: Bloco calculador da velocidade do motor 1.

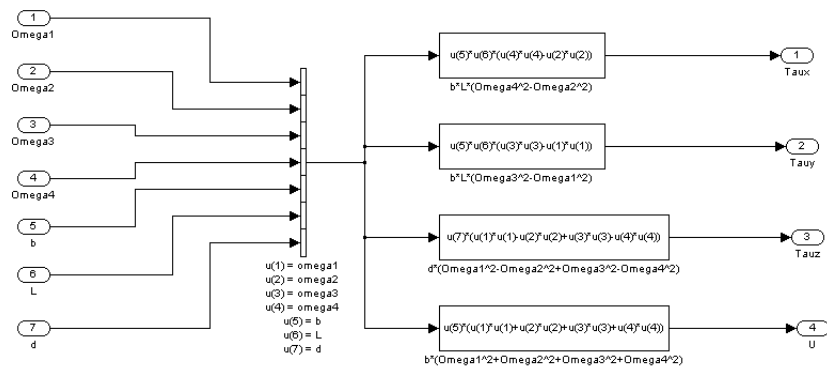


Fig. III.5: Gerador de torques e de empuxo vertical.

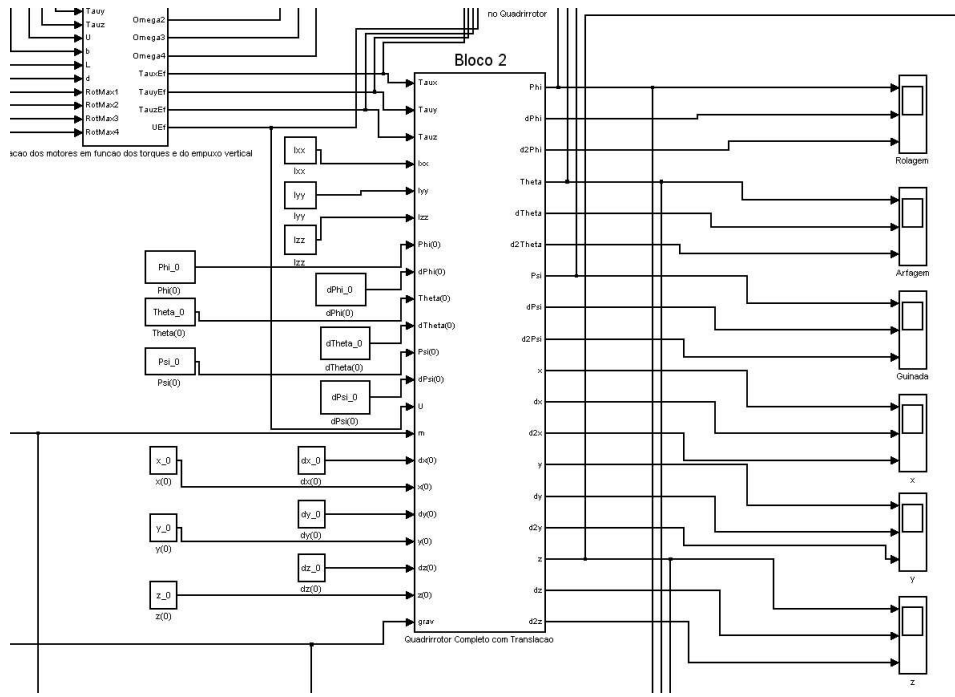


Fig. III.6: Bloco2 inserido no contexto de mais alto nível do simulador.

implementar fielmente as Eqs. diferenciais manipuladas algebricamente a que se refere a seção 3.8.3. Suas entradas e saídas adicionais são as seguintes:

- $Taux$, $Tauy$, $Tauz$, U : torques em torno dos eixos x , y e z , respectivamente, e empuxo vertical calculados pelo *Bloco1*;
- $grav$: gravidade local (g);
- Phi , $dPhi$, $d2Phi$: ângulo de rolagem (ϕ) e respectivas velocidade e aceleração;
- $Theta$, $dTheta$, $d2Theta$: ângulo de arfagem (θ) e respectivas velocidade e aceleração;
- Psi , $dPsi$, $d2Psi$: ângulo de guinada (ψ) e respectivas velocidade e aceleração;
- x , dx , $d2x$: coordenada x e respectivas velocidade e aceleração;
- y , dy , $d2y$: coordenada y e respectivas velocidade e aceleração;
- z , dz , $d2z$: coordenada z e respectivas velocidade e aceleração.

A Fig. III.6 mostra o *Bloco2* inserido na camada de mais alto nível do simulador. A Fig. III.7 ilustra como é feito o acoplamento entre as dinâmicas rotacional (bloco mais à esquerda) e translacional do quadirrotor, assim como citado no Anexo III. Em III.8 pode-se ver como as dinâmicas dos diferentes ângulos estão interconectadas. As Figs. III.9, III.10 e III.11 correspondem, respectivamente, à implementação em blocos do *Simulink* das Eqs. diferenciais para os ângulos ϕ , θ e ψ . Por fim, as Figs. III.12, III.13 e III.14 mostram a estrutura interna dos blocos que simulam a dinâmica translacional para os eixos x , y e z , nesta ordem.

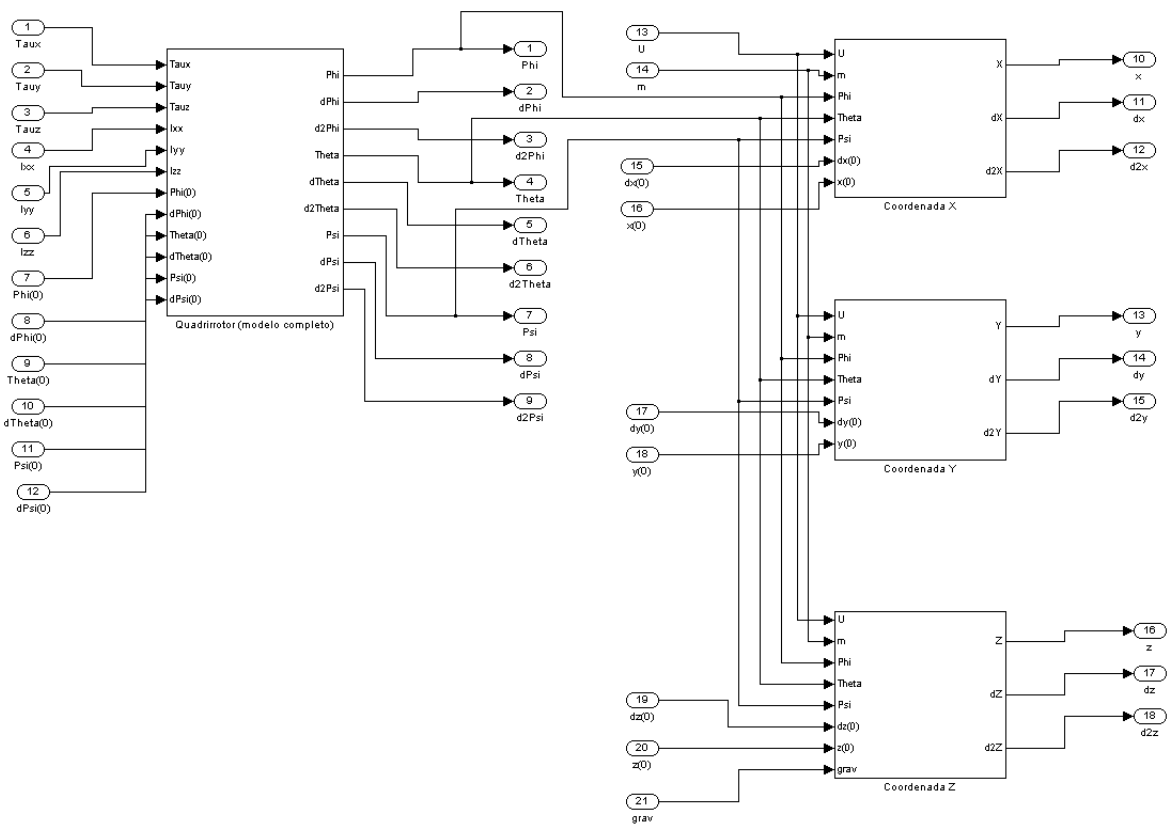


Fig. III.7: Acoplamento entre as dinâmicas rotacional (bloco mais à esquerda) e translacional do quadrirrotor.

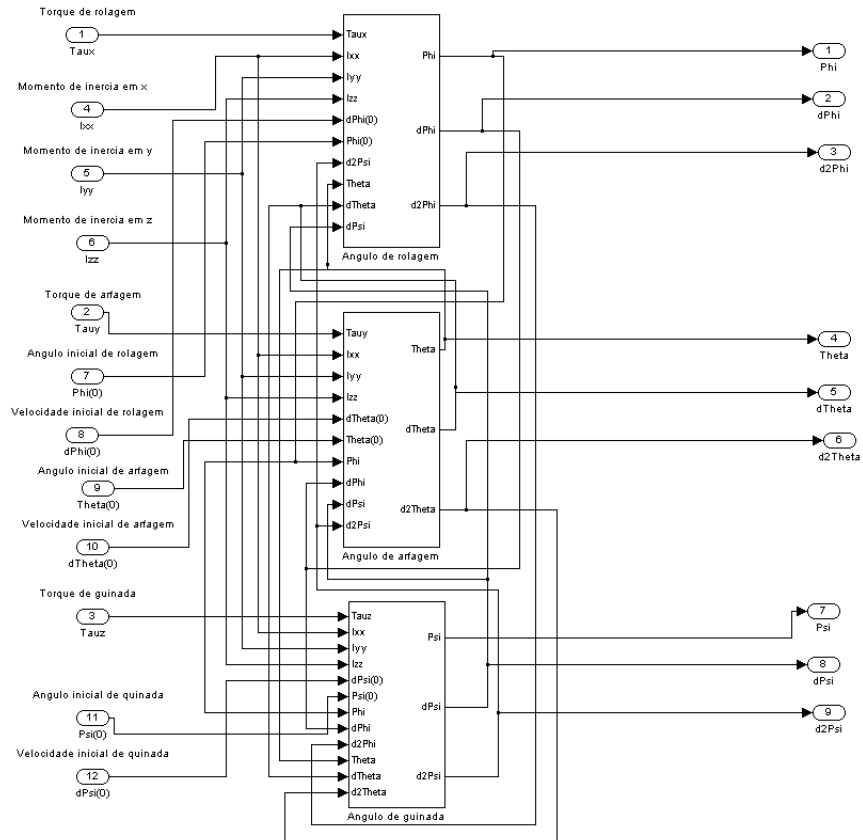


Fig. III.8: Interdependência entre as equações diferenciais para os ângulos do quadricóptero.

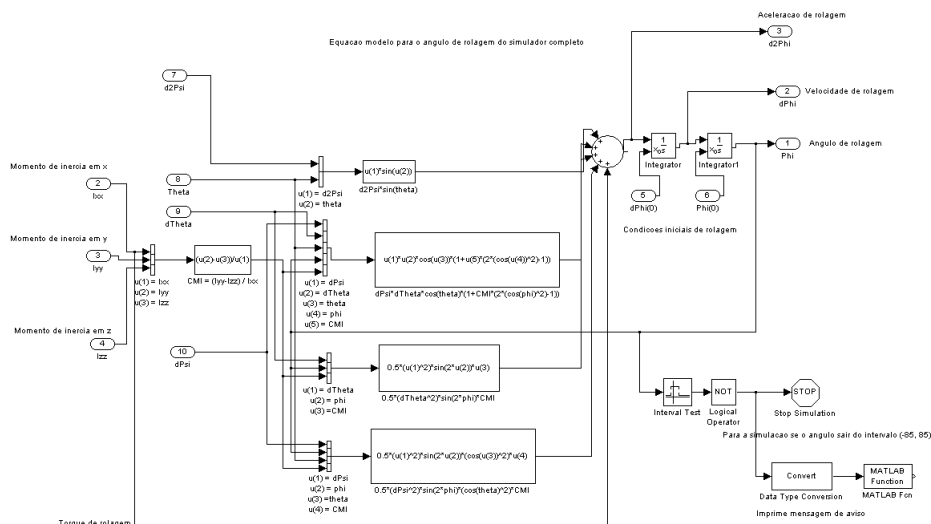


Fig. III.9: Dinâmica do ângulo de rolagem.

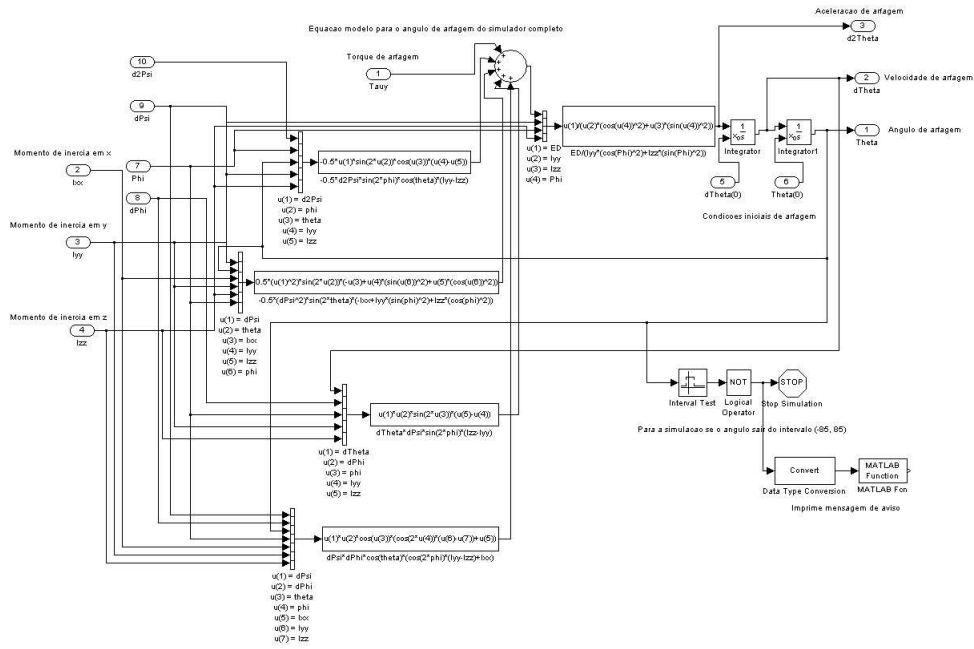


Fig. III.10: Dinâmica do ângulo de arfagem.

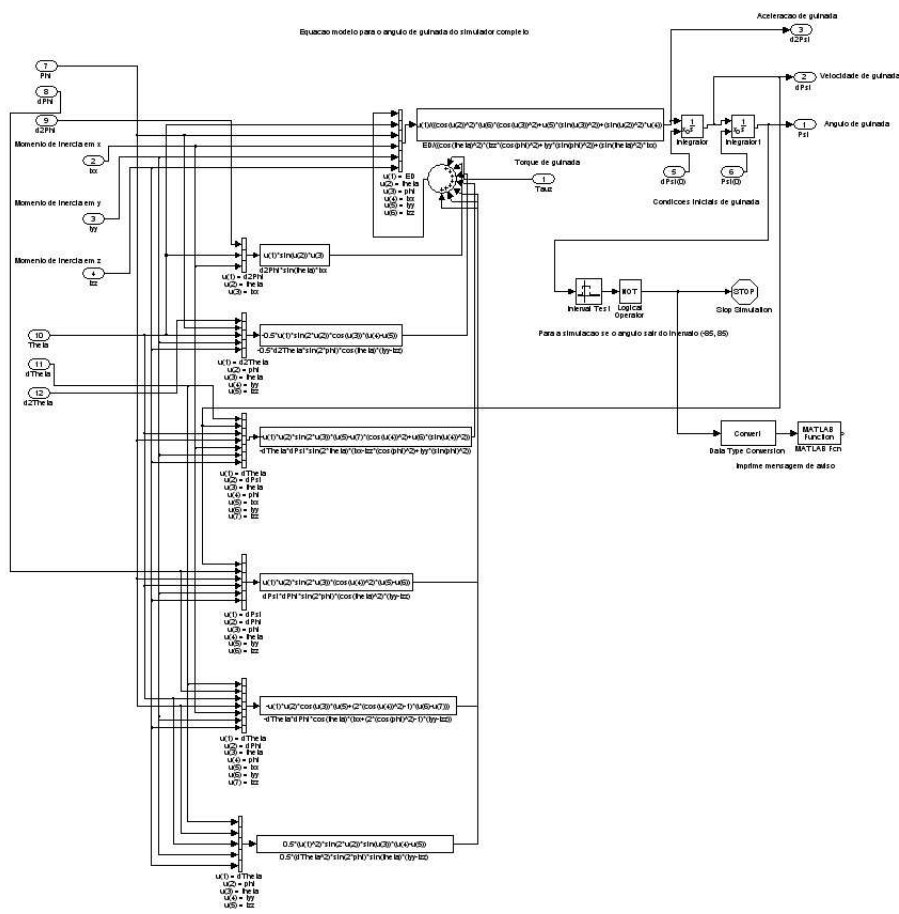


Fig. III.11: Dinâmica do ângulo de guinada.

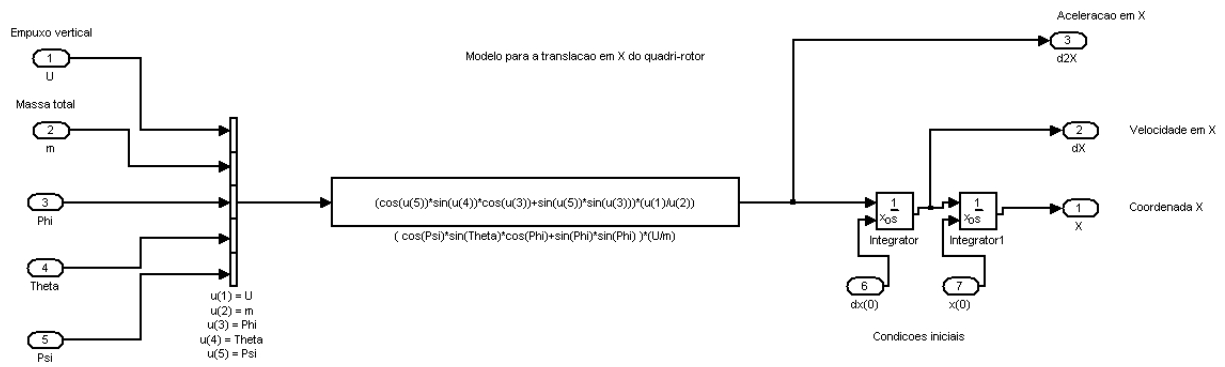


Fig. III.12: Dinâmica de translação no eixo x.

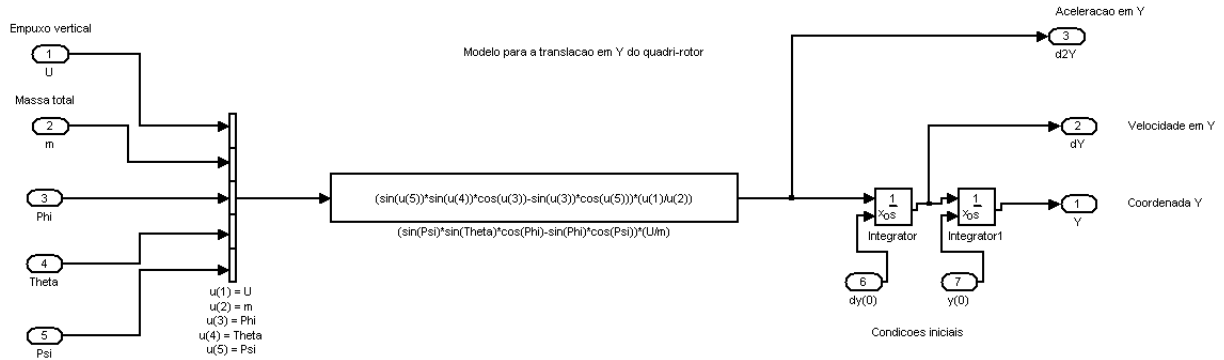


Fig. III.13: Dinâmica de translação no eixo y.

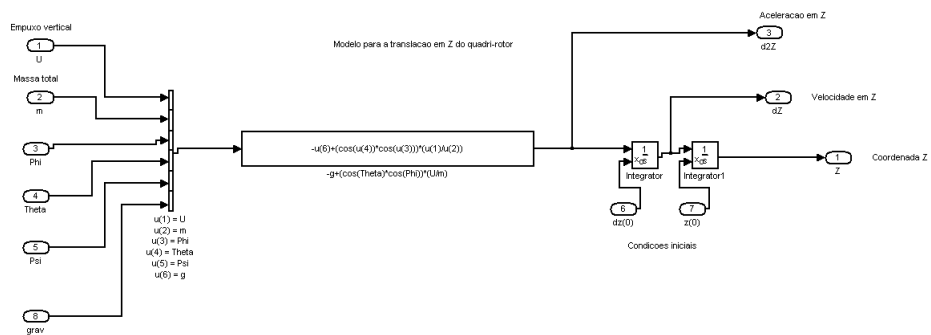


Fig. III.14: Dinâmica de translação no eixo z.

III.3 Bloco 3: altímetro usando sonar

A medição da altitude do quadrirrotor é feita indiretamente por meio do sonar LV-MaxSonar®-EZ1™, da MaxBotix®. Como este está fixamente preso à base do quadrirrotor¹, uma mesma altura pode corresponder a uma infinidade de leituras do sonar, dependendo da atitude do quadrirrotor. Para compreender como a altitude é extraída das leituras do sonar, considere um vetor $v = [0 \ 0 \ s]^T$, que representa a medição de uma distância s para baixo no sistema de coordenadas \mathbb{B} . Para ângulos de inclinação ϕ , θ e ψ genéricos, a projeção (a menos de translações) de v no sistema de coordenadas \mathbb{E} , v_{rot} , é dada pelo produto de v pela matriz (3.1). O resultado é idêntico àquele de (3.70) trocando-se U por s e é dado por

$$v_{rot} = R_{\phi\theta\psi} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi) + \sin(\psi) \sin(\phi) \\ \sin(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi) - \sin(\phi) \cos(\psi) \\ \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} \times s. \quad (\text{III.1})$$

Conclui-se da Eq. (III.1) que a expressão da altura h do quadrirrotor em função da leitura s do sonar é dada por

$$h = s \cos(\phi) \cos(\theta), \quad -\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}, \quad -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}. \quad (\text{III.2})$$

O *Bloco3* apenas implementa a Eq. (III.2), acrescentando a ela, opcionalmente, um ruído branco gaussiano com média nula e variância igual àquela do sonar. A Fig. III.15 mostra o *Bloco3* no ambiente de simulação, sua saída e a chave de habilitação de ruído, enquanto a Fig. III.16 ilustra os componentes que formam este bloco. Suas entradas e saídas são:

- *height*: coordenada z do quadrirrotor;
- *Theta*: ângulo de arfagem;
- *Phi*: ângulo de rolagem;
- *Enable Noise*: habilita (1) ou não (0) o ruído gaussiano que soma-se à saída do altímetro;
- *d*: leitura do altímetro [m].

III.4 Bloco 4: controlador de atitude

Último bloco que compõe o simulador, responsável pelo controle da atitude e da altitude fornecidas pelo *Bloco2*. Sua estrutura interna é a mera reprodução, em blocos do *Simulink*, das equações desenvolvidas em 3.9. Uma versão diferente do *Bloco4* corresponde a cada um dos controladores apresentados na referida seção para estabilização da atitude e da altitude do quadrirrotor. Suas

¹No centro geométrico e voltado para baixo.

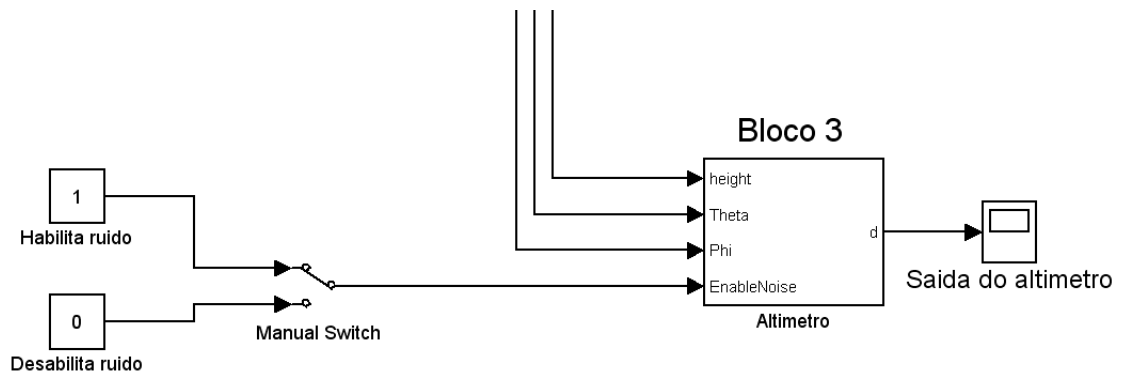


Fig. III.15: Bloco3 inserido no simulador.

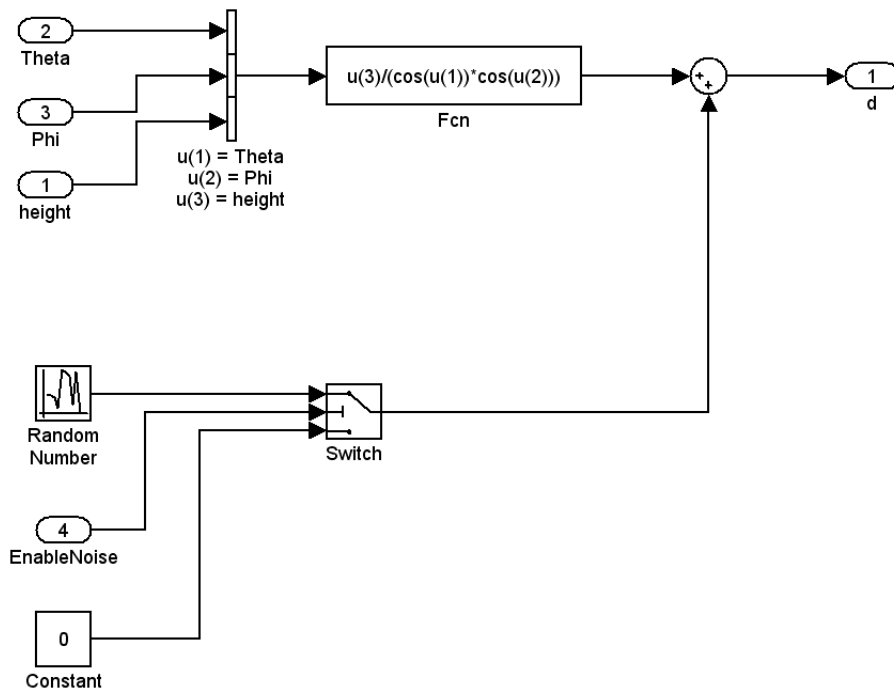


Fig. III.16: Componentes internos do Bloco3.

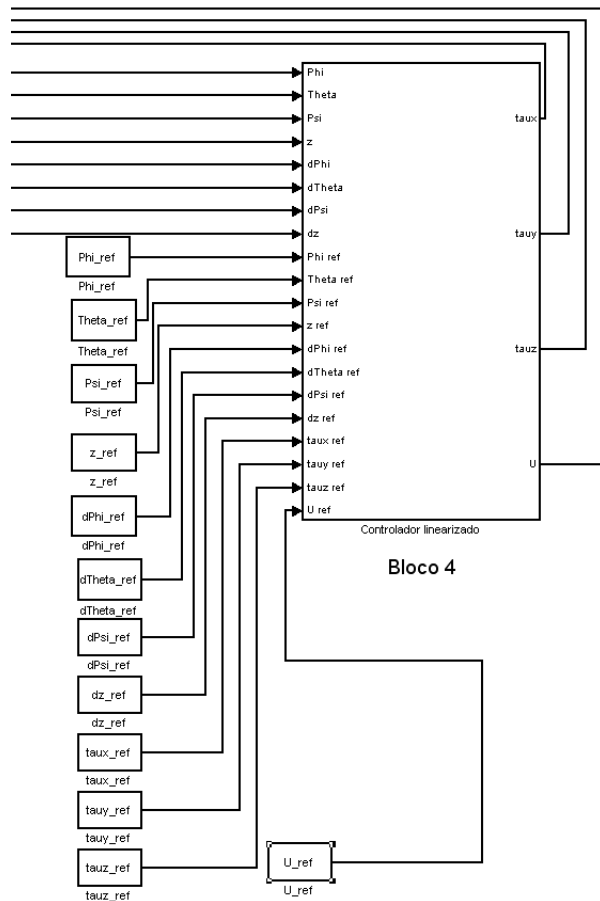


Fig. III.17: Bloco4 correspondente ao controlador por linearização de estado.

entradas, além das variáveis já apresentadas no detalhamento de blocos anteriores, incluem os valores de referência (ver \bar{x} e \bar{u} em 3.9.1). Estes valores podem ser facilmente identificados pelo nome da variável de estado seguido de *ref*. Ambas as versões do *Bloco4* contêm as seguintes saídas:

- τ_{aux} : torque a ser aplicado em torno do eixo x (rolagem);
- τ_{aux} : torque a ser aplicado em torno do eixo y (arfagem);
- τ_{aux} : torque a ser aplicado em torno do eixo z (guinada);
- U : empuxo vertical.

Nas Figs. III.17 e III.18 vê-se, nesta ordem, o bloco correspondente ao controle por linearização de estado inserido no ambiente do simulador e a sua respectiva estrutura interna. As Figs. III.19 e III.20 contêm as mesmas informações, mas para a estratégia PID de controle.

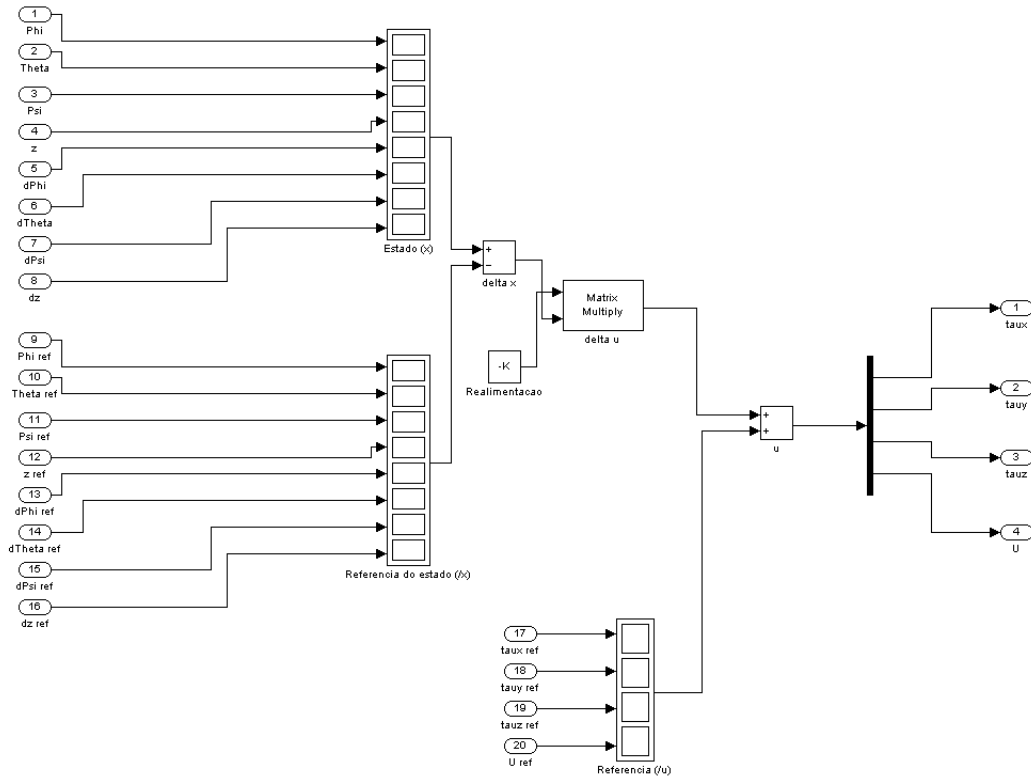


Fig. III.18: Estrutura interna do controlador por linearização de estado.

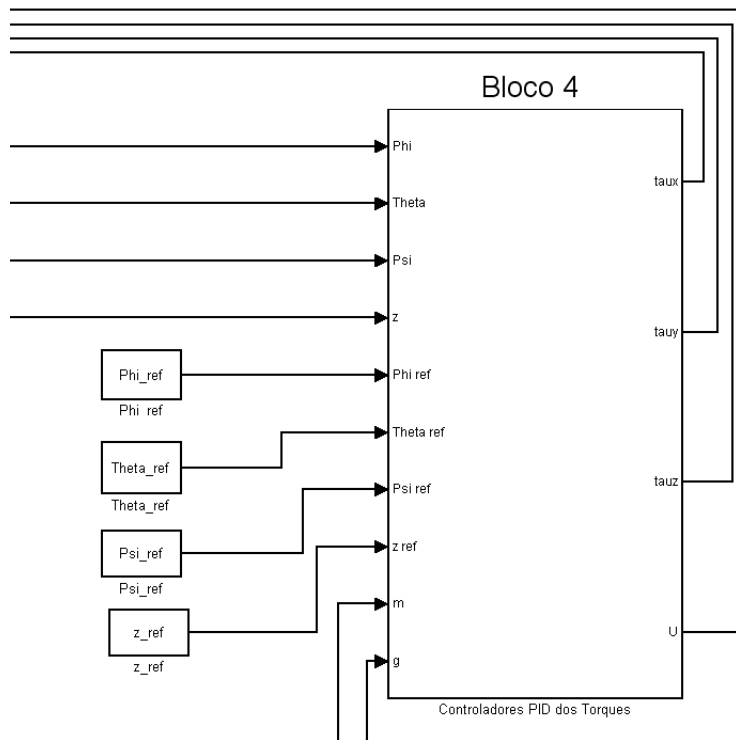


Fig. III.19: Múltiplos controladores PID para controle da atitude e da altitude.

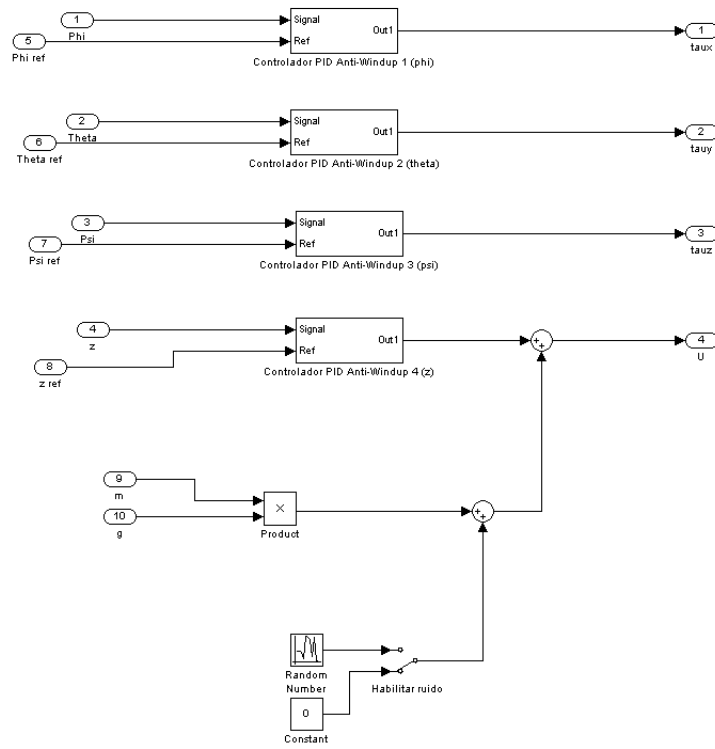


Fig. III.20: Componentes internos do controlador por múltiplos PIDs.

IV. DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO DVD

O DVD que acompanha este trabalho contém material complementar ao seu conteúdo. Seu objetivo principal é servir de auxílio a futuros projetos que venham a ser desenvolvidos no quadricóptero. Procurou-se nele resumir os resultados mais importantes e as ferramentas mais úteis. Uma breve descrição do conteúdo de cada uma das pastas de seu diretório raiz segue:

- ARM: material concernente à programação do microcontrolador ARM AT91SAM7S64, além de documentação auxiliar e códigos em C++ para comunicação serial RS-485 no ambiente Windows;
 - Documentos: manuais do AT91, notas técnicas e planilhas de documentação de resultados;
 - Projetos: códigos em C para programação do AT91;
 - serialcomm_w32: códigos em C++ para comunicação serial RS-485 no ambiente Windows;
 - Biblioteca_navegacao: funções em C para realizar a estimação da orientação espacial do quadricóptero.
- Artigos: material de pesquisa e revisão bibliográfica utilizado durante o trabalho;
- Esquemáticos: diagramas esquemáticos da placa do microcontrolador, da placa de sensores e dos sensores de rotação;
- Figuras: figuras que fazem parte do texto do trabalho;
- HiModel_ESC: manual dos ESCs utilizados para acionamento dos motores sem escovas;
- Manuais: manuais dos principais componentes eletrônicos;
- Maple: contém o *worksheet* onde foram feitas as manipulações algébricas necessárias ao isolamento dos termos de mais alta ordem no modelo matemático da dinâmica do quadricóptero. Contém também outros desenvolvimentos matemáticos que foram aplicados no Capítulo 3;
- Matlab: contém os três simuladores desenvolvidos para o Matlab® neste trabalho, além de arquivos do *Simulink* para a comunicação do Matlab com o AT91 e para controle do quadricóptero via *joystick*;
 - Controlador_Linearizado: simulação do desempenho do controlador de estabilização baseado em linearização de modelo em torno de ponto de operação;
 - Controlador_PID: o mesmo que o anterior, porém para os controladores de estabilização PID;
 - Simulador_Navegacao: simula o desempenho de diversos algoritmos de estimação de orientação espacial

- Controle_Joystick (em desenvolvimento): arquivo do *Simulink* para transmissão de referências ao quadricóptero por meio de um *joystick* ligado ao PC;
 - Comunicador_Dados (em desenvolvimento): concentra as funções de transmissão de referências ao quadricóptero por meio de um *joystick* e de recepção de dados de vôo.
-
- Projeto_Mecanico: desenhos técnicos do chassi do quadricóptero e planilha de auxílio no cálculo de momentos de inércia;
 - Resultados_Experimentais: dados coletados durante as experiências que deram origem aos resultados apresentados no Capítulo 4;
 - Sensores: manuais e esquemáticos dos componentes da placa de sensores do quadricóptero;
 - Videos_e_fotos: registros fotográficos e filmes das etapas de desenvolvimento do quadricóptero, além da filmagem de parte da apresentação do projeto final;
 - Wireless: manuais dos módulos sem-fio Bluetooth e TRF-24G.