

Laboratório de Sistemas de Computação e Robótica - CORO  
Departamento de Engenharia Eletrônica  
Universidade Federal de Minas Gerais  
Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901 Belo Horizonte, MG Brasil  
Fone: +55 3409-3430

---

# Desenvolvimento de uma Cabeça Sensora para Veículos Aéreos Não-Tripulados

---

**Rogério Rodrigues Lima**

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

**Orientador:** Prof. Leonardo Antônio Borges Tôrres, Doutor

Belo Horizonte, fevereiro de 2013



---

---

# Dedicatória

---

*À minha mãe, pelo amor e carinho.*

*Ao meu pai, pela serenidade e companheirismo.*

*Ao meu irmão, pela amizade.*

*E às minhas avós (in memoriam), pelos exemplos de vida e fé...*



---

# Agradecimentos

---

Registro aqui os meus profundos e sinceros agradecimentos a todos aqueles que me ampararam, acolheram e ajudaram nesta etapa.

Inicialmente, agradeço ao meu orientador, o Prof. Leonardo Tôrres. Um homem com um grau de sabedoria incomensurável, humilde, educado, competente e dedicado. Além de ser um excelente profissional, é um amigo que aconselhou e incentivou, com sábias palavras, em certos momentos de dificuldade e frustração pelos quais passei durante este período. Como não poderia ser diferente, orientou-me de forma brilhante neste mestrado e tenho imensa felicidade em agradecê-lo por esta oportunidade.

Aos professores Paulo Iscold, Guilherme Pereira, Mário Campos, Marcos Severo, Luciano Pimenta, Ricardo Duarte, Bruno Otávio e à equipe do Projeto VANT que contribuíram no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço também aos colegas da pós-graduação que me trouxeram momentos de descontração e aprendizado. Aos colegas dos laboratórios MACSIN e CORO, onde passei grande parte do tempo, em especial a Wendy. Também agradeço aos que me ajudaram no desenvolvimento do meu trabalho, em especial ao Dimas, Jullierme, Julliardy, Igor Malaquias, Antônio Rafael (Toninho), Gilberto (de Manaus), Wolmar (Verlab), Tiago Arruda, Víctor Costa, Plínio, Gustavo Avellar, Gabriel Ribeiro...

À minha família pela compreensão da minha ausência e indisponibilidade em alguns momentos. À minha namorada e a sua família por todo apoio.

Às agências de fomento à pesquisa CAPES, CNPq e FINEP pelo apoio financeiro e ao PPGEE/UFMG.

A Deus.



---

---

# Sumário

---

<b>Resumo</b>	<b>xi</b>
<b>Abstract</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xix</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxi</b>
<b>Lista de Abreviações</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Contexto . . . . .	3
1.2 Motivação . . . . .	3
1.3 Objetivos . . . . .	4
1.4 Organização do Texto . . . . .	4
<b>2 Revisão Bibliográfica</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução . . . . .	5
2.2 Definições . . . . .	5
2.2.1 Sistemas de Referência . . . . .	6
2.2.2 Ângulos de Euler . . . . .	8
2.2.3 Matriz de Cossenos Diretores . . . . .	8
2.2.4 Quatérnios . . . . .	9
2.2.5 Transformação entre Referenciais . . . . .	11

2.3	Equações de Movimento . . . . .	12
2.3.1	Equações Cinemáticas . . . . .	13
2.3.2	Equações Dinâmicas . . . . .	14
2.4	Sensores . . . . .	15
2.4.1	Acelerômetros MEMS . . . . .	16
2.4.2	Girômetros MEMS . . . . .	17
2.4.3	Magnetômetros . . . . .	18
2.4.4	Sensores de pressão . . . . .	19
2.4.5	Receptor GPS . . . . .	21
2.5	Sistemas de Instrumentação e Navegação para VANTs . . . . .	23
2.5.1	CloudCap Technology: Crista IMU . . . . .	24
2.5.2	CH Robotics: UM6 . . . . .	25
2.5.3	Crossbow: ANC1000 . . . . .	26
2.5.4	VectorNAV: VN-100(T) . . . . .	26
2.5.5	CloudCap Technology: Piccolo II ou SL . . . . .	27
2.5.6	L-3 Unmanned Systems: flightTEK SMC . . . . .	27
2.5.7	MicroPilot: Família MP . . . . .	28
2.5.8	Procerus: Kestrel Autopilot v2.4 . . . . .	29
2.5.9	UAV Navigation: AP04 . . . . .	30
2.5.10	weControl: wePilot2000 . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Projeto da Cabeça Sensora</b>	<b>33</b>
3.1	Introdução . . . . .	33
3.2	Desenvolvimento do <i>Hardware</i> . . . . .	33
3.2.1	Requisitos Mínimos . . . . .	33
3.2.2	Arquitetura . . . . .	35
3.2.3	Módulo de Processamento – DSP . . . . .	37
3.2.4	Módulo de Instrumentação – Sensores . . . . .	38
3.2.5	Módulo de Acionamento – Atuadores . . . . .	40
3.2.6	Módulo de Energia – Fontes de Alimentação . . . . .	42
3.2.7	Projeto Eletrônico . . . . .	43

3.3	Desenvolvimento do <i>Firmware</i> . . . . .	46
3.3.1	Programa Principal – <i>main()</i> . . . . .	46
3.3.2	Sistema de Temporização da Cabeça Sensora . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Algoritmos de Fusão Sensorial</b> . . . . .	<b>51</b>
4.1	Introdução . . . . .	51
4.2	Modelagem dos Sensores . . . . .	51
4.2.1	Modelo dos Sensores Triaxiais . . . . .	52
4.2.2	Modelo dos Sensores Uniaxiais . . . . .	53
4.2.3	Parâmetros dos Modelos . . . . .	54
4.3	Algoritmos de Fusão Sensorial para Estimação de Atitude . . . . .	58
4.3.1	Filtragem Complementar . . . . .	59
4.3.2	Filtragem de Kalman . . . . .	60
4.3.3	Algoritmo NLCF . . . . .	62
4.3.4	Algoritmo EKF-7s . . . . .	63
4.3.5	Algoritmo <i>mEKF-4s</i> . . . . .	66
4.3.6	Algoritmo <i>mEKF-7s</i> . . . . .	70
4.4	Simulações . . . . .	72
4.5	Considerações Práticas de Implementação do Algoritmo Escolhido . . . . .	75
4.5.1	Minimização de Multiplicações Matriciais . . . . .	76
4.5.2	Cálculo Escalar do Ganho de Kalman . . . . .	78
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b> . . . . .	<b>81</b>
5.1	Introdução . . . . .	81
5.2	Geração e Validação do Código Embarcado . . . . .	82
5.3	Tempo de Execução das Rotinas . . . . .	83
5.4	Teste do Sistema de Temporização . . . . .	88
5.5	Estimação de Atitude através do Algoritmo <i>mEKF-7s</i> . . . . .	89
5.5.1	Testes em bancada . . . . .	90
5.5.2	Testes em uma bicicleta . . . . .	92
5.5.3	Sintonia do Algoritmo <i>mEKF-7s</i> . . . . .	95

<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>99</b>
6.1	Sistemas de Instrumentação para VANTs . . . . .	99
6.2	Projeto da Cabeça Sensora . . . . .	99
6.3	Algoritmos de Fusão Sensorial . . . . .	100
6.4	Considerações Finais . . . . .	101
6.5	Propostas de Trabalhos Futuros . . . . .	101
	<b>Bibliografia</b>	<b>107</b>
<b>A</b>	<b>Variância de Allan</b>	<b>109</b>
<b>I</b>	<b>Projeto Eletrônico da Cabeça Sensora</b>	<b>119</b>
I.1	Placa Principal – Placa da Cabeça Sensora . . . . .	119
I.1.1	Interface de Programação . . . . .	120
I.1.2	Interface Analógica – Conversor A/D . . . . .	120
I.1.3	Interface de Entrada – Botões . . . . .	121
I.1.4	Interface de Saída – LEDs . . . . .	121
I.2	Placa Auxiliar #1 – Placa do Rádio- <i>modem</i> . . . . .	121
I.3	Placa Auxiliar #2 – Placa de Acionamento . . . . .	122
I.4	Diagramas Esquemáticos . . . . .	123

---

# Resumo

---

Veículos Aéreos Não-Tripulados (VANTs) têm sido foco de muitas pesquisas nos últimos anos, devido ao grande número de aplicações potenciais para robôs aéreos, nos campos civil e militar. Entretanto, os sistemas eletrônicos comercialmente disponíveis para essa classe de veículos em geral são caros, e a importação dos mesmos de outros países para o Brasil pode estar sujeita a severas restrições.

Neste trabalho, apresenta-se o desenvolvimento de um sistema de instrumentação eletrônica embarcada, doravante denominado "Cabeça Sensora", objetivando alcançar características equivalentes as dos sistemas comerciais, mas como uma plataforma nacional de baixo custo e aberta, que possa ser facilmente reproduzida em outras instituições de ensino ou pesquisa.

O sistema proposto é capaz de estimar ângulos de atitude e contém diversos sensores, tais como sensores inerciais (acelerômetros e girômetros), magnetômetros, receptor GPS, sensores de pressão estática e dinâmica, necessários para aplicações de navegação inercial, guiagem e controle de veículos aéreos. São abordados os desenvolvimentos de hardware e de firmware, que incluem a implementação de um algoritmo de fusão sensorial para estimação de atitude.

Quatro algoritmos de fusão sensorial foram avaliados em ambiente de simulação, e os respectivos resultados comparados para se determinar aquele que, com base no seu desempenho, foi posteriormente implementado na Cabeça Sensora.

Finalmente, resultados experimentais obtidos com um protótipo da Cabeça Sensora são apresentados e analisados.



---

---

# Abstract

---

Unmanned Aerial Vehicles have been recently the focus of numerous research projects due to the great number of potential civilian and military applications of aerial robots. However, the commercially available electronic systems used in the control of such vehicles are, in general, very expensive, and to import them from foreign countries can be subjected to strong restrictions.

In this work the development of an embedded electronic instrumentation system, hereafter called Sensor Head, is presented. The objective is to provide a Brazilian open design that has similar characteristics to those commercially available systems, such that it can be reproduced in other research and educational institutions.

The developed system is capable of attitude estimation, and it is comprised by many sensors such as accelerometers, gyros, magnetometers, GPS receiver, static and dynamic pressure sensors, all of them necessary to accomplish control, guidance and navigation tasks for aerial vehicles. Both the hardware and firmware development processes are addressed, particularly the implementation of a sensor fusion algorithm for attitude estimation. Four sensor fusion algorithms were evaluated in order to choose the most appropriate to be implemented in the Sensor Head.

Finally, experimental results are provided in order to show the quality of the developed Sensor Head embedded system.



---

# Lista de Figuras

---

1.1	Exemplos de alguns VANTs em operação. . . . .	2
2.1	Ilustração dos sistemas de referências usados. . . . .	7
2.2	Ilustração dos ângulos de Euler. . . . .	9
2.3	Cossenos diretores. . . . .	10
2.4	Ilustração da rotação do vetor. . . . .	11
2.5	Modelo físico de um acelerômetro mecânico de um eixo. . . . .	16
2.6	Foto de um acelerômetro MEMS capacitivo. . . . .	17
2.7	Ilustração do efeito de <i>Coriolis</i> aplicado aos girômetros. . . . .	18
2.8	Ponte de Wheatstone para amplificação do sinal de uma estrutura AMR. . . . .	19
2.9	Ilustração de uma estrutura piezorresistiva . . . . .	19
2.10	Ilustração da composição dos sinais GPS. . . . .	22
2.11	Imagem da IMU Crista da Crossbow. . . . .	24
2.12	AHRS UM6 da CH Robotics. . . . .	25
2.13	AHRS ANC1000 da Moog Crossbow. . . . .	26
2.14	AHRS VN-100(T) da VectorNAV. . . . .	27
2.15	Piloto-Automático flightTEK SMC da L-3 Unmanned Systems. . . . .	28
2.16	Piloto-Automático MP2028 <sup>xp</sup> da MicroPilot. . . . .	29
2.17	Piloto-Automático Kestrel v2.4 da Procerus Technology. . . . .	29
2.18	Piloto-Automático AP04 da UAV Navigation. . . . .	30
3.1	Visão geral do sistema embarcado. . . . .	35
3.2	Ilustração detalhada da arquitetura da Cabeça Sensora. . . . .	37
3.3	Diagrama lógico da chave de segurança seletora do Modo de Voo. . . . .	42
3.4	Ilustração da arquitetura física da Cabeça Sensora. . . . .	44
3.5	Circuito de condicionamento de sinal para o ADC. . . . .	45
3.6	Resposta em frequência do filtro <i>anti-aliasing</i> . . . . .	46
3.7	Fluxograma do programa principal executado pela Cabeça Sensora. . . . .	48
3.8	Diagrama do Sistema de Temporização da Cabeça Sensora. . . . .	50
4.1	Diagrama de blocos do modelo dos sensores triaxiais. . . . .	52
4.2	Diagrama de blocos do modelo dos sensores uniaxiais. . . . .	53
4.3	Ilustração do desalinhamento entre os eixos dos sensores triaxiais. . . . .	55
4.4	Fluxograma de sinais simplificado do Algoritmo NLCF. . . . .	64
4.5	Diagrama de blocos do Algoritmo EKF-7s. . . . .	65

4.6	Diagrama de blocos do Algoritmo <i>mEKF-4s</i> . . . . .	66
4.7	Diagrama de blocos do Algoritmo <i>mEKF-7s</i> . . . . .	72
4.8	Fluxograma da etapa de simulação. . . . .	73
4.9	Atitude estimada relativa ao Voo 1. . . . .	74
4.10	Polarização estimada dos girômetros relativa ao Voo 1. . . . .	75
4.11	Atitude estimada relativa ao Voo 2. . . . .	76
4.12	Atitude estimada relativa ao Voo 3. . . . .	77
5.1	Protótipo da Cabeça Sensora. . . . .	82
5.2	Tempo de coleta de dados do Módulo de Instrumentação. . . . .	84
5.3	Tempo de processamento das sentenças do GPS. . . . .	85
5.4	Tempo de processamento do EKF. . . . .	87
5.5	Tempo total de execução da <i>Rotina Principal</i> . . . . .	88
5.6	Teste do Sistema de Temporização. . . . .	90
5.7	Atitude estimada em condição estática e sem compensação da aceleração. . . . .	91
5.8	Análise dos resíduos da série de inovação. . . . .	92
5.9	Atitude estimada em condição dinâmica com compensação da aceleração. . . . .	93
5.10	Imagem do local onde foram realizados os testes com a bicicleta. . . . .	94
5.11	Atitude estimada em condição dinâmica sem compensação da aceleração. . . . .	95
5.12	Ângulo de rolamento estimado a partir da gravidade. . . . .	96
5.13	Autocorrelação do vetor de <i>inovação</i> antes da sintonia do EKF. . . . .	97
5.14	Autocorrelação do vetor de <i>inovação</i> após a sintonia do EKF. . . . .	97
A.1	Exemplo de gráfico da Variância de Allan. . . . .	111
A.2	Conjunto de 1301500 pontos de dados dos acelerômetros. . . . .	112
A.3	Variância de Allan para a aceleração $a_x$ do acelerômetro. . . . .	113
A.4	Variância de Allan para a aceleração $a_y$ do acelerômetro. . . . .	113
A.5	Variância de Allan para a aceleração $a_z$ do acelerômetro. . . . .	114
A.6	Conjunto de 1301500 pontos de dados dos girômetros. . . . .	114
A.7	Variância de Allan para a velocidade angular $p$ do girômetro. . . . .	115
A.8	Variância de Allan para a velocidade angular $q$ do girômetro. . . . .	115
A.9	Variância de Allan para a velocidade angular $r$ do girômetro. . . . .	116
A.10	Conjunto de 1301500 pontos de dados dos magnetômetros. . . . .	116
A.11	Variância de Allan para o campo magnético $H_x$ do magnetômetro. . . . .	117
A.12	Variância de Allan para o campo magnético $H_y$ do magnetômetro. . . . .	117
A.13	Variância de Allan para o campo magnético $H_z$ do magnetômetro. . . . .	118
I.1	PCI da Cabeça Sensora. . . . .	119
I.2	PCI da Placa do Rádio-modem. . . . .	122
I.3	PCI da Placa de Acionamento. . . . .	123
I.4	Diagrama esquemático (folha 01) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora. . . . .	124
I.5	Diagrama esquemático (folha 02) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora. . . . .	124
I.6	Diagrama esquemático (folha 03) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora. . . . .	125
I.7	Diagrama esquemático (folha 04) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora. . . . .	125
I.8	Diagrama esquemático (folha 05) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora. . . . .	126
I.9	Diagrama esquemático (folha 06) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora. . . . .	126

- I.10 Diagrama esquemático (folha 07) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.127
- I.11 Diagrama esquemático (folha 08) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.127
- I.12 Diagrama esquemático (folha 09) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.128
- I.13 Diagrama esquemático (folha 10) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.128
- I.14 Diagrama esquemático (folha 11) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.129



---

# Lista de Tabelas

---

2.1	Características dos sistemas de instrumentação . . . . .	32
3.1	Requisitos mínimos para a Cabeça Sensora. . . . .	34
3.2	Configuração dos sensores do Módulo de Instrumentação. . . . .	41
3.3	Tabela-verdade do bloco Seletor <i>Manual/Auto</i> . . . . .	42
3.4	Configuração dos periféricos do DSP. . . . .	47
4.1	Valores típicos dos parâmetros dos sensores. . . . .	56
4.2	Variâncias relativas às medições do GPS. . . . .	57
4.3	Variância dos sensores obtidas experimentalmente. . . . .	57
4.4	Polarização dos acelerômetros e girômetros. . . . .	58
4.5	Definição das nomenclaturas dos algoritmos. . . . .	62
4.6	Principais Características dos Algoritmos . . . . .	62
4.7	Erro médio da atitude estimada. . . . .	78
4.8	Erro médio quadrático da atitude estimada. . . . .	78
5.1	Tempo de execução das principais rotinas da Cabeça Sensora. . . . .	86
5.2	Utilização da memória interna do DSP. . . . .	88



---

## Lista de Símbolos

---

$\phi$	Ângulo de rolamento;
$\theta$	Ângulo de arfagem;
$\psi$	Ângulo de guinada ou proa;
$a_x$	Aceleração linear em relação ao eixo-x;
$a_y$	Aceleração linear em relação ao eixo-y;
$a_z$	Aceleração linear em relação ao eixo-z;
$p_N$	Componente da localização espacial (latitude) no Referencial NED;
$p_E$	Componente da localização espacial (longitude) no Referencial NED;
$p_D$	Componente da localização espacial (altitude) no Referencial NED;
$V_N$	Componente da velocidade na direção norte no Referencial NED;
$V_E$	Componente da velocidade na direção leste no Referencial NED;
$V_D$	Componente da velocidade na direção vertical no Referencial NED;
$U$	Componente da velocidade no eixo-x no Referencial do Veículo;
$V$	Componente da velocidade no eixo-y no Referencial do Veículo;
$W$	Componente da velocidade no eixo-z no Referencial do Veículo;
$p$	Velocidade angular em relação ao eixo-x no Referencial do Veículo;
$q$	Velocidade angular em relação ao eixo-y no Referencial do Veículo;
$r$	Velocidade angular em relação ao eixo-z no Referencial do Veículo;
$C_{b/n}$	Matriz de rotação do Referencial do Veículo ( $F_b$ ) para o Referencial NED ( $F_n$ );
$P$	Matriz de covariância do erro de estimação do EKF;
$Q$	Matriz de covariância de processo;
$R$	Matriz de covariância de medição;
$S_t$	Matriz de fator de escala para os sensores triaxiais;
$R_t$	Matriz de desalinhamento entre os eixos de medição dos sensores triaxiais;
$V_s$	Módulo da velocidade em relação ao solo [km/h] obtida do receptor GPS;
$\psi_{GPS}$	Ângulo de guinada no Referencial NED em [graus] obtido do receptor GPS;
$h_{GPS}$	Altitude em relação ao nível do mar [m] obtida do receptor GPS;
$T_{GPS}$	Período de amostragem do GPS;
$\mathbf{e}$	Vetor de elementos do quatérnio;
$\mathbf{x}_k$	Vetor de estados no instante $k$ ;
$\mathbf{u}_k$	Vetor de entrada no instante $k$ ;
$\mathbf{g}$	Vetor da aceleração da gravidade;



---

## Lista de Abreviações

---

A/D	Analógico para Digital;
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter;</i>
AHRS	<i>Attitude and Heading Reference System;</i>
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit;</i>
BEC	<i>Battery Eliminator Circuit;</i>
bps	bits por segundo;
CM	Centro de Massa;
CI	Circuitos Integrados;
CPU	<i>Central Processing Unit ;</i>
DCM	<i>Direction Cosine Matrix;</i>
EKF	<i>Extended Kalman Filter;</i>
E/S	Entrada/Saída;
ESC	<i>Electronic Speed Controller;</i>
ESD	<i>Electrostatic Discharge;</i>
FIFO	<i>First-In-First-Out;</i>
GN&C	<i>Guidance Navigation and Control;</i>
GLONASS	<i>Global Orbiting Navigation Satellite System;</i>
GPS	<i>Global Positioning System;</i>
HIL	<i>Hardware-In-the-Loop;</i>
ICSP	<i>In-Circuit Serial Programming;</i>
ISR	<i>Interrupt Service Routine;</i>
IMU	<i>Inertial Measurement Unit;</i>
JTAG	<i>Joint Test Action Group;</i>
LSB	<i>Least Significant Bit;</i>
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical System;</i>
RAM	<i>Random Access Memory;</i>
RMS	<i>Root Mean Square;</i>
RC	Rádio-Controle;
SPI	<i>Serial Peripheral Interface;</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle;</i>
VANT	Veículo Aéreo Não-Tripulado;
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter;</i>



# Introdução

---

*“The higher we soar, the smaller we appear to those who cannot fly.”*

Friedrich Wilhelm Nietzsche (1844 - 1900)

Nos últimos anos o interesse sobre os Veículos Aéreos Não-Tripulados (VANTs) tem aumentado consideravelmente tanto para aplicações militares quanto para civis. Um VANT é uma aeronave, de asa fixa ou rotativa, capaz de voar autonomamente ou pilotada remotamente, sem que haja tripulação a bordo da mesma, e que ainda seja reutilizável. Dessa forma, mísseis não enquadram nesta categoria pois são usados uma única vez [Sullivan, 2006]. O interesse sobre VANTs está fundamentado em diversas vantagens que este tipo de aeronave têm em relação àquelas tripuladas; a principal delas é a ausência da tripulação. Nesse cenário, várias restrições impostas pelos limites físicos do ser humano são eliminadas, como o tempo de voo em missões de longa duração; manobras aéreas arriscadas e não suportadas pelo ser humano; e tarefas em áreas na iminência de contaminação química e/ou nuclear, etc. Outra vantagem da ausência de tripulação a bordo é a redução da carga-paga (*payload*) do sistema, o que permite reduzir o tamanho e o peso do VANT com a redução direta dos requisitos energéticos da aeronave [Chao et al., 2007].

Inicialmente, os VANTs foram desenvolvidos para aplicações militares para reconhecimento de áreas, alvos e lançamento de bombas. Por muito tempo, o uso destas aeronaves era em grande parte restrita ao uso militar, uma vez que era caro e dispendioso iniciar e manter projetos com VANTs. As figuras 1.1c) e 1.1d) mostram exemplos dessa categoria de VANTs. No entanto, com o rápido avanço das tecnologias usadas nesses veículos, os custos de desenvolvimento, manutenção e operação reduziram-se consideravelmente, permitindo que essa classe de veículos fossem também aplicados no campo civil. Nessa área, os VANTs podem ser usados para monitoramento de tráfego terrestre e fronteiras; sensoriamento remoto; mapeamento digital; missões de busca e resgate; identificação de focos de incêndio; vigilância; aplicações de pesquisa; entretenimento em jogos de realidade aumentada etc.

Um sistema de pilotagem automática, com mínima ou até mesmo nenhuma assistência humana, é indispensável na operação de VANTs. Sistemas deste tipo consistem de elementos de *hardware* e de *software*, que atuando em conjunto, permitem navegar, guiar e controlar tais veículos. Um piloto automático, por definição, é um sistema

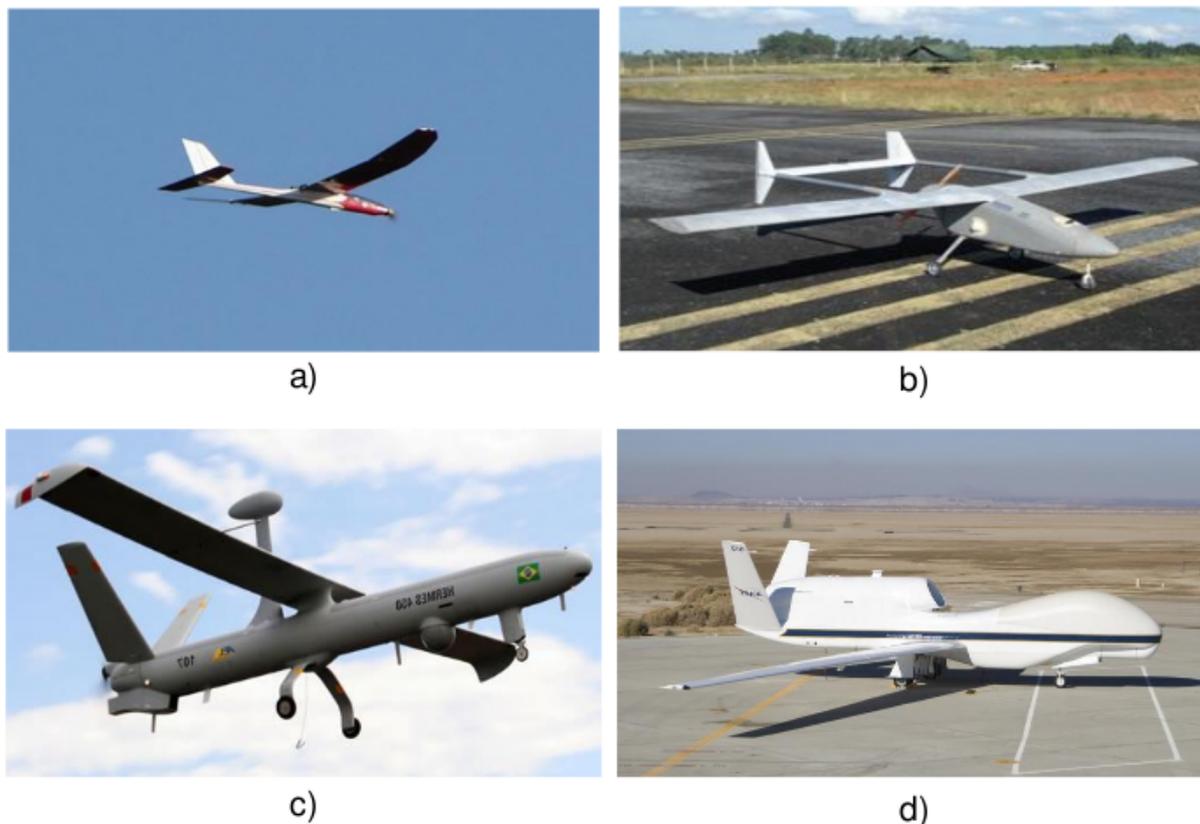


Figura 1.1: a) VANT AqVS – Desenvolvido pela UFMG. b) VANT WatchDog – Desenvolvido pela UFMG. c) VANT Hermes 450 – Fabricado pela empresa israelense *Elbit Systems*. d) VANT RQ-4 Global Hawk – Fabricado pela empresa *Northrop Grumman Corporation*.

de controle em malha fechada composta por duas partes: o *observador de estados* e o *controlador*. Neste contexto, a Cabeça Sensora executa a função do *observador de estados*, enquanto que um processador externo implementa o *controlador*. Com isso, observa-se que para cada aplicação, seja ela civil ou militar, os requisitos, tantos de *hardware* quanto de *software* de um sistema VANT podem ser diferentes [Abdelfatah et al., 2011], o que implica em uma vasta combinação dos componentes que o compõe, tais como: a plataforma aérea, sensores, arquitetura eletrônica, algoritmos de fusão sensorial e de guiagem, navegação e controle (GN&C) etc. Sendo assim, são apresentados nos capítulos seguintes as especificações, avaliações e escolhas dos elementos envolvidos no projeto da Cabeça Sensora.

## 1.1 Contexto

A UFMG vem realizando, desde 2004, projetos de pesquisa e desenvolvimento de VANTs. Dentre estes projetos, destacam-se o projeto SiDeVAAN que gerou a plataforma aérea Watchdog mostrado na Figura 1.1b), um VANT para carga de 40 kgf. Além do Watchdog, foi desenvolvido também o AqVS [Iscold et al., 2010], visto Figura 1.1a), o primeiro mini-VANT com lançamento manual (*hand-launched*) totalmente desenvolvido no Brasil e que possui mais de 150 voos autônomos realizados até o presente momento.

Tendo em vista a experiência adquirida pela UFMG nesta área, esta instituição, em parceria com a Universidade do Federal do Amazonas (UFAM) e com a empresa aeronáutica Aeromot/Fibraer, submeteu uma proposta para obtenção de apoio financeiro à FINEP, por meio do Fundo Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FNDCT), no âmbito do Plano Nacional de Ciência e Tecnologia da Chamada Pública/MCT/FINEP - CT-AERO - VANT 01/2009, para o desenvolvimento de um sistema de mini-VANTs, ao qual foi aceito.

O projeto proposto consiste da construção de uma frota de mini-VANTs capazes de executar missões colaborativas (múltiplos agentes) com suporte de estações de solo móveis. Para tal, o projeto contempla cinco atividades que quando integradas, conceberão o sistema proposto. Estas atividades são: o desenvolvimento da *plataforma aérea*; desenvolvimento de uma *estação de solo*; desenvolvimento de um *sistema de controle e navegação*; desenvolvimento de *estratégias de guiagem e colaboração*; e o desenvolvimento de *sistema de monitoramento de missão*. No contexto do projeto, esta dissertação está diretamente relacionada com o desenvolvimento de um *sistema de controle e navegação*, ou seja, no projeto de um sistema eletrônico embarcado de instrumentação e controle.

## 1.2 Motivação

O desenvolvimento de uma Cabeça Sensora adequada aos VANTs do projeto trará como benefícios o domínio da tecnologia envolvida, e terá como consequência direta, a redução da dependência de sistemas comerciais estrangeiros, que podem ter severas restrições de importação para o Brasil.

Outra decorrente vantagem será a possibilidade de realização de testes de algoritmos de filtragem e fusão de dados, além daqueles de estratégias de guiagem, navegação e controle, uma vez que a plataforma de desenvolvimento será aberta. Estas características, em geral, não podem ser modificadas nos sistemas comerciais disponíveis, pois apresentam limitações de expansão, configuração e programação.

## 1.3 Objetivos

O objetivo geral desta dissertação é apresentar o projeto de um Sistema Embarcado de Instrumentação para um VANT, em consonância com os objetivos do projeto VANT/UFMG/UFAM. Propõe-se também a escolha de um algoritmo de fusão sensorial para estimação de atitude baseado em filtro de Kalman (KF).

Os objetivos específicos da dissertação são:

1. Apresentar a especificação dos sensores e do processador a serem usados;
2. Propor a arquitetura digital;
3. Implementar um algoritmo de fusão sensorial no sistema em desenvolvimento;
4. Apresentar o projeto do *hardware*;
5. Realizar testes e análises do sistema projetado.

## 1.4 Organização do Texto

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira: O Capítulo 2 é dedicado à revisão bibliográfica sobre as principais definições usadas no contexto de estimação de atitude, tais como suas representações e referenciais, além de expor os principais sistemas de instrumentação e controle dedicados aos VANTs comercialmente disponíveis. No Capítulo 3 é apresentado o projeto da Cabeça Sensora, incluindo o desenvolvimento do *hardware* e do *firmware*, mostrando as principais funcionalidades e recursos disponíveis no projeto. O Capítulo 4 indica o algoritmo de fusão sensorial para estimação de atitude escolhido, dentre quatro avaliados em ambiente de simulação, para ser implementado na Cabeça Sensora. O Capítulo 5 apresenta resultados de testes realizados no sistema protótipo com o objetivo de se avaliar o desempenho do mesmo. E por fim, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões e as propostas de continuidade para o trabalho iniciado.

# Revisão Bibliográfica

---

*“Knowledge is like money: to be of value it must circulate, and in circulating it can increase in quantity and, hopefully, in value.”*

Louis L'Amour (1908 - 1988)

## 2.1 Introdução

Neste capítulo são abordados os principais assuntos acerca do desenvolvimento da Cabeça Sensora. Inicialmente, são feitas as descrições matemáticas dos momentos e forças que atuam em uma aeronave se movendo na atmosfera. Para isso, são definidos os sistemas de referências comumente usados em sistemas de navegação, bem como a conversão das grandezas entre esses diferentes sistemas. A seguir são introduzidos os principais sensores utilizados em estimação de atitude e navegação inercial, abordando o princípio de funcionamento dos mesmos segundo a sua tecnologia de fabricação. Por fim, são levantados alguns dos muitos sistemas instrumentação e navegação para VANTs disponíveis no mercado atualmente.

## 2.2 Definições

No estudo de movimentos de veículos se deslocando em relação à Terra, via de regra são usados vetores, referenciais e sistemas de coordenadas de três dimensões que são definidos convenientemente para se referenciar tais veículos no espaço. Para isso, regras de notação e definições devem ser seguidas para expressar de forma clara e precisa a representação do movimento da aeronave no espaço. A notação usada neste trabalho adota como referência o livro-texto [Stevens and Lewis, 2003], a qual é revisitada a seguir.

- **Sistemas de Referência:** São sistemas que permitem estabelecer distâncias e orientações de um corpo rígido e são denotados pela letra  $F$  (do inglês *Frame*). Quando acompanhados por subscritos minúsculos representam sistemas de referências, e quando acompanhados por subscritos maiúsculos, representam um ponto;

- **Referencial Inercial:** São sistemas de referências aos quais se aplicam as leis de Newton cujo referencial usado é o sistema heliocêntrico, *i.e.*, a origem deste sistema está localizada no centro de massa (CM) do sol;
- **Sistema de Coordenadas:** São sistemas de coordenadas cartesianas, de três dimensões, usados como sistemas de localização de pontos no espaço, dentro de um sistema de referência qualquer;
- Vetores são escritos com fonte em negrito;
- Subscritos à direita da grandeza representam vetores de posição, velocidade, aceleração ou sistema de referência. O símbolo "/" no subscrito significa "em relação à (ao)".
- Sobrescritos à esquerda indicam o referencial em que a derivada é feita;
- Sobrescritos à direita denotam o sistema de coordenadas;
- O comprimento de um vetor será representado por barras verticais, por exemplo,  $|\mathbf{v}|$ .

Exemplos de notação:

$\mathbf{p}_{A/B}$  → vetor posição definido no ponto A em relação ao ponto B;

$\mathbf{v}_{A/i}$  → vetor velocidade do ponto A em relação ao referencial  $i$  ( $F_i$ );

${}^b\dot{\mathbf{v}}_{A/i}$  → derivada de  $\mathbf{v}_{A/i}$  (aceleração) em relação ao referencial  $b$  ( $F_b$ );

$\mathbf{v}_{A/i}^c = (\mathbf{v}_{A/i})^c$  → componentes de  $\mathbf{v}_{A/i}$  no sistema de coordenadas  $c$ ;

${}^b\dot{\mathbf{v}}_{A/i}^c$  → componentes da derivada no sistema de coordenadas  $c$  em relação ao referencial  $b$  ( $F_b$ );

## 2.2.1 Sistemas de Referência

**Referencial ECI:** O Referencial ECI (do inglês *Earth-Centered Inertial*) é um sistema de coordenadas na qual sua origem está localizada no centro de massa da Terra. Os eixos  $-x$  e  $-y$  estão contidos no plano equatorial, sendo que o eixo- $x$  aponta para o equinócio da primavera no hemisfério norte; o eixo- $z$  aponta na direção norte alinhado com o eixo de rotação terrestre; e o eixo- $y$  completa a regra da mão direita conforme a Figura 2.1. As coordenadas deste sistema são representadas por  $x_i$ ,  $y_i$  e  $z_i$  e o referencial por  $F_i$ .

**Referencial ECEF:** O Referencial ECEF (do inglês *Earth-Centered, Earth-Fixed*) é um sistema de coordenadas cuja origem também é localizada no centro da Terra (*Earth-Centered*) e os seus eixos estão fixos em relação à superfície terrestre (*Earth-Fixed*), motivo pelo qual este referencial rotaciona em relação ao Referencial ECI com velocidade angular  $\omega_e$  (Figura 2.1). O eixo- $z$  está alinhado com o eixo de

rotação da Terra e está apontado para o norte. O eixo- $x$  aponta para o ponto de interseção terrestre que ocorre na latitude e longitude  $0^\circ$ , *i.e.*, linha do Equador e meridiano de Greenwich, respectivamente. As coordenadas deste sistema são representadas por  $x_e$ ,  $y_e$  e  $z_e$  e o referencial por  $F_e$ .

**Referencial NED:** O sistema de coordenadas de navegação ou Referencial NED (do inglês *North-East-Down*) representa o sistema de coordenadas geográfico pelo fato de ter os respectivos eixos alinhados com as direções de latitude e longitude terrestres. A correspondência entre os eixos do referencial NED e o referencial da Terra está mostrado na Figura 2.1, na qual o eixo- $x$  está alinhado com o norte geográfico, o eixo- $z$  aponta para o centro da Terra e o eixo- $y$  completa a regra da mão direita apontando para o leste. As componentes deste sistema são denotadas por  $x_n$ ,  $y_n$  e  $z_n$  e o referencial por  $F_n$ .

**Referencial do Veículo:** O sistema de coordenadas fixo ao veículo ou Referencial do Veículo é aquele em que os eixos coordenados estão fixos em relação ao veículo da seguinte forma: o eixo- $x$  está alinhado com o eixo longitudinal da aeronave para frente; o eixo- $z$  é normal ao plano da aeronave e aponta para baixo; e o eixo- $y$  completa a regra da mão direita. A origem normalmente está localizada no centro de massa do veículo, veja a Figura 2.1. Com isso, movimentos de rotação do veículo podem ser registrados por este referencial e são conhecidos como os ângulos de Euler: rolamento ( $\phi$ ), arfagem ( $\theta$ ) e guinada ( $\psi$ ). As componentes deste sistema são:  $x_b$ ,  $y_b$  e  $z_b$  e o referencial  $F_b$ . É neste referencial que as medidas dos sensores são fornecidas.

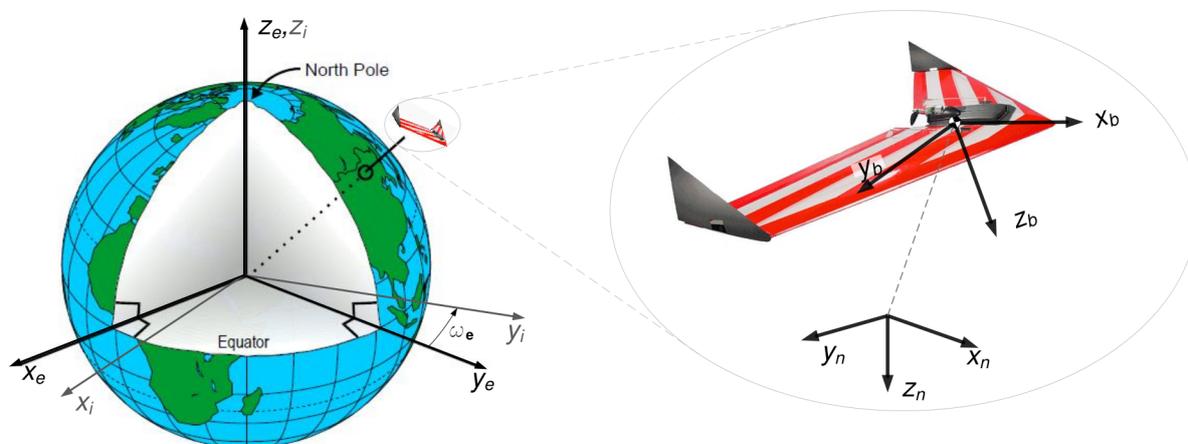


Figura 2.1: Ilustração dos sistemas de referências usados.

### 2.2.2 Ângulos de Euler

Ângulos de Euler são definidos como ângulos de rotações sucessivas de um sistema de coordenadas cartesiano de três eixos em relação a outro.

Rotações coordenadas executadas nos três planos não são comutativas, *i.e.*, a ordem em que se realiza as rotações pode gerar diferentes resultados. Entretanto, a sequência de rotação pode ser arbitrada, mas deve ser sempre mantida.

A sequência de rotações adotada neste trabalho é a seguinte:

1. Rotação<sup>1</sup> em torno do eixo  $z$  (guinada positiva);
2. Rotação<sup>1</sup> em torno do eixo  $y$  (arfagem positiva);
3. Rotação<sup>1</sup> em torno do eixo  $x$  (rolamento positivo).

Dessa forma, considerando inicialmente o Referencial do Veículo coincidindo com o Referencial NED, e procedendo-se com a rotação da aeronave em torno do eixo- $z$  dada pela regra da mão direita, tem-se o ângulo positivo de guinada (*yaw* ou *heading*). Rotacionando agora a aeronave de acordo com a regra da mão direita em torno do eixo- $y$ , tem-se o ângulo positivo de arfagem (*pitch*). E por último, girando em torno do eixo- $x$  da mesma forma, obtém-se o ângulo positivo de rolamento (*roll*).

Com isso, define-se os três ângulos de Euler:

- $\phi$ : ângulo de rolamento (*roll*)
- $\theta$ : ângulo de arfagem (*pitch*)
- $\psi$ : ângulo de guinada (*heading*)

### 2.2.3 Matriz de Cossenos Diretores

A Matriz de Cossenos Diretores (DCM - *Direction Cosine Matrix*) é uma das várias representações possíveis da orientação espacial de um corpo rígido. Esta representação recebe este nome porque são usadas funções cosseno para se definir a orientação do veículo. Uma breve descrição desta representação é feita a seguir.

Sejam dois sistemas de coordenadas tridimensionais  $\hat{n}$  e  $\hat{b}$

$$\hat{n} = [\hat{n}_1 \quad \hat{n}_2 \quad \hat{n}_3] \quad e \quad \hat{b} = [\hat{b}_1 \quad \hat{b}_2 \quad \hat{b}_3],$$

sendo  $\hat{n}_k$  vetores ortonormais que formam uma base canônica e que pode representar um referencial inercial qualquer; e  $\hat{b}_k$  um sistema de coordenadas qualquer no referencial do veículo, sendo  $k = \{1, 2, 3\}$ .

<sup>1</sup>Rotação executada no sentido dado pela regra da mão direita.

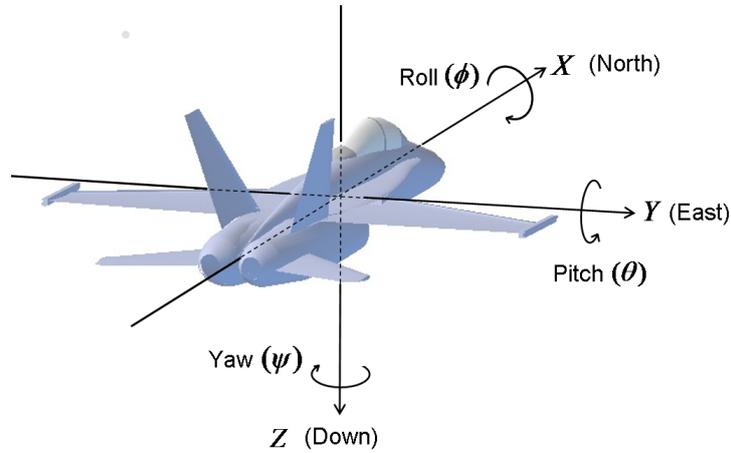


Figura 2.2: Ilustração dos ângulos de Euler: rolamento ( $\phi$ ), arfagem ( $\theta$ ) e guinada ou proa ( $\psi$ ). Fonte: [CH-Robotics, 2013].

Sejam também os ângulos  $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{13}$  formados entre o vetor  $\hat{\mathbf{b}}_1$  e os vetores  $\hat{\mathbf{n}}_1, \hat{\mathbf{n}}_2, \hat{\mathbf{n}}_3$  do referencial  $\hat{\mathbf{n}}$ , respectivamente, conforme a Figura 2.3. Os cossenos entre estes ângulos são conhecidos como cossenos diretores de  $\hat{\mathbf{b}}_1$  em relação ao referencial do sistema  $\hat{\mathbf{n}}$  e sua decomposição pode ser descrita como

$$\hat{\mathbf{b}}_1 = \cos \alpha_{11} \hat{\mathbf{n}}_1 + \cos \alpha_{12} \hat{\mathbf{n}}_2 + \cos \alpha_{13} \hat{\mathbf{n}}_3.$$

Procedendo com a projeção dos outros dois vetores  $\hat{\mathbf{b}}_2$  e  $\hat{\mathbf{b}}_3$  em  $\hat{\mathbf{n}}$  e agrupando os termos em notação matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{b}}_1 \\ \hat{\mathbf{b}}_2 \\ \hat{\mathbf{b}}_3 \end{bmatrix} = C_{b/n} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{n}}_1 \\ \hat{\mathbf{n}}_2 \\ \hat{\mathbf{n}}_3 \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

em que

$$C_{b/n} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_{11} & \cos \alpha_{12} & \cos \alpha_{13} \\ \cos \alpha_{21} & \cos \alpha_{22} & \cos \alpha_{23} \\ \cos \alpha_{31} & \cos \alpha_{32} & \cos \alpha_{33} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

### 2.2.4 Quatérnios

A representação da atitude por parâmetros de Euler ou quatérnios é amplamente usada na solução de problemas de orientação por algumas vantagens que tal representação oferece. A singularidade que ocorre quando o ângulo de arfagem ( $\theta$ ) atinge  $90^\circ$  usando ângulos de Euler é superada com a descrição em quatérnios. Esta representação é capaz de descrever a atitude de forma não-singular e com norma unitária para rotações arbitrárias.

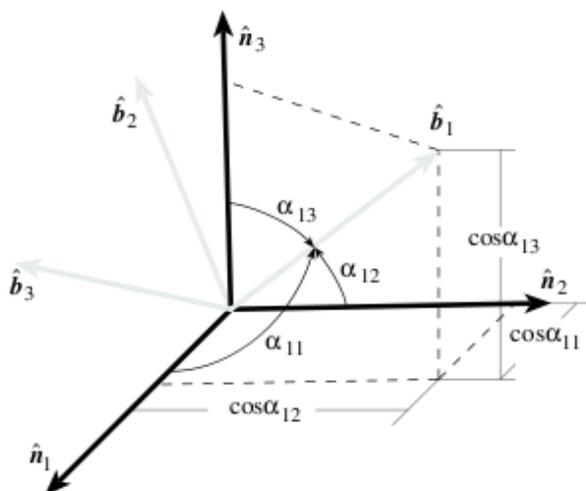


Figura 2.3: Cossenos diretores.

O Teorema de Euler afirma que qualquer sequência de rotações pode ser representada por rotações individuais em cada eixo. Sendo assim, o vetor dos quatérnios,  $\bar{\mathbf{e}}$ , em termos do ângulo de rotação  $\Phi$  em torno do vetor unitário  $\hat{\mathbf{e}}$  conforme mostrado na Figura (2.4) é dado por

$$\bar{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} e_0 \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0 & e_1 & e_2 & e_3 \end{bmatrix}^T. \quad (2.3)$$

sendo

$$e_0 = \cos(\Phi/2), \quad \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_x \sin(\Phi/2) \\ e_y \sin(\Phi/2) \\ e_z \sin(\Phi/2) \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{e}} \sin(\Phi/2). \quad (2.4)$$

sendo que os elementos  $e_0, e_1, e_2$  e  $e_3$  satisfazem a restrição holonômica

$$e_0^2 + e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 = 1. \quad (2.5)$$

Observe que a restrição da Equação (2.5) descreve geometricamente uma esfera unitária. Uma rotação qualquer descrita por quatérnios tem a trajetória contida na superfície desta esfera. Esta atitude apresenta dois conjuntos de parâmetros de Euler que representam a mesma orientação. Isto ocorre devido à não-unicidade dos quatérnios, o que implica que uma atitude qualquer representada por um ponto da superfície esférica unitária tem a mesma representação na antípoda desta esfera. A diferença entre estas duas representações reside no fato de que uma representação está relacionada com o menor ângulo de rotação em torno do eixo, enquanto que a outra representação corresponde ao maior ângulo de rotação.

O conjunto de equações abaixo permite representar a atitude em quatérnios a partir

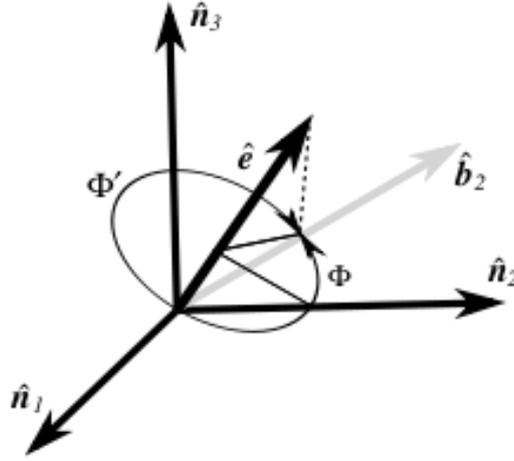


Figura 2.4: Ilustração da rotação do vetor.

dos ângulos de Euler, sendo

$$e_0 = \cos \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2}, \quad (2.6)$$

$$e_1 = \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} - \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2}, \quad (2.7)$$

$$e_2 = \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2}, \quad (2.8)$$

$$e_3 = \cos \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} - \sin \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2}. \quad (2.9)$$

### 2.2.5 Transformação entre Referenciais

Para se mapear a rotação de um corpo rígido de um referencial para outro, usa-se matrizes de rotação para tal. Dessa forma, o mapeamento da rotação do veículo no seu referencial (Referencial do Veículo) para o Referencial NED, aplica-se matrizes de transformação para rotações sucessivas na sequência definida anteriormente sobre cada eixo coordenado. Com isso obtém-se a seguinte matriz de transformação usando ângulos de Euler:

$$C_{b/n} = \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \theta & \sin \psi \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \phi & \sin \psi \sin \theta \sin \phi + \cos \psi \cos \phi & \cos \theta \sin \phi \\ \cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi & \sin \psi \sin \theta \cos \phi - \cos \psi \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Se for usado quatérnios, a matriz de rotação é definida como

$$C_{b/n} = \begin{bmatrix} (e_0^2 + e_1^2 - e_2^2 - e_3^2) & 2(e_1e_2 + e_0e_3) & 2(e_1e_3 - e_0e_2) \\ 2(e_1e_2 - e_0e_3) & (e_0^2 - e_1^2 + e_2^2 - e_3^2) & 2(e_2e_3 + e_0e_1) \\ 2(e_1e_3 + e_0e_2) & 2(e_2e_3 - e_0e_1) & (e_0^2 - e_1^2 - e_2^2 + e_3^2) \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Uma importante característica das matrizes de transformação é que a sua inversa, que representa a transformação de referenciais no sentido contrário, pode ser calculada pela matriz transposta, ou seja

$$C_{n/b} = (C_{b/n})^{-1} = (C_{b/n})^T.$$

Outra importante propriedade da matriz de transformação é o valor do determinante que pode assumir apenas os valores  $\pm 1$ . Uma matriz de transformação que apresenta determinante +1 indica que o sistema de coordenadas foi definido conforme a regra da mão direita.

## 2.3 Equações de Movimento

O propósito de se levantar as equações de movimento de uma aeronave de asa-fixa neste trabalho é o de poder analisar os estados presentes neste tipo de veículo.

O modelo de aeronave usado baseia-se em um modelo de corpo rígido com seis graus de liberdade (6DOF - *six Degrees Of Freedom*) no qual forças e momentos atuam no seu centro de massa (CM) e as equações de movimento são limitadas ao modelo da Terra plana (*flat-Earth*). Estas suposições, feitas com o intuito de introduzir simplificações nas equações, são suficientemente razoáveis para realizar análises e simulações de voo de curto alcance cuja localização espacial da aeronave na Terra não requeira muita precisão.

As equações que modelam a aeronave são organizadas em um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem não-lineares e são simbolicamente apresentadas por equações em espaço de estados

$$\dot{X} = f(X,U) \quad (2.12)$$

em que  $X$  é o vetor de estado que contém as variáveis de estado da aeronave;  $U$  é o vetor de entrada; e  $f$  é o conjunto de funções não-lineares que modelam a aeronave.

Nas subseções seguintes, são apresentadas as 12 equações diferenciais não-lineares de primeira ordem do modelo da aeronave, subdividas em equações cinemáticas e dinâmicas.

Com isso, o vetor de estado para as equações no referencial do veículo  $F_b$  é

$$X = [p_N \ p_E \ p_D \ \phi \ \theta \ \psi \ U \ V \ W \ p \ q \ r]^T. \quad (2.13)$$

em que:

$p_N, p_E, p_D$  são as componentes da localização espacial no referencial NED;  
 $\phi, \theta, \psi$  são os ângulos de rolamento, arfagem e guinada, respectivamente;  
 $U, V, W$  são as componentes de velocidade no referencial do veículo;  
 $p, q, r$  são as componentes de velocidade angular.

### 2.3.1 Equações Cinemáticas

As equações cinemáticas são aquelas que relacionam o deslocamento da aeronave desconsiderando a ação de forças que causam o movimento.

**Translação:** A equação cinemática de translação que fornece a velocidade de deslocamento do veículo é

$${}^e \dot{\mathbf{p}}_{CM/T}^n = C_{n/b} \mathbf{v}_{CM/e}^b, \quad (2.14)$$

em que

${}^e \dot{\mathbf{p}}_{CM/T}^n = [V_N \ V_E \ V_D]^T$  é o vetor velocidade do CM do veículo em relação à origem do sistema tangente;

$\mathbf{v}_{CM/e}^b = {}^e \dot{\mathbf{p}}_{CM/T}^n = [U \ V \ W]^T$  é o vetor velocidade no referencial  $F_e$ ;

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_N \\ \dot{p}_E \\ \dot{p}_D \end{bmatrix} = C_{n/b} \begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

**Rotação:** A equação cinemática de rotação que relaciona a variação temporal da atitude em função das velocidades angulares medidas no referencial do veículo é dada por

$$\dot{\Phi} = T(\Phi) \omega_{b/e}^b, \quad (2.16)$$

em que

$\omega_{b/e}^b = [p, q, r]^T$  é a velocidade angular do veículo no referencial  $F_e$ .

A Equação (2.16) escrita na forma expandida é

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \tan \theta \sin \phi & \tan \theta \cos \phi \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi \sec \theta & \cos \phi \sec \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

A integração desta equação diferencial teoricamente provê a atitude da aeronave, conhecendo-se as condições iniciais de  $\phi, \theta$  e  $\psi$ . Entretanto, singularidades ocorrem para ângulos de arfagem de  $\pm 90^\circ$ , pois

$$\lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} \tan(\theta) \rightarrow \infty \text{ e } \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} \sec(\theta) \rightarrow \infty.$$

Uma forma de contornar esta limitação é usar a representação da atitude por quatérnios. Sendo assim, a propagação de atitude por meio de quatérnios assume a seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_0 \\ \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -p & -q & -r \\ p & 0 & r & -q \\ q & -r & 0 & p \\ r & q & -p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

### 2.3.2 Equações Dinâmicas

As equações dinâmicas são aquelas que relacionam o movimento de um corpo rígido quando da atuação de forças e momentos no mesmo e podem ser divididas em equações de translação e rotação, conforme a seguir.

**Translação:** A equação dinâmica de translação é dada por

$${}^b \dot{\mathbf{v}}_{CM/e}^b = (1/m) \mathbf{F}_{A,T}^b + C_{b/n} \mathbf{g}^n - \omega_{b/e}^b \times \mathbf{v}_{CM/e}^b \quad (2.19)$$

em que:

$m$  é a massa da aeronave;

$\mathbf{F}_{A,T}^b$  é o vetor da soma das forças aerodinâmicas e de tração aplicadas ao CM da aeronave;

$\mathbf{g}^n$  é o vetor gravidade no referencial  $F_n$ ;

$\omega_{b/e}^b = [p \ q \ r]^T$  é a velocidade angular do veículo no referencial  $F_b$  em relação ao referencial  $F_e$ .

A Equação (2.19) representa dinâmica de translação da aeronave. Nesta equação é assumido que a Terra é plana e que o Referencial ECEF é inercial, *i.e.*, velocidade angular de rotação da Terra desconsiderada. Esta suposição não introduz erro significativo se o propósito for a realização de simulações de voos de baixa velocidade em pequenas áreas do planeta. Dessa forma, as forças centrípetas e de *Coriolis* originadas devido à rotação da Terra são negligenciadas. A sua forma expandida é mostrada abaixo

$$\begin{aligned} \dot{U} &= a_x + Vr - Wq + g \sin \theta, \\ \dot{V} &= a_y - Ur - Wp - g \cos \theta \sin \phi, \\ \dot{W} &= a_z + Uq - Vp - g \cos \theta \cos \phi. \end{aligned} \quad (2.20)$$

**Rotação:** Efeitos aerodinâmicos conduzem ao surgimento de momentos resultantes na aeronave. A equação que descreve a dinâmica rotacional da aeronave é dada por

$${}^b\dot{\omega}_{b/e} = (J^b)^{-1} \left[ \mathbf{M}_{A,T}^b - (\omega_{b/e}^b \times J^b) \omega_{b/e}^b \right], \quad (2.21)$$

em que

$\mathbf{M}_{A,T}^b = [l, m, n]^T$  é soma dos momentos aerodinâmicos e de tração aplicados em relação aos eixos  $x_b$ ,  $y_b$  e  $z_b$  no referencial da aeronave, respectivamente;

$J^b$  é a matriz de inércia da aeronave construída no seu respectivo sistema de coordenadas;

Expandindo a Equação (2.21), obtêm-se as seguintes equações

$$\begin{aligned} \dot{p} &= \frac{J_y - J_z}{J_x} qr + \frac{l}{J_x}, \\ \dot{q} &= \frac{J_z - J_x}{J_y} pr + \frac{m}{J_y}, \\ \dot{r} &= \frac{J_x - J_y}{J_z} pq + \frac{n}{J_z}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

em que  $J_x$ ,  $J_y$  e  $J_z$  representam os momentos de inércia do veículo em relação aos planos definidos pelos eixos  $y - z$ ,  $x - z$  e  $x - y$ , respectivamente.

## 2.4 Sensores

Nesta seção são levantadas as características de todos os sensores embarcados na Cabeça Sensora, indicando as grandezas físicas que cada um mede e descrevendo os princípios de medição envolvidos no processo.

Os sensores inerciais (acelerômetros e girômetros) usados no projeto são de tecnologia MEMS. Sensores MEMS são dispositivos eletromecânicos de dimensões micrométricas construídos com materiais como silício ou polímeros (de vidro, quartzo, metais) cujas estruturas físicas que os compõem são compostas por elementos como furos, cavidades, canais, vigas etc. Com o advento desta nova tecnologia que teve início no final da década de 1970 [Chollet and Liu, 2011], uma nova classe de sensores, miniaturizada, leve, de baixo custo e consumo energético [Park and Gao, 2006] passou a ser produzida em larga escala e empregada nas mais diversas aplicações, sendo uma das mais importantes a navegação inercial [Dai et al., 2011]. Outra grande vantagem desta família de sensores é o uso conjugado com circuitos integrados para aplicações específicas (ASIC - do inglês *Application Specific Integrated Circuit*). Estes circuitos permitem realizar tarefas

como gerenciar o processo de amostragem dos sinais físicos (condicionamento e filtragem), e ainda implementar interfaces de comunicação digital, tais como os protocolos I<sup>2</sup>C, SPI etc.

### 2.4.1 Acelerômetros MEMS

Sensores de aceleração ou acelerômetros são dispositivos eletromecânicos que medem acelerações, que podem ser originadas de forças estáticas, como a força da gravidade; ou por forças dinâmicas como vibrações ou choques mecânicos. Existem diversos tipos de acelerômetros com diferentes tamanhos, pesos, desempenhos e aplicações. Tais diferenças são predominantemente determinadas pela tecnologia usada em cada tipo de sensor. Há basicamente acelerômetros baseados em cristais piezoelétricos, piezorresistivos e capacitivos, os quais podem medir acelerações em um, dois ou três eixos (uniaxiais, biaxiais ou triaxiais), em diferentes faixas de amplitude e frequência.

O princípio de funcionamento em todos os tipos de acelerômetros é baseado no efeito da força atuante em uma massa, que é descrita pela segunda lei de Newton:

$$\mathbf{F} = m \times \mathbf{a} \quad (2.23)$$

sendo  $\mathbf{F}$  a força [N],  $m$  a massa [kg] e  $\mathbf{a}$  a aceleração [ $\text{m/s}^2$ ].

Um arranjo composto de uma massa de prova anexada por molas, conforme a Figura 2.5, ilustra um acelerômetro típico. O deslocamento da massa  $m$ , cujo valor é conhecido, é medido e um sinal proporcional a este deslocamento, que por sua vez é proporcional à força  $\mathbf{F}$ , é gerado. Dessa forma, com a Equação (2.23), é possível estimar a aceleração imposta ao sensor.

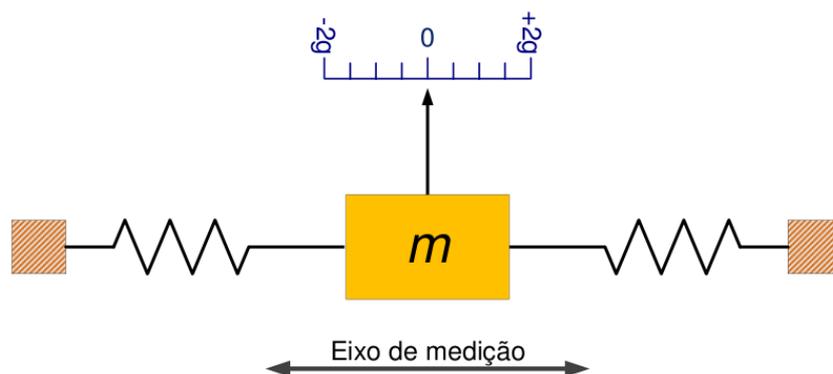


Figura 2.5: Modelo físico de um acelerômetro mecânico de um eixo.

Acelerômetros MEMS capacitivos usam estruturas capacitivas como elementos transdutores. Sendo assim, tensões de saída proporcionais ao deslocamento entre placas paralelas do capacitor são geradas em função da aceleração à qual o acelerômetro é submetido, como mostra a Figura 2.6.

Estruturas capacitivas para medição são simples, apresentam grande precisão, estabilidade térmica e consomem pouca energia, entretanto, são mais suscetíveis a interferências eletromagnéticas, se comparados aos acelerômetros com estrutura piezorresistivas [Balbinot and Brusamarello, 2007, pg. 285].

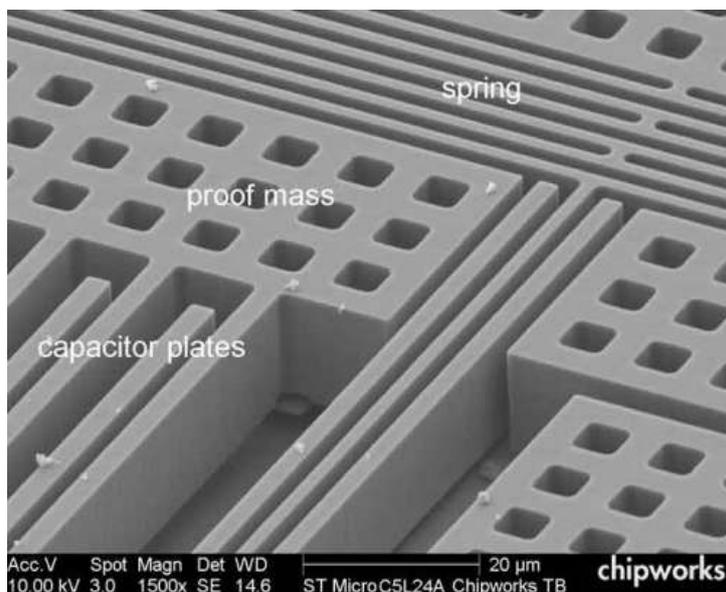


Figura 2.6: Foto de um acelerômetro MEMS capacitivo. Fonte: [MEMSblog, 2012].

### 2.4.2 Girômetros MEMS

Girômetros são sensores destinados a medir velocidades angulares e são amplamente usados em sistemas de navegação. Existem girômetros mecânicos, semicondutores e óticos, cada qual com características e desempenhos correspondentes à cada tipo de tecnologia. Assim como os acelerômetros, os girômetros MEMS podem ter até três eixos de medição, com diversas faixas de medição, largura de banda, saída digital ou analógica etc.

Girômetros MEMS têm o princípio de medição baseado no efeito *Coriolis*, que pode ser traduzido da seguinte forma: quando uma massa  $m$  movendo-se com velocidade linear  $\mathbf{v}$  é submetida à velocidade angular  $\mathbf{\Omega}$ , conforme mostrado na Figura 2.7-a), surge a força denominada força de *Coriolis* na direção do vetor  $\mathbf{F}_{Coriolis}$ , descrita matematicamente por

$$\mathbf{F}_{Coriolis} = -2m(\mathbf{\Omega} \times \mathbf{v}). \quad (2.24)$$

A força  $\mathbf{F}_{Coriolis}$  é então usada para causar deflexão em estruturas capacitivas responsáveis por gerar sinais de tensão proporcionais à velocidade angular aplicada ao sensor.

Na prática, grande parte dos girômetros MEMS disponíveis usam uma estrutura duplicada de massas na configuração de forquilha de ressonância. Nestes girômetros,

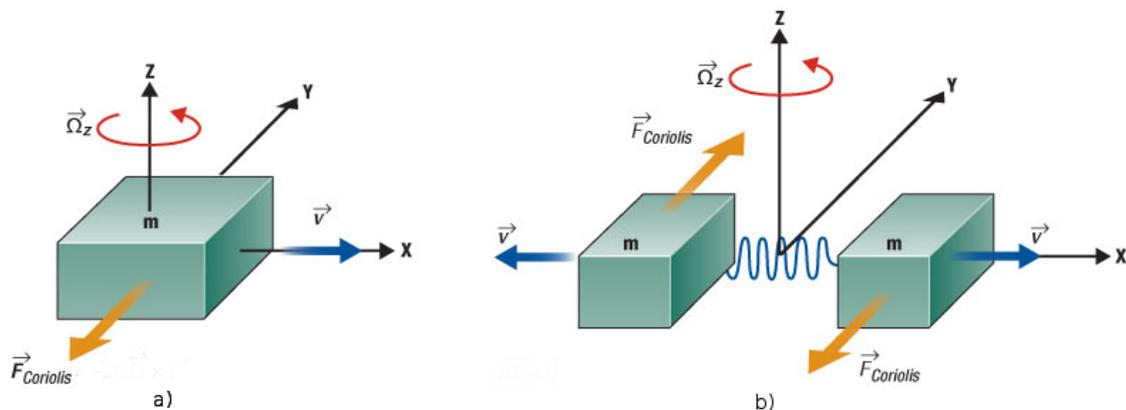


Figura 2.7: Ilustração do efeito de *Coriolis* aplicado aos girômetros. Figura adaptada de [STM, 2012].

duas massas se movem oscilatoriamente em direções opostas, veja a Figura 2.7-b), e quando é aplicada velocidade angular a este sensor, a força de *Coriolis* atua em cada massa provocando o deslocamento das estruturas capacitivas, que por sua vez geram tensões diferenciais de saída.

### 2.4.3 Magnetômetros

Magnetômetros ou bússolas eletrônicas são dispositivos destinados a medir campos magnéticos. Existem diversas tecnologias disponíveis para se medir tais campos, baseado nos efeitos Magnetorresistivo Anisotrópico (AMR), Magnetorresistivo Gigante (GMR), Hall etc.

Em aplicações para navegação, os magnetômetros usam, em geral, filmes de materiais magnetorresistivos formados por ligas de níquel-ferro (Permalloy) depositados em substratos de silício. Estes materiais apresentam propriedades AMR, cujo efeito é a alteração no valor da resistividade elétrica destas ligas quando submetidas a um campo magnético externo, conforme ilustrado na Figura 2.8 (a). A faixa de medição do campo magnético que estes sensores podem medir encontra-se entre  $10^{-3}$  A/m e  $10^4$  A/m [Balbinot and Brusamarello, 2007, pg. 39].

A Figura 2.8 (b) mostra uma ponte de Wheatstone usada para coletar o sinal de um sensor AMR. Observa-se que quando o sensor está imerso em um campo magnético, sua resistência elétrica altera-se, causando desequilíbrio na ponte, que por sua vez viabiliza sua medição. Com isso, usando-se duas ou três destas estruturas em orientações ortogonais, é possível construir magnetômetros biaxiais ou triaxiais, respectivamente.

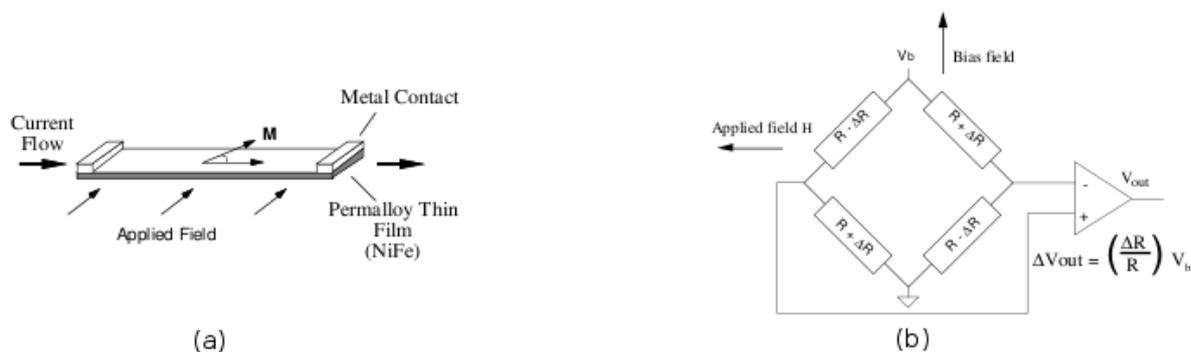


Figura 2.8: Ponte de Wheatstone para amplificação do sinal de uma estrutura AMR.

#### 2.4.4 Sensores de pressão

Em diversas aplicações, medições de pressão são indispensáveis para o controle e monitoramento do processo. Sabe-se que a pressão é uma grandeza física e é definida como a razão entre a força normal e a área onde a mesma é aplicada. Muitas informações podem ser inferidas a partir de leituras de pressão, como o nível de preenchimento de um reservatório, a altitude e a velocidade de uma aeronave.

Atualmente existem vários tipos de sensores de pressão, por exemplo os mecânicos, eletromecânicos e os MEMS que podem ter estruturas de medição capacitivas, piezelétricas ou piezorresistivas. Em todos eles, o princípio de medição de pressão se baseia na deformação elástica de membranas, denominadas diafragmas, por ação da diferença de pressão existente entre os dois lados destas membranas. A Figura 2.9 exibe uma estrutura MEMS piezorresistiva para detecção de pressão. A pressão exercida sobre o diafragma causa deformação na mesma que é traduzida na mudança do valor da resistência elétrica da estrutura. Com isso, através de uma possível configuração em ponte de Wheatstone, pode-se obter informação sobre a pressão atuante no transdutor.

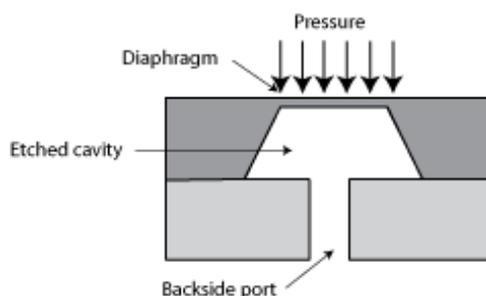


Figura 2.9: Ilustração de uma estrutura piezorresistiva de um sensor de pressão MEMS.

### Sensor de Pressão Estática

Sensores de pressão estática são dispositivos destinados a medição de pressão absoluta, *i.e.*, a pressão atmosférica local em relação à pressão absoluta zero (vácuo).

Estes sensores são utilizados em aeronaves para estimar a sua altitude. Neste caso, estes sensores são também conhecidos como barômetros. A inferência da altitude pela pressão atmosférica é possível porque esta pressão é variável com a altitude. Isto ocorre porque a densidade da massa de ar sobre a Terra é maior próxima à superfície terrestre, por conta da força gravitacional. E a medida que altitude aumenta, tal atração se torna menos intensa e a densidade do ar diminui, o que contribui para a redução da pressão atmosférica.

A equação que relaciona a altitude com a pressão atmosférica local é dada por [Balbinot and Brusamarello, 2007, pg. 336]:

$$P = p_0 \left( 1 - \frac{Bh}{T_0} \right)^{5,26}, \quad (2.25)$$

sendo  $p_0$  a pressão ao nível do mar (760 mmHg),  $h$  a altitude em [m],  $B = 0,0065 \frac{\text{K}}{\text{m}}$  e  $T_0 = 288,16\text{K}$ .

### Sensor de Pressão Dinâmica

Os sensores de pressão dinâmica ou diferencial, são aqueles destinados a se medir a diferença entre duas pressões, que podem ser eventualmente desconhecidas. Estes sensores são empregados para se estimar a velocidade aerodinâmica da aeronave (velocidade da aeronave em relação à atmosfera).

O sistema de medição de velocidade aerodinâmica é composto pelo sensor de pressão dinâmica, que apresenta duas tomadas de ar (entradas do sensor). Uma destas entradas é aberta e exposta à pressão estática, também conhecida como pressão ambiente. A outra entrada é conectada à estrutura conhecida como Tubo de Pitot, um cilindro com um pequeno orifício capaz de conduzir a pressão de impacto causada pela atmosfera quando o veículo está em movimento até o sensor. O Tubo de Pitot é normalmente instalado na parte dianteira da aeronave, local onde a pressão de impacto incide.

A equação que relaciona a pressão dinâmica medida em função da velocidade aerodinâmica é dada pela equação

$$P_{din} = \frac{1}{2} \rho V_T^2, \quad (2.26)$$

sendo  $\rho$  a densidade do ar ao nível do mar ( $1,2250 \text{ kg/m}^3$ ) e  $V_T$  é a velocidade aerodinâmica em [m/s].

### 2.4.5 Receptor GPS

O Sistema de Posicionamento Global (GPS – do inglês *Global Positioning System*) é um sistema de navegação global baseado em ondas eletromagnéticas emitidas por satélites em órbita da Terra. O princípio de funcionamento do sistema se baseia no cálculo das distâncias do receptor GPS (na Terra) a pelo menos três satélites GPS (em órbita), que permite determinar a localização do receptor. Embora o sistema GPS seja amplamente usado em sistemas de navegação, há outros, como o sistema russo GLONASS e o sistema europeu Galileo, ainda em fase de implantação. Embora hajam outros sistemas de localização global, será considerada nesta revisão o sistema GPS.

Desenvolvido para fins militares pelo Departamento de Defesa dos EUA na década de 1970, o GPS conta com pelo menos 24 satélites ativos, uniformemente espaçados em seis órbitas circulares, cada qual contendo quatro ou mais satélites. As órbitas são inclinadas de  $55^\circ$  em relação ao plano equatorial e separadas de  $60^\circ$  umas das outras. São aproximadamente circulares com raio de 26,560 km e período de 11,967 horas (não-geoestacionárias) [NIST, 2012].

Cada satélite GPS transmite continuamente dois sinais eletromagnéticos, denominados Sinal  $L_1$  e Sinal  $L_2$ , que contêm informações do sistema GPS e dados de navegação. O Sinal  $L_1$  é codificado com sinais de codificação  $C/A$  (*Coarse/Aquisition*) e  $P$  (*Precision*) e modulado por meio de uma portadora com frequência  $f_1 = 1575,42$  MHz. O Sinal  $L_2$  é codificado apenas com o sinal de codificação  $P$  e modulado por meio de uma portadora com frequência  $f_2 = 1227,6$  MHz. A Figura 2.10 ilustra o processo descrito. A codificação  $C/A$  consiste de um sinal digital de 1023 dígitos binários que se repete a cada 1 ms, *i.e.*, tem frequência de 1,023 MHz, sendo que cada satélite gera seu próprio código, o que permite aos receptores identificarem de qual satélite o sinal foi enviado. A codificação  $P$  é também um sinal digital com frequência igual à 10,23 MHz, porém com período de 266 dias, subdividido em 38 segmentos, cada qual com período de repetição de 7 dias.

A localização espacial do receptor GPS é estimada a partir de informações das distâncias entre o receptor e os satélites GPS por meio de dados contidos nos sinais GPS. Considerando que os relógios entre o receptor e os satélites estão perfeitamente sincronizados, dois códigos PRN idênticos são gerados, com isso, quando o sinal transmitido pelo satélite alcança o receptor GPS, compara-se o tempo de atraso entre os códigos para se estimar a distância percorrida pelo sinal. Porém como os relógios entre os satélites e os receptores não estão perfeitamente sincronizados, a estimativa da distância pode ser afetada pelos erros de sincronização entre os relógios, que podem atingir erros da ordem de 300m para a codificação  $C/A$  e 30m para a  $P$ . Entretanto, com o avanço na tecnologia empregada nos receptores atuais, a precisão obtida é similar em ambas as codificações empregadas [El-Rabbany, 2002, pg. 14].

A distância exata entre a antena do receptor localizada na posição  $\mathbf{p}_e = [x_r, y_r, z_r]$  e a antena do satélite GPS localizada na posição  $\mathbf{p}_s^i = [x_i, y_i, z_i]$ , ambas no Referencial

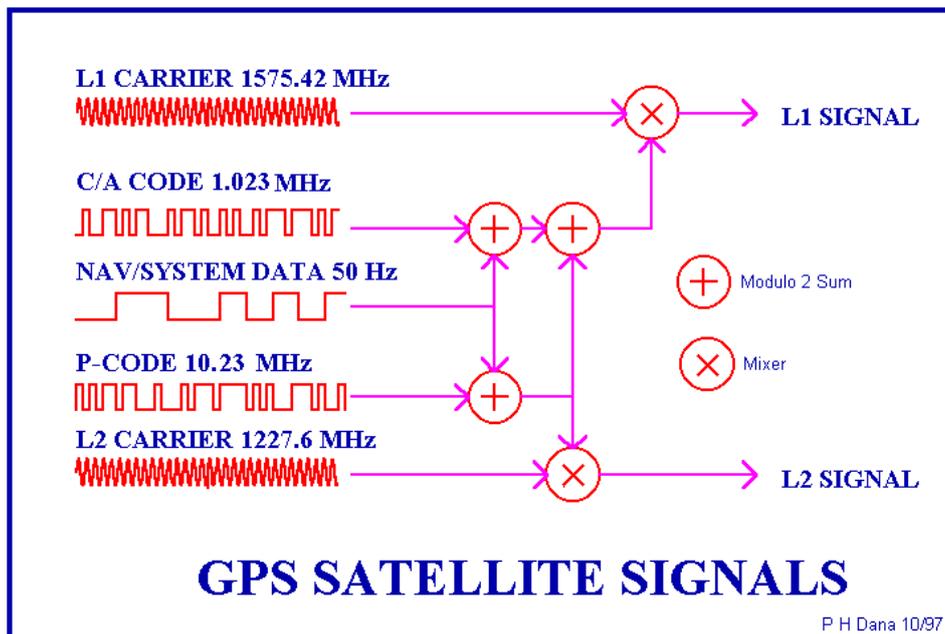


Figura 2.10: Ilustração da composição dos sinais GPS. Fonte: [Dana, 2012].

ECEF, pode ser calculada por

$$d^i = \sqrt{(x_i - x_r)^2 + (y_i - y_r)^2 + (z_i - z_r)^2} \quad (2.27)$$

em que o sobrescrito  $i$  indica o  $i$ -ésimo satélite GPS e o subscrito  $r$  indica as coordenadas associadas ao receptor GPS. Diante do assincronismo entre os relógios dos satélites e dos receptores, o cálculo da distância de  $d^i$  (Equação 2.27) se restringe apenas a estimativas da mesma, a qual é denominada *pseudorange*, em virtude da inviabilidade do cálculo exato da distância  $d^i$ . Sendo assim, a estimativas *pseudoranges* são modeladas como

$$\hat{\rho}^i = d^i + c\Delta t_r \quad (2.28)$$

sendo  $\Delta t_r$  o assincronismo entre os relógios do receptor e o satélite, e  $c$  a velocidade da luz.

Portanto, o problema de localização do receptor envolve a estimação de quatro parâmetros desconhecidos: a três coordenadas espaciais do receptor e o assincronismo  $\Delta t_r$  entre os relógios. A resolução deste problema se resume em resolver o sistema de equações não-lineares abaixo e com isso obter estimativas da localização do receptor na Terra.

$$\rho_1 = \sqrt{(x_1 - x_r)^2 + (y_1 - y_r)^2 + (z_1 - z_r)^2} + c\Delta t_r, \quad (2.29)$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_2 - x_r)^2 + (y_2 - y_r)^2 + (z_2 - z_r)^2} + c\Delta t_r, \quad (2.30)$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_3 - x_r)^2 + (y_3 - y_r)^2 + (z_3 - z_r)^2} + c\Delta t_r, \quad (2.31)$$

$$\rho_4 = \sqrt{(x_4 - x_r)^2 + (y_4 - y_r)^2 + (z_4 - z_r)^2} + c\Delta t_r. \quad (2.32)$$

## 2.5 Sistemas de Instrumentação e Navegação para VANTs

Nesta seção, são levantadas as características dos sistemas de instrumentação e navegação usados em VANTs. Serão considerados os sistemas disponíveis comercialmente e citados aqueles desenvolvidos em território nacional. E dessa forma, sempre que possível, informações e características relevantes ao projeto em desenvolvimento serão discutidas, tais como a arquitetura eletrônica do sistema, sensores utilizados, protocolos de comunicação, processadores, possibilidade de simulações *Hardware-In-the-Loop*, algoritmos de fusão sensorial etc.

Dos sistemas eletrônicos embarcados de instrumentação, navegação e controle de veículos autônomos, verificam-se três principais categorias, a saber:

1. Unidade de Medição Inercial (IMU);
2. *Attitude and Heading Reference System* (AHRS);
3. Piloto-Automático (AP).

As Unidades de Medição Inercial (IMUs) geralmente são equipadas com sensores inerciais (acelerômetros e girômetros) de três eixos, e eventualmente complementadas com magnetômetros e fornecem portanto, apenas informações inerciais do veículo. Processadores digitais, memórias e sensores de temperatura também podem estar incluídos nesses sistemas para prover interface digital, aplicar unidades de conversão e coeficientes de calibração de acordo com os modelos dos sensores para minimizar os erros oriundos do processo de medição. Ver-se-á que as IMUs são unidades importantes para se construir sistemas de navegação inercial mais sofisticados, como os que serão discutidos a seguir. É comum o uso dessas plataformas apenas como fonte de dados, sendo que o processamento final é feito em outro sistema ou processador.

Os sistemas AHRS, que também são frequentemente usados em aeronaves, são sistemas capazes de estimar a orientação espacial (atitude) do veículo em relação a um referencial, em geral o Referencial NED. Via de regra, essa solução baseia-se em dados de sensores inerciais (IMU), e eventualmente de magnetômetros e GPS, e são processados por meio de algoritmos de navegação inercial e fusão sensorial. Há no Brasil

atualmente, projetos de AHRS em desenvolvimento, como o registrado em [Hemerly et al., 2012], que apresenta uma interessante técnica de compensação das acelerações do veículo usando informações de fase das portadoras de um receptor GPS. Outro trabalho relacionado pode ser visto em [da Paixao, 2011], no qual é apresentado um protótipo de AHRS a ser usada em um Piloto-Automático, a terceira classe de sistemas abordada a seguir.

A terceira e mais sofisticada categoria de sistemas aplicados às aeronaves, tripuladas ou não, são conhecidos como Pilotos-Automáticos. Estes embarcam IMUs ou AHRS, além de contemplarem outras funcionalidades, interfaces e sensores, que quando integrados, possuem a capacidade de executarem leis de controle, guiagem e navegação, que através da interface com a plataforma aérea (superfícies de controle e propulsão), permitem o gerenciamento autônomo do voo para realização de missões destes veículos em modo automático ou semi-automático, em situações de pilotagem assistida.

Ao final deste capítulo, as principais características de cada sistema são resumidas em uma tabela para comparação de dados e informações relevantes, que por sua vez auxiliarão na definição de requisitos e especificações do sistema em desenvolvimento.

### 2.5.1 CloudCap Technology: Crista IMU

O sistema eletrônico CloudCap [2011a] é uma IMU produzida pela CloudCap Technology e é composta por acelerômetros e girômetros triaxiais. Tal sistema é capaz de disponibilizar digitalmente, a uma frequência mínima de 200 Hz, os dados de aceleração linear e velocidade angular com a aplicação de equações de correção dos ganhos de calibração, de alinhamento dos eixos, dos efeitos da aceleração sobre os girômetros e compensação térmica. Os dados podem ser coletados via interface serial através dos protocolos RS-232 ou CAN. Este sistema é adequado para fins aos quais se deseje observar os estados inerciais desta unidade.



Figura 2.11: Imagem da IMU Crista da Crossbow.

Os sensores que esta IMU utiliza são de tecnologia MEMS. Os acelerômetros são capazes de medir acelerações na faixa de  $\pm 10g$ , sendo  $g = 9.81 \text{ m/s}^2$  a aceleração da gra-

vidade. Os girômetros medem velocidades angulares na faixa de  $\pm 300^\circ/\text{s}$ . Embora este sistema implemente interface para integração de GPS, a ausência de magnetômetros embarcados dificulta a integração deste sistema a outros sub-sistemas que necessitem da informação de guinada, pois será necessário canal de comunicação adicional para a aquisição de dados dos magnetômetros, o que pode ser difícil ou até mesmo inviável.

O consumo energético típico deste sistema é 0,5W e a tensão de alimentação permitida está situada na faixa entre 4,4V e 8,0V. Apresenta as dimensões físicas de 52,1 mm  $\times$  39,4 mm  $\times$  25,4 mm com peso aproximado de 37g.

### 2.5.2 CH Robotics: UM6

O UM6 CH-Robotics [2011] é um sistema eletrônico aberto (*open source*) que combina acelerômetros, girômetros e magnetômetros triaxiais para estimação de atitude. Os ângulos de atitude podem ser lidos em formatos de ângulos de Euler ou quatérnios, disponibilizados digitalmente a taxa de 20 Hz a 300 Hz via SPI ou UART em nível TTL. O sistema ainda implementa rotinas automáticas de calibração para extração de sinais de polarização e correção de desalinhamento dos eixos dos sensores. A grande vantagem deste sistema é o fato de ser aberto, pois permite que os algoritmos sejam passíveis de adaptação ou alteração em função das necessidades do usuário final, o que é desejável em certas aplicações.

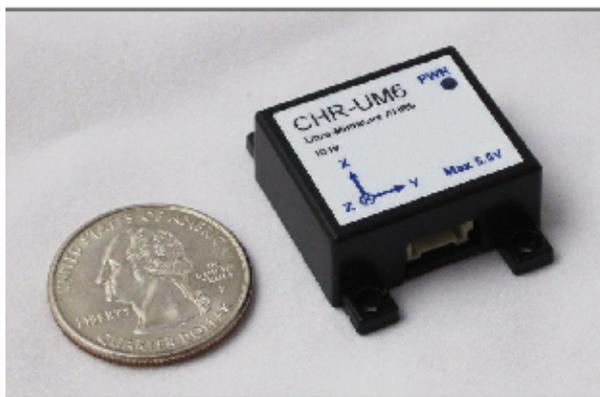


Figura 2.12: AHRS UM6 da CH Robotics.

Esta AHRS (Figura 2.12) é um circuito eletrônico que embarca acelerômetros ( $\pm 2g$ ), girômetros ( $\pm 2000^\circ/\text{s}$ ) e magnetômetros triaxiais que fornecem dados para um processador de 32-bits ARM Cortex no qual é implementada uma versão do filtro de Kalman estendido (EKF) discreto para estimação de atitude. O erro de estimação declarado pelo fabricante para os ângulos de rolamento (*roll*) e arfagem (*pitch*) são menores que  $2^\circ$  e menores que  $5^\circ$  para o ângulo de guinada (*heading*) sob as condições impostas pelo fabricante. A UM6 apresenta as dimensões físicas 23,9 mm  $\times$  27,8 mm  $\times$  11,5 mm e a tensão de alimentação situa-se entre 3,5V e 5,0V com consumo de potência média típica

de 250 mW.

### 2.5.3 Crossbow: ANC1000

O Moog-Crossbow [2011] é um sistema AHRS em formato de cartão desenvolvido para ser integrado a sistemas de guiagem e navegação embarcados.



Figura 2.13: AHRS ANC1000 da Moog Crossbow.

Este sistema contém acelerômetros ( $\pm 4g$ ) e girômetros ( $\pm 300^\circ/s$ ) triaxiais, magnetômetros, interface para GPS e um processador DSP que executa um filtro de Kalman. Os erros de estimação declarados para os ângulos de rolamento (*roll*) e arfagem (*pitch*) são menores que  $0,2^\circ$  rms e menores que  $0,75^\circ$  rms para o ângulo de guinada (*heading*). A tensão de alimentação deve estar entre 7V a 32V e o consumo energético é menor que 1,8W. As dimensões físicas são 63,5 mm de diâmetro e 19,05 mm de altura com massa aproximada de 27g. Os dados são disponibilizados pelo protocolo RS-422. O formato dos dados e a taxa de disponibilização não são informados.

### 2.5.4 VectorNAV: VN-100(T)

O VN-100 VectorNav [2012], exibido na Figura 2.14, é um outro sistema AHRS voltado para diversas aplicações embarcadas produzida pela empresa VectorNAV.

Este sistema inclui acelerômetros ( $\pm 2g$  ou  $\pm 6g$ ), girômetros ( $\pm 500^\circ/s$ ) e magnetômetros triaxiais. A estimação de atitude é feita por meio de um EKF capaz de fornecer dados à taxa de 200 Hz, disponibilizados digitalmente através do protocolo SPI ou Serial TTL nos formatos quatérnios, ângulos de Euler ou matriz de cossenos diretores (DCM); além das leituras das acelerações, velocidades angulares e medidas magnéticas. A tensão de alimentação permitida está entre 3,3V a 5,5V com consumo de corrente de 65 mA. Os erros de estimação declarados para os ângulos de rolamento e arfagem são

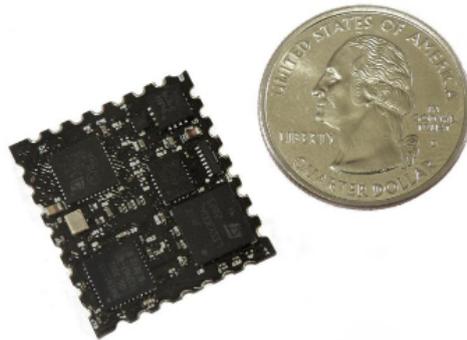


Figura 2.14: AHRS VN-100(T) da VectorNAV.

menores que  $0,2^\circ$  rms e menores que  $0,5^\circ$  rms para a guinada. As dimensões físicas são  $22\text{ mm} \times 24\text{ mm} \times 3\text{ mm}$  com massa de 3g. A empresa ainda apresenta duas opções para o usuário: VN-100 calibrada para operar apenas em temperatura ambiente e versão VN-100T calibrada para operar em toda a faixa de temperatura dos sensores, ou seja, de  $-40^\circ\text{C}$  a  $85^\circ\text{C}$ .

### 2.5.5 CloudCap Technology: Piccolo II ou SL

A CloudCap Technology atua no mercado de VANTs oferecendo sistemas de gerenciamento de missões e controle destas aeronaves através de pilotos-automáticos. Atualmente, a empresa apresenta dois modelos de pilotos-automáticos para VANTs, a saber: os modelos Piccolo II e Piccolo SL. Eles se diferenciam, basicamente pela quantidade de recursos que cada um oferece, sendo que o Piccolo II é mais completo e apresenta funcionalidades adicionais e o Piccolo SL é menor, com menor número de portas E/S. No entanto, os dois pilotos-automáticos compartilham sensores, *hardware*, *software* e sistemas de comunicação equivalentes.

O modelo CloudCap [2011b], mais compacto, embarca acelerômetros ( $\pm 6\text{g}$ ) e girômetros ( $\pm 300^\circ/\text{s}$ ) triaxiais; módulo receptor de GPS uBlox de 4 Hz, sensores de pressão estática e dinâmica. O sistema suporta tensão de entrada na faixa de 4,5V a 28V e apresenta consumo típico de 4W, incluindo rádio de 900 MHz; tem dimensões físicas de  $131\text{ mm} \times 55,6\text{ mm} \times 19\text{ mm}$  com massa de 124g com o mesmo rádio incluído no cálculo do consumo energético. O piloto-automático ainda suporta periféricos adicionais, tais como *modems* auxiliares, câmeras servo-controladas, *laser*-altímetros e magnetômetros.

### 2.5.6 L-3 Unmanned Systems: flightTEK SMC

O L3-Unmanned-Systems [2012], mostrado na Figura 2.15, é um piloto-automático desenvolvido pela empresa L-3 Unmanned Systems para o uso de VANTs.

Este sistema integra uma IMU com acelerômetros ( $\pm 5\text{g}$ ) e girômetros ( $\pm 300^\circ/\text{s}$ ) triaxiais; um magnetômetro triaxial com faixa de medição magnética de  $\pm 1,2$  Gauss; um



Figura 2.15: Piloto-Automático flightTEK SMC da L-3 Unmanned Systems.

baro-altímetro capaz de medir altitude até 40000 pés; sensor de pressão dinâmica com faixa de medição de 0 a 200 nós e um receptor GPS de 12 canais com comunicação RS-232 e antena ativa de 3,3V. Os dados destes sensores são processados por um microcontrolador de ponto-flutuante da Freescale, modelo MPC5200B de 32 bits, que é capaz de executar 760 MIPS a 400 MHz. O sistema ainda apresenta 8 canais de saída PWM com resolução de  $0,1\mu\text{s}$ ; 8 canais analógicos, sendo que 5 destes são compatíveis com níveis de tensão de 0V a 5V e 3 destes compatíveis com tensões entre 9V a 34V; 24 canais digitais, sendo 12 de entrada e 12 de saída. Há ainda portas seriais compatíveis com os protocolos RS-232/RS-422/RS-485; um canal de rede LAN Ethernet de 10 Mbps e capacidade de armazenamento de dados (*datalog*) para 85 MB. Esta plataforma apresenta dimensões físicas de  $96,52\text{ mm} \times 95,25\text{ mm} \times 53,34\text{ mm}$  com peso aproximado de 453,6g. O consumo energético informado é de 2,5W a 5V.

O *firmware* implementa algoritmos que permitem navegação 2D e 3D, pousos e decolagens autônomas, reprogramação de trajetórias em tempo-real, comunicação por UDP/IP etc.

### 2.5.7 MicroPilot: Família MP

A empresa MicroPilot comercializa atualmente 5 tipos de pilotos-automáticos para VANTs. O modelo MP2128<sup>8</sup> é o modelo mais completo da família de pilotos-automáticos destinados a aeronaves de asa fixa. Já o modelo MP2128<sup>HELI</sup> é similar ao anteriormente citado, porém destinado a aeronaves de asas rotativas.

O MicroPilot [2012], mostrado na Figura 2.16, é um piloto-automático que embarca acelerômetros e girômetros triaxiais, baro-altímetro capaz de medir até 12000m acima do nível de decolagem, sensor de pressão dinâmica para aferição de velocidade na faixa de 0 a 500 km/h e receptor GPS com taxa de atualização de 1 Hz (4 Hz opcional). Magnetômetros triaxiais podem ser incluídos através de canais extras de conversores A/D disponíveis. O sistema é capaz de acionar até 24 servos com resolução de 11 bits

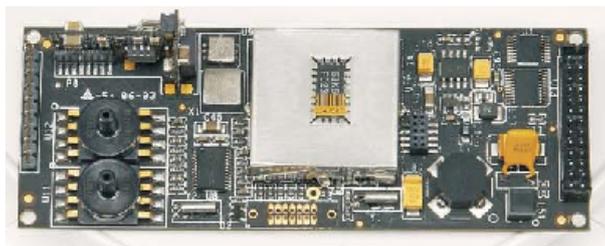


Figura 2.16: Piloto-Automático MP2028<sup>xp</sup> da MicroPilot.

à frequência de 50 Hz. O sistema de alimentação e monitoração de tensão das baterias dos servos é separada do sistema do piloto-automático, contribuindo para o aumento da segurança e confiabilidade do funcionamento do mesmo. O MP2128<sup>xp</sup> apresenta dimensões físicas de 100,0 mm × 40,0 mm × 15,0 mm com peso aproximado de 26g (não inclusa a antena do receptor GPS). A tensão de alimentação tolerável situa-se entre 4,2V a 26V e o consumo energético estimado é de 140 mA em 6,5V.

### 2.5.8 Procerus: Kestrel Autopilot v2.4

A Procerus Technology é outra empresa que provê soluções em pilotos-automáticos para pequenos VANTs. Os modelos comercializados atualmente são: Kestrel v2.4 para VANTs de asa-fixa e o Kestrel 3.0/VTOL para VANTs de asas-rotativas.

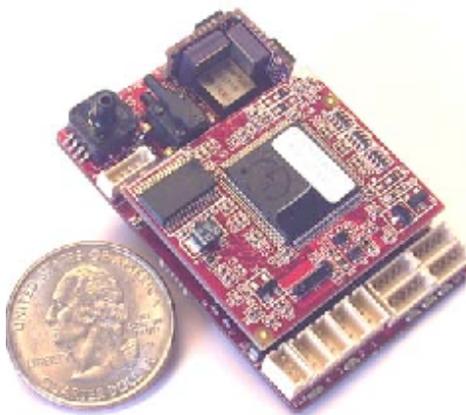


Figura 2.17: Piloto-Automático Kestrel v2.4 da Procerus Technology.

O Kestrel Kestrel [2013], visto na Figura 2.17, contém acelerômetros ( $\pm 10g$ ) e girômetros ( $\pm 300^\circ/s$ ) triaxiais; apresenta opções de magnetômetros 2D ou 3D incluído na placa (*onboard*) ou externo (*offboard*); embarca sensores de pressão estática e dinâmica, capazes de medir altitude até 6,888m e velocidade até 130 m/s, respectivamente. Apresenta 3 sensores de temperatura para compensação térmica na leitura dos sensores. Não há receptor GPS, mas há um canal RS-232 disponível para conexão externa. O

sistema conta ainda com circuitos auxiliares para monitoração de corrente e tensão; 4 portas seriais, sendo 2 para uso geral, 1 dedicada para módulo GPS e outra para o *modem*. Todas as portas operam em nível TTL (0 a 3,3V) e são configuráveis para comunicações I<sup>2</sup>C, SPI ou UART. Há também 4 saídas para servos; 12 entradas/saídas digitais, sendo 6 bidirecionais, 3 entradas e 3 saídas; e 3 entradas analógicas com resolução de 12 bits. Um processador de 29 MHz com 512 kB de memórias RAM e *flash* executam os algoritmos de fusão de dados. O piloto-automático têm dimensões de 50,8 mm × 34,8 mm × 11,9 mm com peso aproximado de 17g. A tensão de alimentação externa recomendada é de 3,3V ou 5V com consumo de corrente de 500 mA.

A atitude é estimada por meio de um EKF, sendo que o erro de estimação para voo nivelado é de 5° e durante curvas o erro aumenta para 10°. O piloto-automático ainda gerencia energia em função da altitude e velocidade do VANT, realiza a fusão de dados do altímetro com o GPS para correção do erro de polarização do barômetro entre outros recursos.

### 2.5.9 UAV Navigation: AP04

O piloto-automático UAV-Navigation [2012] (Figura 2.18) é uma das soluções comerciais oferecidas pela UAV Navigation. Este pode ser usado tanto em VANTs de asa fixa quanto de asa rotativa, de tamanhos que variam de menos de 1 metro de envergadura até 4 metros com carga paga de 36 kg.



Figura 2.18: Piloto-Automático AP04 da UAV Navigation.

O módulo de instrumentação é composto por acelerômetros ( $\pm 10g$ ), girômetros ( $\pm 300^\circ/s$ ) e magnetômetros (com compensação de atitude) triaxiais, sensor de velocidade com faixa de medição de 35 nós a 250 nós, baro-altímetro com faixa de medição de 0 a 20000 pés e receptor GPS diferencial de 12 canais. Apresenta interface para comunicação RF a 902-928 MHz (1.3 GHz opcional) com taxa de 115200 bps (*full duplex*) com alcance de 100 km e com possibilidade de comunicação com múltiplos VANTs. O

gerenciamento da carga-paga é feita através de 16 canais de E/S digitais cujas funcionalidades (PWM, RS-232, I<sup>2</sup>C etc.) são determinadas pelo modelo do piloto-automático em análise. Uma característica interessante deste piloto-automático é a redundância de processadores (dois usados) e a rotina de diagnóstico de sensores. A faixa da tensão de alimentação está entre 7V e 36V com consumo energético de 2,5W. Seu tamanho é 59,7 mm × 68,0 mm × 74,0 mm com peso declarado de 270g.

### 2.5.10 weControl: wePilot2000

A weControl é uma empresa que também desenvolve pilotos-automáticos para VANTs de asa fixa e rotativa. O modelo weControl [2011] é um piloto-automático voltado para VANTs de pequeno porte.

Este sistema é composto por sensores inerciais, acelerômetros ( $\pm 10g$ ) e girômetros ( $\pm 100^\circ/s$ ) de três eixos, sensor de pressão estática (barômetro) com faixa medição de medição de 10 a 1100 mbar, receptor GPS diferencial de 16 canais e um magnetômetro externo. O processador utilizado para o processamento dos sinais é um Intel XScale PXA255 de 32 bits com 32 MB de memória *flash* e 64 MB de SDRAM associado com um FPGA Xilinx SpartanXL. O piloto-automático apresenta 14 canais PWM, sendo 8 de entrada e 6 de saída; interface para 2 tacômetros para medir rotações de motores; 6 canais analógicos com resolução de 12 bits; 4 canais digitais de E/S; e 8 canais de comunicação RS-232, sendo 4 para uso geral, 1 para o magnetômetro externo, 1 para comunicação com *modem*, 1 para o receptor GPS diferencial e 1 para comunicação com computador. A alimentação é feita com 12V e o consumo estimado é de 300 mA sem os servos. Todos os servos podem drenar a corrente máxima de 5A a 5V. As dimensões deste sistema são 185 mm × 100 mm × 45 mm com peso de 260g.

A seguir, na Tabela 2.1, são listadas as principais características dos sistemas de instrumentação para VANTs previamente apresentados.

Tabela 2.1: Resumo das características físicas e elétricas dos sistemas de instrumentação. As siglas A, G, M, pE e pD representam os sensores acelerômetros, girômetros, magnetômetros, sensor de pressão estática e sensor de pressão dinâmica, respectivamente.

Sistema	Processador	Sensores	Alimentação	Consumo	Peso	Alg.	Atual. (Hz)
Crista IMU	$\mu$ C	A+G	4,4V a 8,0V	0,5W	37g	n. d.	200
UM6	ARM Cortex	A+G+M	3,5V a 5,0V	250 mW	7g	EKF	20 a 300
ANC1000	DSP	A+G	7V a 42V	1,8W	25g	EKF	25
VN-100(T)	$\mu$ C	A+G+M	3,3V a 5,5V	65 mA@5V	3g	EKF	200
Piccolo SL	n. d.	A+G +GPS	4,5V a 28,0V	4W c/ rádio	124g c/ rádio	n. d.	n. d.
flighTEK SMC	$\mu$ C FPU	A+G +pE+pD +GPS	5,0V	2,5W	454g	n. d.	n. d.
MP2028 <sup>XP</sup>	n. d.	A+G +pE+pD	4,2V a 26,0V	140 mA @6,5V	28g	n. d.	30
Kestrel v2.4	$\mu$ C	A+G+M pE+pD	3,3V ou 5,0V	0,5A	17g	EKF	n. d.
AP04	n. d.	A+G+M pE+pD +GPS	7V a 36V	2,5W	270g	n. d.	50 ou 200
wePilot2000	$\mu$ C RISC 32 bits	A+G pE+pD +GPS	12V	0,3A	260g	EKF	n. d.

# Projeto da Cabeça Sensora

---

*“If you want truly to understand something, try to change it.”*

Kurt Lewin (1890 - 1947)

## 3.1 Introdução

Este capítulo é dedicado ao projeto do sistema de instrumentação eletrônica para um VANT, doravante denominado Cabeça Sensora, que inclui o desenvolvimento tanto do *hardware* quanto do *firmware*. Dessa forma, têm-se registrados como etapas de projeto de *hardware*, a arquitetura usada como referência para concepção do projeto, a topologia de rede usada para os sensores, bem como os detalhes de implementação, tais como o sistema de energia e regulação de tensão, interfaces de comunicação e o módulo de acionamento de atuadores. Os sensores utilizados também serão abordados convenientemente no decorrer do texto. No desenvolvimento do *firmware*, são descritas as estratégias usadas para lidar com as questões de aquisição de dados dos sensores, fusão sensorial e a interface com dispositivos externos à Cabeça Sensora.

## 3.2 Desenvolvimento do *Hardware*

### 3.2.1 Requisitos Mínimos

Conforme visto na Seção 2.5, os sistemas de instrumentação para VANTs não apresentam uniformidade com relação às suas características, tais como faixa de medição dos sensores, número de saídas e entradas digitais, peso, tensão de alimentação, consumo energético etc. Embora esses sistemas sejam, em grande parte, para aplicações genéricas, as suas características não são. Em face desta situação, torna-se fundamental estabelecer os requisitos mínimos para delinear o ponto de partida para a concepção da Cabeça Sensora.

A premissa básica seguida no desenvolvimento da Cabeça Sensora é projetar um sistema cujos requisitos mínimos sejam equivalentes ao do VANT AqVS, registrado em [Iscold et al., 2010]. Tais requisitos encontram-se resumidos na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Requisitos mínimos para a Cabeça Sensora.

Sensor	Características mínimas
Acelerômetro	$\pm 2g$
Girômetro	$\pm 300^\circ/s$
Magnetômetro	10 Ga
Sensor de pressão diferencial	$\pm 622$ Pa
Sensor de pressão absoluta	30 kPa à 120 kPa
Receptor GPS	Taxa de atualização: 5 Hz Sentenças: Protocolo NMEA
Periférico	Aplicação
I <sup>2</sup> C	Módulo de Instrumentação
SPI	Processador de Alto-Nível
UART	GPS
PWM	Módulo de Acionamento

A fim de evitar problemas típicos quando do uso de sensores analógicos, tais como condicionamento, fontes de tensão externas de referência para conversores A/D, filtros analógicos etc., optou-se por usar sensores digitais aos analógicos. Isto porquê os sensores digitais, via de regra, embarcam parte de condicionamento de sinais, tais como compensações térmicas e de não-linearidades no fator de escala feitas internamente por circuitos ASICs. Uma das desvantagens em se usar sensores digitais encontra-se nas questões relativas ao instante em que as medidas foram amostradas, que em geral não é precisamente determinado, além do tempo despendido na transmissão digital dos dados. Esse problema se torna ainda mais crítico quando se têm vários sensores digitais cujos sinais gerados são usados em algoritmos de fusão sensorial. Nessas condições, a queda de desempenho desses algoritmos pode ser maior em detrimento do assincronismo entre as medições [Ding et al., 2008]. Outra desvantagem no uso de alguns destes sensores é a ausência de informações acerca de filtros *anti-aliasing* no estágio entre o conversor A/D e o transdutor. Muito embora alguns desses sensores tenham filtros passa-baixas com frequências de corte configuráveis, esses filtros encontram-se no estágio final de processamento (saída) dos sensores, quando o sinal analógico já foi amostrado. Neste caso, não há mais como distinguir o sinal falseado do sinal original caso o teorema fundamental da amostragem (lei de Nyquist) tenha sido violado.

A Cabeça Sensora deverá possuir também, interfaces de comunicação digital, além daquela para a rede de sensores, para interação com dispositivos externos, tais como o rádio-modem e computadores para propósitos de testes e ensaios via protocolo RS-232; e comunicação com o sistema de processamento de alto-nível discutido a seguir.

É indispensável também a presença de sinais PWM para acionamento de atuadores (superfícies de controle e motor de propulsão elétrica), além de uma chave eletrônica que permita o chaveamento entre os modos *automático* e *manual* de controle do VANT.

### 3.2.2 Arquitetura

A Cabeça Sensora, no contexto do projeto, é um sub-sistema do Piloto-Automático (*Controlador*) responsável pela estimação de estados e geração dos sinais de controle para atuação dos servomotores e propulsão elétrica (*Atuadores*) sobre a plataforma aérea (*Planta*) do VANT. A Figura 3.1 ilustra o processo no qual pode-se observar a divisão de processamento de dados do Piloto-Automático em dois níveis, classificados como: Processamento de Alto-Nível e Processamento de Baixo-Nível. Esta divisão é feita de forma que a Cabeça Sensora (Processamento de Baixo-Nível) possa ser usada como um sistema de instrumentação de tempo real, independente (*standalone*), com funcionalidades de uma AHRS, provendo ângulos de atitude e dados dos demais sensores embarcados devidamente processados. Sendo independente, a Cabeça Sensora pode ser usada em outras aplicações similares, como as desenvolvidas pelo Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos (PDVA) da UFMG.

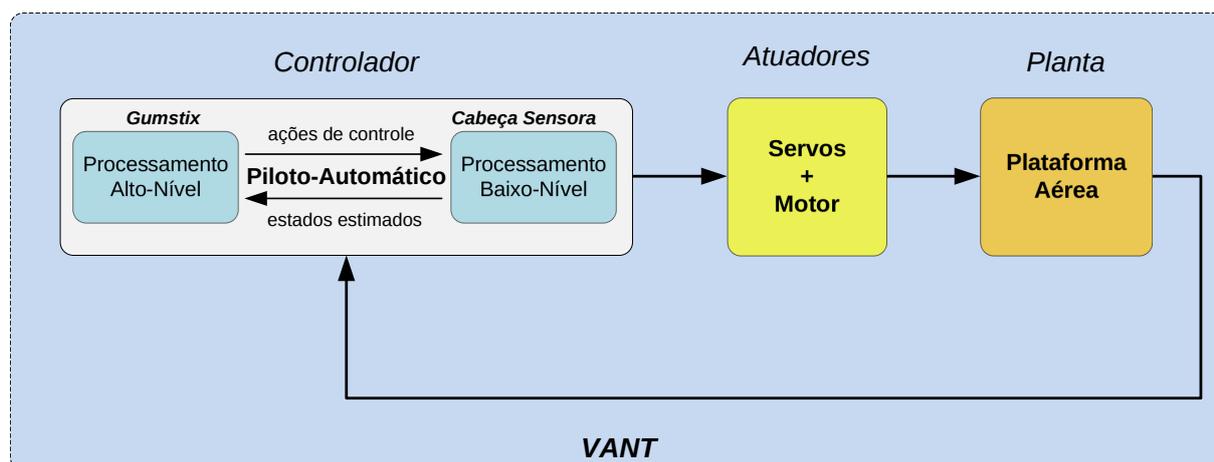


Figura 3.1: Visão geral do sistema embarcado.

Visando a essa modularidade, os sistemas de processamento devem ser independentes, o que requer o uso de processadores preferencialmente de alto desempenho separados, tais como processadores de arquitetura RISC, microcontroladores ou DSPs [Alvis et al., 2007]. A divisão de tarefas entre os sub-sistemas Processamento de Alto-Nível e Processamento de Baixo-Nível apresenta também vantagens, como a de aumentar a eficiência de processamento do sistema. Em sistemas típicos com apenas um processador, a carga de processamento envolvida pode impactar negativamente o desempenho devido a vários fatores, tais como inúmeras interrupções disparadas pelos periféricos, interfaces de comunicação e analógicas, processamento de *strings* de caracteres (como acontece com as mensagens de GPS), rotinas de acionamento de atuadores, além dos próprios algoritmos de navegação, guiagem e controle (GN&C) em execução. Estas características podem degradar severamente o desempenho até mesmo de processadores com alta capacidade de processamento. Sendo assim, divi-

dindo o sistema em dois sub-sistemas, muitos destes problemas podem ser atenuados, conduzindo o sistema a executar rotinas a taxas de processamento maiores e com mais determinismo.

O sub-sistema de Processamento de Alto-Nível é composto pelo Gumstix Overo Fire [Gumstix, 2012], um sistema eletrônico embarcado de alto desempenho, classificado como um sistema *computer-on-module*<sup>1</sup>. O Gumstix utiliza o processador OMAP3530 da Texas Instruments [Texas-Instruments, 2012b], que executa instruções a 720 MHz, possui núcleo DSP C64x+ e conta com a arquitetura ARM Cortex-A8, que viabiliza a execução de sistemas operacionais, tais como o Linux. Possui também um *hardware* (OpenGL POWER SGX) de aceleração para aplicações gráficas 2D e 3D, módulos sem fio *bluetooth* e WiFi 802.11 b/g, entrada para cartão micro-SD, entre outros. Embora se tenha escolhido o Gumstix para implementação do sub-sistema de Processamento de Alto-Nível, em função, principalmente, de características como elevado poder de processamento frente ao seu reduzido peso e tamanho, outros sistemas podem substituir o Gumstix para execução de tarefas de alto-nível. Convém ressaltar que o Gumstix não é um sistema de tempo real, ainda que o seu alto desempenho permita alcançar resultados próximos de sistemas de tempo real. No contexto do projeto, o Gumstix será usado para implementação dos algoritmos de GN&C, sendo que a comunicação com a Cabeça Sensora será feita pelo barramento SPI enviando ações de controle para a Cabeça Sensora e recebendo da mesma, os estados estimados para o cálculo das ações, como mostrado na Figura 3.1. O protocolo SPI foi escolhido por ser *full-duplex*, serial, e suportar taxas de transferência de dados que podem ir além de 10 Mb/s [Leens, 2009]. Além do mais, ele é relativamente simples pois utiliza um barramento de apenas quatro vias; e não há colisões, visto que sua topologia é do tipo mestre-escravo, pois utiliza uma via dedicada a ativação de cada nó escravo presente no barramento.

O sub-sistema de Processamento de Baixo-Nível é aquele executado pela Cabeça Sensora, no qual um processador DSP é responsável por gerenciar os módulos de acionamento e de instrumentação (sensores). Além do mais, é responsável por executar algoritmos de filtragem e fusão dos dados dos sensores e realizar a interface com o sub-sistema de Processamento de Alto-Nível via barramento SPI. Ao todo, a Cabeça Sensora é dividida em quatro sub-módulos (veja a Figura 3.2), os quais são apresentados e descritos detalhadamente a seguir:

- Módulo de Processamento;
- Módulo de Instrumentação;
- Módulo de Acionamento;
- Módulo de Energia.

---

<sup>1</sup>Definição dada aos sistemas embarcados que apresentam características de processamento que os situam entre os computadores e os microcontroladores.

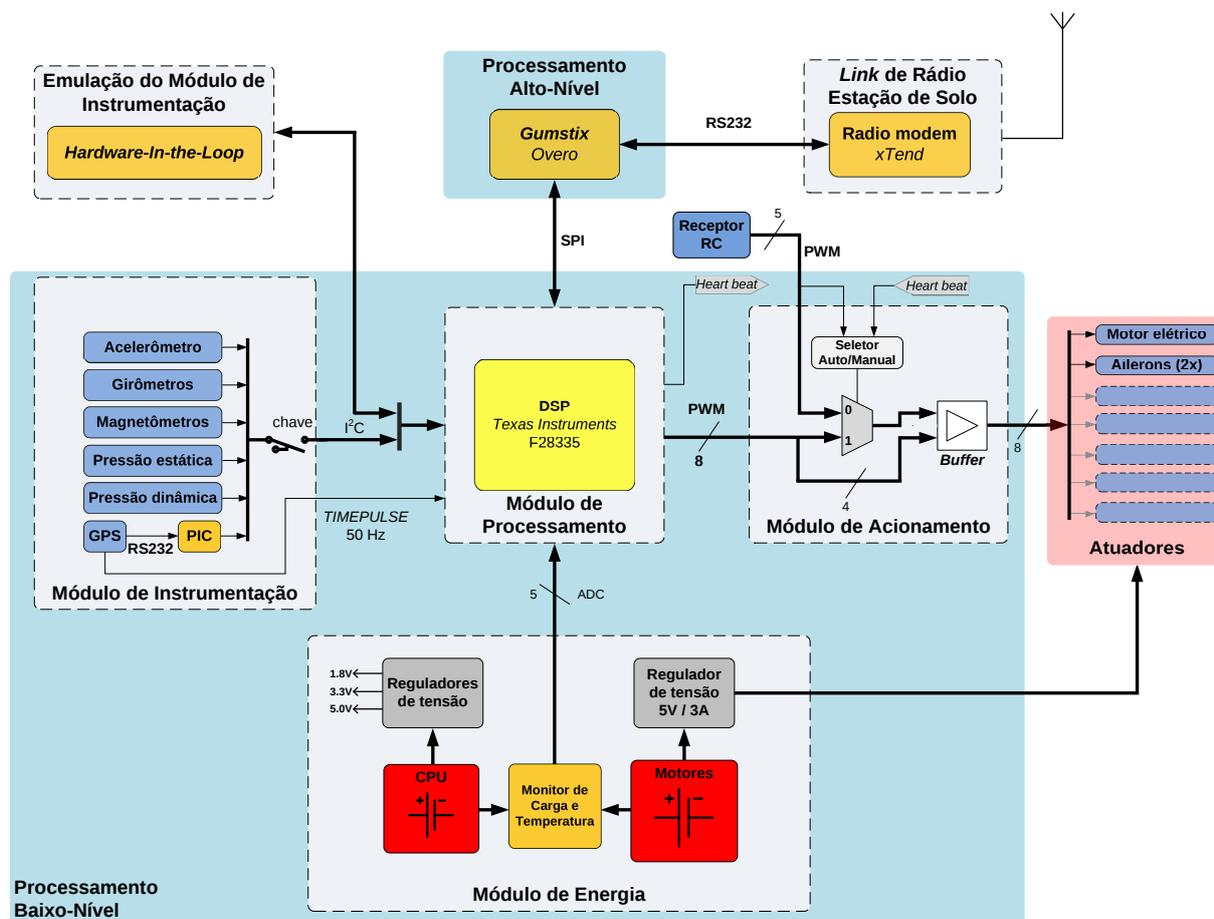


Figura 3.2: Ilustração detalhada da arquitetura da Cabeça Sensora.

### 3.2.3 Módulo de Processamento – DSP

O Módulo de Processamento da Cabeça Sensora consiste do processador digital de sinais TMS320F28335 da família de processadores C2000 28x Delfino de 32-bits da Texas Instruments. Este DSP, voltado para aplicações de tempo-real, possui *hardware* dedicado para cálculo de ponto-flutuante, o que o torna muito mais rápido frente aos processadores de ponto-fixa que emulam ponto-flutuante. É capaz de executar operações à frequência de 150 MHz e apresenta os seguintes periféricos:

- Processador de 32-bits;
- *Hardware* de ponto-flutuante;
- 256k x 16 de memória Flash;
- 34k x 16 de RAM estática;
- 18 saídas PWM;

- 3 contadores de 32-bits;
- 3 módulos UART;
- 3 módulos SPI (1 dedicado + 2 configuráveis);
- 1 módulo I<sup>2</sup>C;
- 16 canais AD de 12-bits;
- 64 I/Os de propósito geral;

Conforme se observa na Figura 3.2, o Módulo de Processamento requer muitos dos recursos oferecidos por este DSP, o que justifica a escolha deste processador.

### 3.2.4 Módulo de Instrumentação – Sensores

O Módulo de Instrumentação é aquele que embarca o conjunto mínimo de sensores existentes na Cabeça Sensora, tais como os sensores inerciais, magnetômetros, sensores de pressão diferencial e absoluta e o receptor GPS (Figura 3.2).

A rede de sensores utiliza sensores digitais com interface de comunicação I<sup>2</sup>C. Esta interface é um protocolo que suporta a topologia mestre-escravos, na qual o mestre (processador) arbitra quando e quais sensores devem transmitir suas informações através de palavras digitais. Nesta topologia, cada sensor apresenta um endereço digital que deve ser único para aquele sensor na rede e as taxas de transmissão de dados suportadas por este protocolo são de 100 kHz para a taxa de transferência de dados padrão e 400 kHz para a taxa rápida [Leens, 2009].

#### Acelerômetro

O acelerômetro escolhido que atende aos requisitos da Cabeça Sensora é o sensor ADXL345 da Analog Devices [AnalogDevices, 2012]. Este sensor é um acelerômetro digital de três eixos com resolução de 10- a 13-bits capaz de medir acelerações na faixa de até  $\pm 2$  à  $\pm 16g$ , de tal forma que a resolução seja constante em função da escala de medição configurada. Os dados são disponibilizados via protocolo I<sup>2</sup>C, em palavras de 16-bits em complemento de dois, nas taxas de transferência padrão (100 kHz) ou rápida (400 kHz). As medições de aceleração (palavras de 16-bits) podem ser coletadas a taxas entre 6,25 Hz a 3.200 Hz; sendo que estas podem apresentar erros relativos a não-linearidades, desalinhamento entre os eixos, sensibilidade de medição de eixo cruzado cujos valores típicos se encontram na Tabela 4.1. A tensão de alimentação requerida está na faixa de 2,0V a 3,6V com consumo de corrente da ordem de 145  $\mu A$  para aquisição de dados a 100 Hz. O ADXL345 tem endereço I<sup>2</sup>C em hexadecimal 0xE5 e o seu peso é de 20 mg.

### Girômetro

O sensor de velocidade angular escolhido é o ITG-3200 produzido pela InvenSense [InvenSense, 2012]. Tal sensor é um girômetro digital de três eixos com resolução de 16-bits e capaz de medir velocidades angulares na faixa de  $\pm 2000^\circ/\text{s}$ . Os dados são transmitidos via I<sup>2</sup>C em palavras de 16-bits em complemento de dois e à taxa de transferência máxima de 400 kHz. Conversores A/D dedicados à cada eixo de medição amostram dados à frequência de 3,9 Hz a 8 kHz, e embora haja filtro passa-baixas com frequência de corte passível de ser ajustada pelo usuário no estágio de saída dos conversores A/Ds, não há filtros *anti-aliasing* entre os transdutores e estes conversores. A tensão de operação está compreendida na faixa de 2,1V a 3,6V com consumo de corrente nominal de 6,5 mA e apresenta endereço I<sup>2</sup>C 0x68.

### Magnetômetro

O magnetômetro disponível comercialmente escolhido para compor o Módulo de Instrumentação é o HMC5883L da Honeywell [Honeywell, 2012a]. Este sensor é uma bússola eletrônica digital de três eixos com resolução de 12-bits e capacidade de medição de campo magnético na faixa de  $\pm 0,88$  gauss a  $\pm 8,1$  gauss. Os dados, em palavras de 16-bits em complemento de dois, podem ser coletados até a taxa máxima de 160 Hz via I<sup>2</sup>C, com frequência de *clock* configurável até 400 kHz. Este sensor apresenta endereço I<sup>2</sup>C 0x3C e têm funcionalidades de auto-teste para identificação de falhas. A tensão de alimentação suportada está na faixa de 2,16V a 3,6V e sua massa é 18 mg.

### Sensor de Pressão Absoluta – Barômetro

O sensor utilizado como barômetro, para medição de altitude, é o BMP085 fabricado pela Bosch Sensortec [Bosch-Sensortec, 2012]. Este barômetro é capaz de medir pressões na faixa de 300 hPa à 1100 hPa que corresponde a altitudes de 9000m à -500m, respectivamente. Os dados de pressão são disponibilizados em palavras de 16- até 19-bits, em função da resolução configurada, além de dados de temperatura também estarem disponíveis para leitura e posterior compensação térmica das pressões. Nenhuma informação sobre filtragem *anti-aliasing* é mencionada pelo fabricante. O endereço I<sup>2</sup>C do dispositivo é 0xEF, a tensão de alimentação permitida está entre 1,8V e 3,6V e a massa declarada de 0,09g.

### Sensor de Pressão Diferencial

O sensor de pressão diferencial escolhido foi o sensor da família *TruStability Board Mount Pressure Sensors: HSC Series-High Accuracy* de código HSC-D-RR-N-010MD-2A3 fabricado pela Honeywell [Honeywell, 2012b]. Este sensor é capaz de medir pressões diferenciais na faixa  $\pm 10$  mbar, que permite medir velocidades aerodinâmicas até aproximadamente 40 m/s. O sensor é internamente calibrado e compensado termicamente

para componentes de polarização, fator de escala e não-linearidades por meio de circuitos ASIC. As leituras de pressão compensadas são disponibilizadas à aproximadamente 2 kHz transferidas à taxa de 100 kHz ou 400 kHz via I<sup>2</sup>C; o endereço do dispositivo é 0x28 e a tensão de alimentação é 3,3V.

## GPS

Para obtenção de dados de navegação e localização, optou-se pelo receptor GPS da u-blox, modelo LEA-6T da família *Precision Timing GPS* [ublox, 2012]. Este receptor foi escolhido pelo fato de o mesmo disponibilizar dois pinos de saída que fornecem pulsos para fins de temporização. Um dos pinos fornece pulsos com frequência de 1 Hz, enquanto que o outro é capaz de gerar pulsos de largura (*duty cycle*) e frequências configuráveis no intervalo de 0,25 Hz a 10 MHz. No projeto da Cabeça Sensora, é utilizado um destes pinos para geração de pulsos à 50 Hz para disparar a leitura de todos os sensores conectados ao barramento I<sup>2</sup>C. O GPS é capaz de prover dados de navegação até a taxa máxima de 5 Hz pelos protocolos NMEA ou UBX binário (proprietário), possui interfaces de comunicação serial USB e UART, sendo que esta última suporta taxas de transmissão de 4800 bps a 115200 bps. A tensão de alimentação suportada está compreendida no intervalo de 2,7V a 3,6V, com consumo de potência típico de 123 mW a 3,0V.

Considerando que o sistema de processamento deva executar as rotinas e os algoritmos o mais rápido possível, é desejável que um processador ou microcontrolador auxiliar seja usado para executar tarefas de baixo-nível, tais como a interface RS-232/I<sup>2</sup>C entre o receptor GPS e o barramento I<sup>2</sup>C de acesso ao DSP. Esta topologia, embora aumente a complexidade física do projeto, contribui para reduzir a carga de processamento no DSP, que eventualmente executaria uma máquina de estados para se extrair informações das *strings* de caracteres fornecidas pelo GPS.

A Tabela 3.2 reúne as informações sobre as configurações de cada sensor presente no Módulo de Instrumentação. Os nomes dos parâmetros nesta tabela estão em inglês para facilitar a identificação dos mesmos durante a configuração dos sensores em alterações futuras.

### 3.2.5 Módulo de Acionamento – Atuadores

A interface com os atuadores é realizada pelo Módulo de Acionamento, ilustrado na Figura 3.2, que é responsável por enviar sinais de comando aos servomotores para deflexão das superfícies de controle e ao motor elétrico para propulsão do VANT. Há oito saídas para acionamento de atuadores neste módulo, sendo que as quatro primeiras podem vir de duas fontes distintas: do próprio DSP, em caso de voo autônomo (*Auto*); ou do rádio-controle (RC), em caso de voo pilotado por um operador (*Manual*).

A escolha da fonte dos sinais de comando é feita através do bloco Seletor *Manual/Auto*, exibido na Figura 3.3 e inspirado na solução proposta em [DeMott, 2010, pg.

Tabela 3.2: Configuração dos sensores do Módulo de Instrumentação.

Sensor	Configurações
Acelerômetro { <b>ADXL345</b> }	$\pm 2g$   <i>right justified</i>   <i>full resolution</i>   <i>self-test disabled</i> <i>Normal power mode</i>   50 Hz <i>output data rate</i> <i>Measurement mode</i>
Girômetro { <b>ITG3200</b> }	<i>Sample rate division</i> = 19+1 <i>Internal LPF</i> at 20 Hz   $\pm 2000$ °/s <i>full-scale range</i> <i>No interrupt pins utilized</i> <i>Set clock to X-Gyro reference</i>
Magnetômetro { <b>HMC5883</b> }	75 Hz <i>output data rate</i>   <i>normal measurement</i>   1 <i>sample averaged</i> <i>Range</i> : $\pm 2,5$ Gauss <i>Continuous mode</i>
Barômetro { <b>BMP085</b> }	<i>Ultra low power mode</i> (16-bits <i>resolution</i> )
Sensor de pressão dif. { <b>HSC</b> }	Não há configuração específica para este sensor
Receptor GPS { <b>ublox LEA-6T</b> }	<b>PRT</b> : UART1   NMEA   115200 bps <b>RATE</b> : GPS <i>time</i>   200 ms (5 Hz) <b>TP5</b> : 50 Hz   <i>Duty cycle</i> 50%   GPS <i>time</i> <b>NAV5</b> : <i>Airborne</i> < 4g   <i>Auto</i> 2D/3D

67], no qual são aplicados dois sinais de entradas, a saber: o sinal *heart-beat* do DSP e um sinal PWM do RC; a saída seleciona o modo de voo. O sinal *heart-beat* consiste de um sinal digital periódico gerado pelo DSP, estrategicamente localizado na *Rotina Principal* do *firmware* executado pelo DSP, que alterna o estado lógico deste pino para sinalizar o funcionamento do mesmo. Este sinal é condicionado (filtrado e saturado) e aplicado à entrada de uma porta lógica "E" de duas entradas. A ausência deste sinal, portanto, gera nível lógico baixo ("0") à entrada desta porta-lógica, e conseqüentemente gera-se sinal de nível baixo ("0") na saída do Seletor *Manual/Auto*, selecionando o modo *Manual*. Ao passo que a presença deste sinal implica em nível lógico alto ("1"), que por sua vez deixa transparente a saída do bloco Seletor *Manual/Auto* em função apenas do sinal de comando vindo do RC, que delibera o modo de voo *Auto* ou *Manual*. O sinal de saída do bloco Seletor *Manual/Auto* é então aplicado a um CI multiplexador de 4-bits (74AC157D), que seleciona o barramento de sinais do DSP ou do RC. A Tabela 3.3 mostra as combinações dos sinais de entrada para o Seletor *Manual/Auto* e o respectivo modo de voo selecionado.

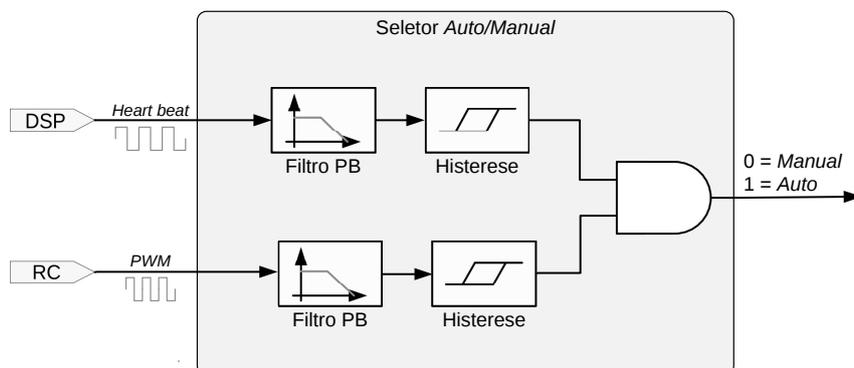


Figura 3.3: Diagrama lógico da chave de segurança seletora do Modo de Voo.

Tabela 3.3: Tabela-verdade do bloco Seletor *Manual/Auto* para a seleção do modo de voo em função dos sinais *heart-beat* e PWM do RC.

DSP <i>heart-beat</i>	RC PWM	Modo de voo
1	1	<i>Manual</i>
1	0	<i>Auto</i>
0	1	<i>Manual</i>
0	0	<i>Manual</i>

### 3.2.6 Módulo de Energia – Fontes de Alimentação

O sistema de energia da Cabeça Sensora é composto por dois sub-sistemas de alimentação independentes, sendo que um é dedicado para alimentar o sistema de processamento, composto pelo DSP, Gumstix, sensores e periféricos e que é denominado Fontes de Processamento – CPU; o outro sub-sistema de alimentação é usado para alimentar o sistema de potência, dedicado ao acionamento do motor elétrico de propulsão, servos, e eventualmente algum outro periférico que se enquadre nesta categoria, denominado Fonte de Acionamento – Motores. Ambas as fontes são abordadas a seguir:

#### Fontes de Processamento – CPU

As fontes de tensão usadas neste sub-sistema usam CIs dedicados que implementam fontes de tensão reguladas nos seguintes valores:

- 5,0V
- 3,3V
- 1,8V

Este sistema pode ser alimentado com tensões na faixa de 5V a 17V. Como no projeto serão utilizadas baterias de polímero de íon de lítio, (LiPo – do inglês *Lithium-ion Polymer*), que são facilmente encontradas no mercado, a tensão de entrada será de 7,4V, que corresponde à tensão de uma bateria de LiPo de duas células (3,7V/célula). Poderão ser usadas também baterias de três ou quatro células, que correspondem à tensões de 11,1V e 14,8V, respectivamente.

A fonte de tensão de 5V foi projetada para fornecer tensão para o Gumstix e sua placa de expansão Pinto-TH. Esta fonte foi implementada através do CI U16 TPS62111 [Texas-Instruments, 2012a], um conversor DC-DC *step-down* projetado para regular tensões de sistemas alimentados por baterias e provê tensão de saída fixa de 5V@500 mA. O circuito apresenta poucos componentes externos, ideal para reduzir peso, há proteção contra sobre-corrente e elevação de temperatura, além de monitorar a tensão de entrada para controle e regulação da tensão de saída.

Já o CI U15 MAX1775 [Maxim-Integrated, 2012], que também é um conversor *step-down* DC-DC, é usado para implementar as fontes de tensão de 3,3V@900 mA para alimentar os sensores, DSP, oscilador etc. A fonte de tensão de 1,8V@1A é usada para alimentar o núcleo do processador (CPU) do DSP.

### Fonte de Acionamento

A alimentação do motor elétrico usado para propulsão será realizada usando os já conhecidos controladores eletrônicos de velocidade (ESC – do inglês *Electronic Speed Controller*) destinados a acionar motores síncronos trifásicos, tipicamente utilizados em aeromodelismo, com alta eficiência energética. Os servomotores poderão ser alimentados usando também ESCs que tenham o dispositivo BEC (*Battery Eliminator Circuit*) embutido.

#### 3.2.7 Projeto Eletrônico

A Cabeça Sensora é composta por três níveis de placas empilhadas e interconectadas através de conectores, sendo uma placa principal e duas auxiliares, a saber:

- *Placa Principal*: Placa da Cabeça Sensora;
- *Placa Auxiliar #1*: Placa de Acionamento;
- *Placa Auxiliar #2*: Placa do Rádio-modem.

A Figura 3.4 ilustra a arquitetura física e organização estrutural da Cabeça Sensora, que neste momento encontra-se em fase final de projeto, faltando as placas serem roteadas e enviadas para fabricação e montagem. Os *layouts* das placas que compõem a Cabeça Sensora encontram-se no Anexo I e as descrições resumidas das mesmas são feitas a seguir.

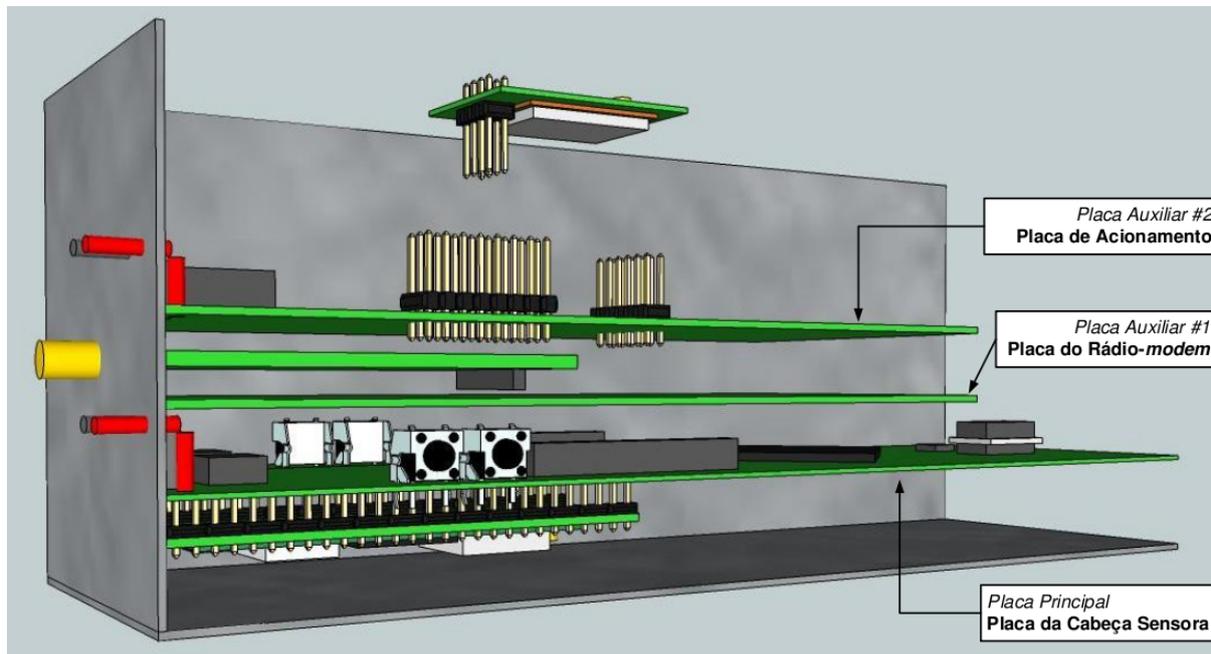


Figura 3.4: Ilustração da arquitetura física da Cabeça Sensora.

### Placa Principal – Placa da Cabeça Sensora

A Placa da Cabeça Sensora, de dimensões 180 mm × 56 mm, embarca o Módulo de Instrumentação, o Módulo de Instrumentação e o Gumstix, conforme ilustrado na Figura 3.4. Encontram-se nesta, diversos conectores, LEDs e botões, o quais são listados e descritos no Anexo I. A programação do DSP é feita através da interface JTAG (*Joint Test Action Group*) disponível através do conector X1, onde se conecta o cabo JTAG para programação. A placa possui também quatro botões, sendo três de uso geral e um para uso específico de *reset*. Os circuitos apresentam condicionamento para tratar efeitos de *debounce* e usa também o CI TPD4S009DCKR para proteção contra ESD. Há ainda cinco LEDs disponíveis, sendo três conectados ao DSP, e dois conectados ao microcontrolador PIC. Para fornecer a corrente necessária para acionar os LEDs, é usado o CI 74HC04 que disponibiliza seis portas-lógicas inversoras.

A interface analógica da Cabeça Sensora apresenta 6 canais, dos quais 2 são para uso dedicado e os demais para implementações futuras. É utilizado o conversor A/D interno do DSP que é composto por dois módulos A/D de 8 canais *single-ended* com 12-bits de resolução, totalizando 16 canais de entrada analógicos. Os canais usados pela interface são listados abaixo:

- 2 canais para os sensores de inclinação infravermelho (rolamento e arfagem);
- 2 canais (medição de *corrente* e *tensão*) para estimação do estado da bateria das Fontes de Processamento;

- 2 canais (medição de *corrente* e *tensão*) para estimação do estado da bateria das Fontes de Acionamento.

É previsto na Cabeça Sensora, o uso dos sensores de inclinação infravermelho CPD4SENUNIT [FMA, 2012]. A decisão em se usar estes sensores foi baseada no bom desempenho obtido em [Iscold et al., 2010], no qual foram utilizados dois destes sensores para estimação dos ângulos de arfagem e rolamento na faixa de medição de inclinação de  $\pm 30^\circ$  em relação ao horizonte. O princípio de funcionamento deste sensor se baseia na diferença de calor medida entre dois sensores térmicos localizados sobre um mesmo eixo, e devido as diferentes taxas de calor emitidas pelo céu e pela terra, pode-se estimar ângulos de inclinação, sempre em relação ao horizonte. Devido ao princípio de medição deste sensor, o mesmo só pode ser usado em condições climáticas favoráveis, como em períodos diurnos e de céu aberto. Como o sensor é alimentado com tensão de 3,3V e sua saída analógica pode atingir valores maiores que o máximo permitido para o conversor A/D do DSP, que é de 3,0V, o sinal é condicionado por um divisor de tensão resistivo e um filtro RC passa-baixas *anti-aliasing* com frequência de corte de  $f_c = 2,5$  Hz. Este valor foi escolhido com base no *teorema fundamental da amostragem*, e adotando a consideração prática de tomar o valor da frequência de corte 10 vezes menor que o calculado, tem-se a seguinte relação

$$f_c = \frac{f_s/2}{10},$$

sendo  $f_s$  a frequência de amostragem e  $f_c$  a frequência de corte tomada como referência para o dimensionamento do filtro mostrado na Figura 3.6.

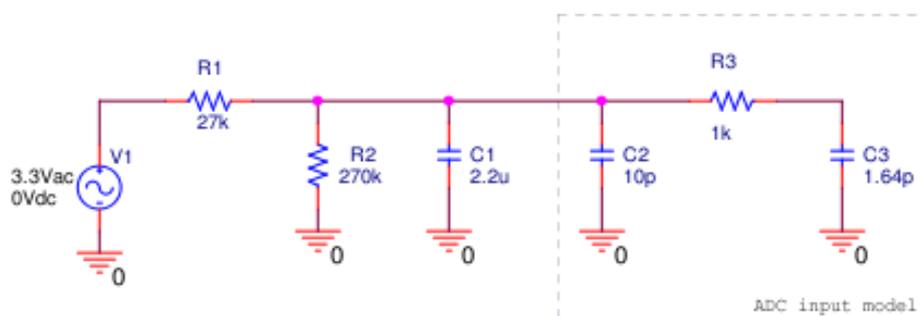


Figura 3.5: Circuito divisor de tensão e filtro *anti-aliasing* para condicionamento de sinal analógico aplicado ao ADC.

### Placa Auxiliar #1 – Placa do Rádio-modem

A placa localizada imediatamente acima da Placa Cabeça Sensora é a Placa do Rádio-modem. A função desta placa é integrar o rádio-modem ao Gumstix usando a

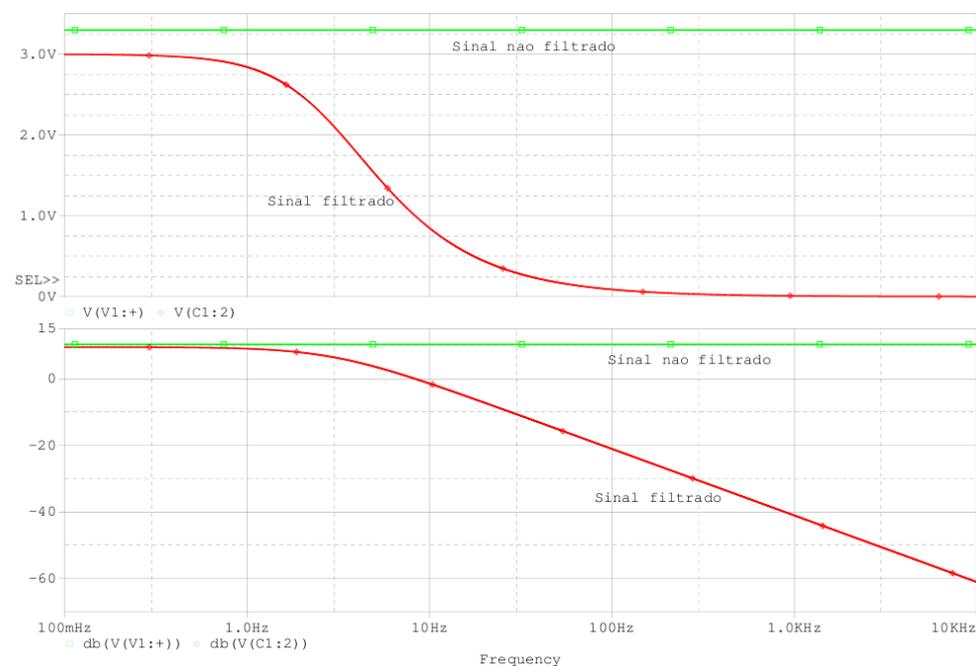


Figura 3.6: Resposta em frequência do filtro *anti-aliasing*.

estrutura física da Cabeça Sensora. Nesta placa, de dimensões físicas de 130 mm × 56 mm, encontram-se a fonte de tensão usada para alimentar o rádio-*modem*, além dos conectores que transmitem os sinais entre as placas Cabeça Sensora e a Placa de Acionamento.

### Placa Auxiliar #2 – Placa de Acionamento

A Placa de Acionamento, localizada na parte superior do conjunto de placas, mostrada na Figura I.3, é destinada a acionar os atuadores do VANT. Nela estão os *buffers* para acionamento e os conectores para conexão com os servos, além da chave eletrônica de segurança (*safety-switch*) seletora do modo de voo.

## 3.3 Desenvolvimento do *Firmware*

Nesta seção são abordados os detalhes de programação da Cabeça Sensora usada para gerenciar e controlar as diversas interfaces presentes na mesma, tais como as interfaces de Instrumentação e de Processamento de Alto-Nível.

### 3.3.1 Programa Principal – *main()*

O programa principal, executado continuamente à taxa de 50 Hz pelo DSP, é responsável por gerenciar todo o processo envolvido na Cabeça Sensora. A Figura 3.7

exibe o fluxograma do *firmware* em questão.

Inicialmente o DSP, ao ser energizado, inicia o processo de configuração básica, tais como ajuste da frequência do *clock* para 150 MHz, habilitação do *watchdog*, configuração das portas de E/S, interrupções etc. Após esta etapa, inicia-se a configuração dos periféricos usados: I<sup>2</sup>C, SPI, SCI (UART), PWM e *Timer* cujas configurações estão listadas na Tabela 3.4. São configurados também os sensores do Módulo de Instrumentação, de acordo com as informações listadas na Tabela 3.2, e o Algoritmo *mEKF-7s* é inicializado com as condições iniciais convenientemente apresentadas no Capítulo 4.

Tabela 3.4: Configuração dos periféricos do DSP.

Periférico	Configurações
I <sup>2</sup> C	DSP mestre   $f_{clk} = 100kHz$ Aquisição de dados por <i>polling</i> Endereçamento dos dispositivos com 7-bits
SPI	DSP escravo   $f_{clk} = 50kHz$ ( <i>clock</i> gerado pelo dispositivo mestre – Gumstix) Aquisição de dados por interrupção (FIFO de 16 níveis)
UART	8-N-1   <i>Baudrate</i> : 115200 bps Aquisição de dados por interrupção (FIFO de 16 níveis)
Timer 0	Período: 20,1 ms Geração de interrupção no período especificado
e-PWM 1	Configurado como contador ( <i>timer</i> ) Período: 20,0 ms (50 Hz) Geração de interrupção no período especificado

Os blocos sombreados da Figura 3.7 representam as chamadas das rotinas de atendimento à interrupção (ISR – do inglês *Interrupt Service Routine*) das interfaces de comunicação SPI e UART. Estas interrupções são disparadas, em fluxo de dados contínuo, por eventos de preenchimento e esvaziamento de filas de dados (FIFO – do inglês *First-In-First-Out*). O DSP usado apresenta um recurso que permite gerar interrupções na unidade de processamento central (CPU – do inglês *Central Processing Unit*) quando estas FIFOs são completamente preenchidas (FIFOs de recepção) ou esvaziadas (FIFOs de transmissão) sendo que estas FIFOs podem armazenar até 16 palavras de 16-bits. Dessa forma, as FIFOs dos módulos SPI e UART estão configuradas para gerar interrupções quando 16 *bytes* de dados estiverem disponíveis, e com isso, o número de interrupções geradas se reduz em 16 vezes frente às soluções tradicionais que geram interrupções à cada *byte* recebido/enviado.

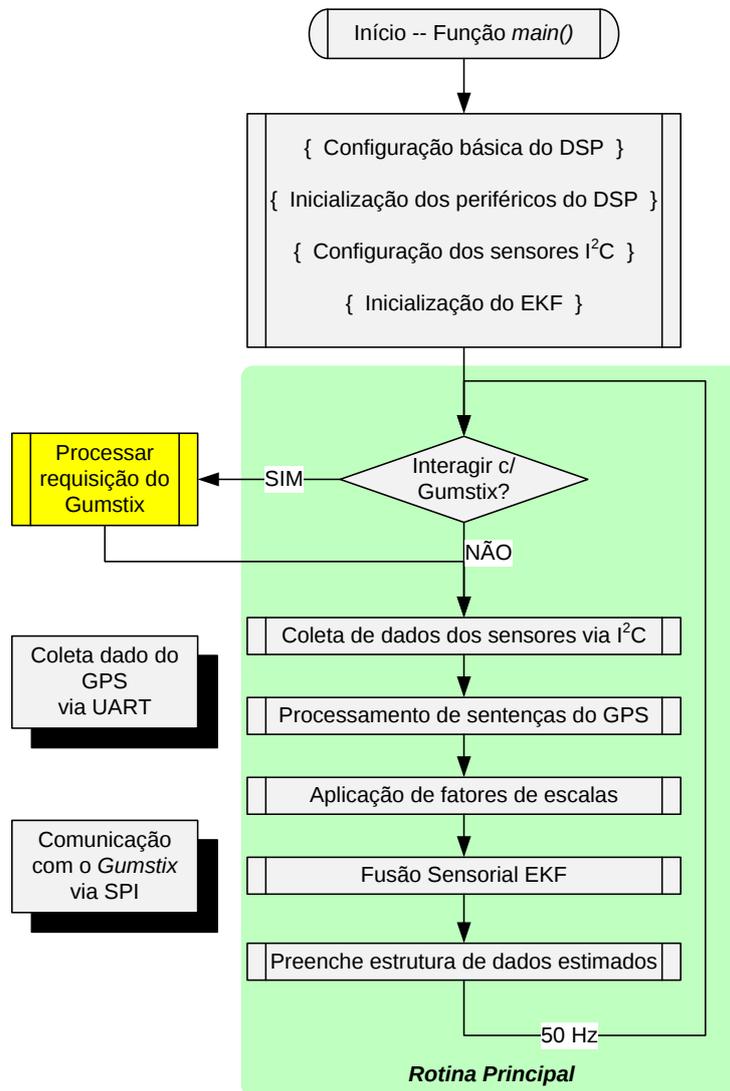


Figura 3.7: Fluxograma do programa principal executado pela Cabeça Sensora.

### 3.3.2 Sistema de Temporização da Cabeça Sensora

A presença de uma base de tempo precisa, estável e confiável é fundamental em diversas aplicações, sobretudo naquelas que envolvem fusão sensorial, tais como em navegação inercial [Li and Fang, 2010]. Algoritmos de fusão sensorial, muitas vezes, usam fontes de dados que provêm de múltiplos sensores e que geralmente não são amostrados no mesmo instante de tempo, simplesmente porque cada sensor ou processador usado na aplicação usa sua própria fonte de *clock*, independente umas das outras. Este assincronismo entre os diferentes *clocks* pode corresponder a um defasamento entre as amostras dos sensores para um mesmo instante de tempo, e com isso degradar o desempenho do algoritmo. Para se obter o máximo desempenho dos algoritmos de fusão sensorial nestas aplicações, algum mecanismo de sincronização

da coleta dos dados e do seu uso no algoritmo deve ser considerado. Várias técnicas usando tanto *hardware* quanto *software* são propostas para lidar com estas limitações, algumas delas são abordadas em [Ding et al., 2008; Li et al., 2009; Skog et al., 2011] e usam em comum o sinal PPS (do inglês *Pulse Per Second*) provido pelo GPS.

No projeto, a fim de evitar complexidade adicional ao projeto com estruturas de sincronização de tempo, decidiu-se usar o sinal especial PPS *TIMEPULSE2* do modelo de receptor GPS LEA-6T. Este sinal, por ser configurável (largura de pulso e frequência), apresentar flutuação na temporização da ordem de 30 ns (RMS) e poder estar sincronizado com o tempo UTC (do inglês *Universal Time Coordinated*), é utilizado como referência de base de tempo e está configurado para gerar um sinal retangular com largura de pulso de 50% e frequência de 50 Hz. Além do mais, a disponibilidade desta base de tempo no sistema embarcado pode ser utilizada para manter todo o sistema VANT sob a mesma base de tempo UTC.

A *Rotina Principal* (Figura 3.7) é habilitada para a execução de um ciclo após a ocorrência de uma interrupção disparada pelo sinal periódico externo vindo do GPS – *TIMEPULSE2*. Sendo assim, o DSP é configurado para gerar interrupções nas bordas de descida do sinal *TIMEPULSE2* conectado ao pino GPIO20<sup>2</sup>. Como o sinal de temporização vem de um dispositivo externo, há a possibilidade de falhas ocorrerem, tanto no dispositivo quanto no caminho do sinal. Com isso, a geração do sinal de temporização pode ser interrompida, comprometendo o funcionamento do sistema. Em virtude desta possibilidade, foi elaborado um sistema de temporização redundante, no qual o DSP passa a realizar a tarefa de temporização caso o sinal periódico de temporização do GPS não mais esteja disponível.

A ideia usada para implementar o sistema de temporização foi utilizar dois contadores internos do DSP, de forma que o primeiro desempenha a função de *timeout*, denominado Contador *TIMEOUT*; e o segundo realiza a tarefa de temporização, denominado Contador *TIMER*. O Contador *TIMEOUT* sinaliza a ausência do sinal de temporização externo (*TIMEPULSE2*), enquanto que o Contador *TIMER* assume a tarefa de gerar a base de tempo para as rotinas periódicas do DSP. Portanto, o Contador *TIMER* só é iniciado após o Contador *TIMEOUT* tiver disparado sua interrupção. A Figura 3.8 ilustra o processo de temporização discutido.

Como a frequência-alvo definida para a execução do algoritmo de fusão sensorial é de 20,0 ms (1/50 Hz), tanto o sinal externo *TIMEPULSE2* quanto o Contador *TIMER* interno estão configurados para gerar interrupções nesta taxa. Dessa forma, o Contador *TIMEOUT* está configurado para gerar interrupção a cada 20,1 ms, de forma que toda interrupção gerada no DSP pelo sinal de temporização externo (*TIMEPULSE2*) ocorra a cada 20,0 ms, dentro da janela de tempo do Contador *TIMEOUT* (20,1 ms). Quando isso acontece, o Contador *TIMEOUT* é zerado, impedindo que o mesmo gere interrupção.

No entanto, se por algum motivo o sinal de temporização do GPS (*TIMEPULSE2*)

---

<sup>2</sup>Configurado como pino de propósito geral de entrada associado à interrupção para sinais com transição de borda de descida.

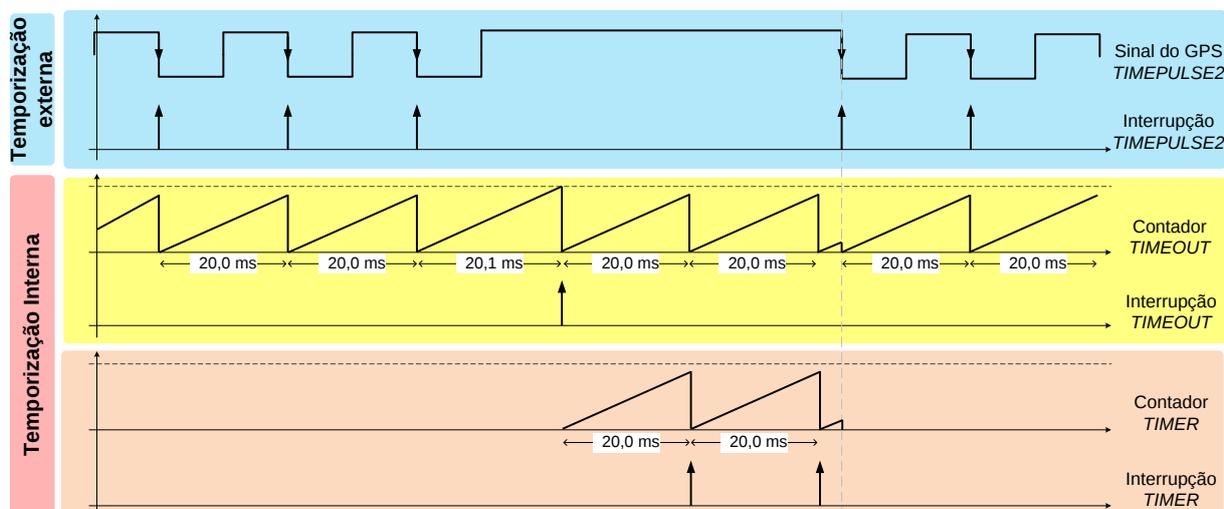


Figura 3.8: Diagrama do Sistema de Temporização da Cabeça Sensora.

for maior que 20,1 ms, indicando uma possível falha com o GPS, o Contador *TIMEOUT* gera interrupção, habilitando o Contador *TIMER*, executado pelo e-PWM, um periférico do DSP independente e dedicado para aplicações de temporização e geração de sinais de PWM. A partir deste momento, a temporização é feita internamente pelo DSP. Se eventualmente o sinal de temporização do GPS (*TIMEPULSE2*) se restabelecer, é gerada uma nova interrupção devida à borda de descida deste sinal, que por sua vez desabilita o Contador *TIMER* e zera o Contador *TIMEOUT* automaticamente.

Em situações de transição entre a temporização externa para a interna, o período entre as amostras imediatamente antes e imediatamente depois da transição apresenta diferença de tempo da ordem de  $100 \mu\text{s}$  devida a diferença entre o período do Contador *TIMEOUT* (20,1 ms) e o Contador *TIMER* (20,0 ms).

# Algoritmos de Fusão Sensorial

---

*“Prediction is difficult – especially of the future”*

Atribuído à Niels Henrik David Bohr (1885 - 1962)

## 4.1 Introdução

Neste capítulo, é proposta a escolha de um algoritmo de fusão sensorial para estimação de atitude para ser implementado na Cabeça Sensora. Para isso, são avaliados quatro algoritmos de fusão sensorial recursivos recentemente publicados na literatura, sendo que um destes é baseado em filtragem complementar não-linear e os outros três são baseados em versões de filtros de Kalman estendidos (EKF - *Extended Kalman Filter*).

Toda análise é feita em ambiente de simulação, o que implica na geração de dados *ideais*, na modelagem dos sensores, e na implementação dos algoritmos em análise. Os dados *ideais* são gerados a partir de voos simulados associados com manobras típicas de um VANT, caracterizados por movimentos ora acelerados cujas informações são registradas pelos acelerômetros, ora com movimentos lentos, que geram sinais de pequena amplitude, difíceis de serem distinguidos dos sinais de polarização dos sensores, especialmente dos girômetros.

A modelagem dos sensores se faz necessária pois permite inserir imperfeições aos dados *ideais* dos sensores simulados e que são inerentes ao processo de medição. Permite também entender com mais clareza e discernimento, as origens e os tipos de imperfeições que acometem os sensores, sobretudo os de baixo-custo. Além do mais, é possível lançar mão de tais modelos para avaliar, ainda em ambiente de simulação, o desempenho e a robustez dos algoritmos de fusão sensorial, e também compensar as imperfeições, em tempo real, daqueles sensores caracterizados previamente por procedimentos experimentais.

## 4.2 Modelagem dos Sensores

Nesta seção, são desenvolvidos os modelos dos sensores triaxiais, composto pelos acelerômetros, girômetros e magnetômetros; e os modelos dos sensores uniaxiais, que

incluem os sensores de pressão estática e dinâmica. A modelagem foi feita de forma que os parâmetros desses pudessem ser obtidos por meio de informações das folhas de dados (*datasheets*) dos sensores ou por procedimentos experimentais. As fontes de erros consideradas são:

- desalinhamento entre os eixos de medição;
- acoplamento de eixo cruzado;
- erro no fator de escala;
- ruído;
- polarização;
- erros de quantização devido às conversões feitas no conversor A/D para os sensores digitais.

Embora os modelos tenham sido desenvolvidos para sensores digitais, eles são perfeitamente aplicáveis aos sensores analógicos. Neste caso, basta suprimir a função  $f_{ADC}$  dos modelos, excluindo o erro de quantização inserido por esta função.

#### 4.2.1 Modelo dos Sensores Triaxiais

Os acelerômetros, girômetros e os magnetômetros constituem a família de sensores triaxiais, pois medem as respectivas grandezas físicas nos três eixos coordenados ortogonais do seu referencial. A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos do modelo dos sensores triaxiais, sendo que a entrada é composta por sinais *ideais*, e a saída é formada pelos sinais *medidos* corrompidos pelas imperfeições dos sensores e perturbações externas.

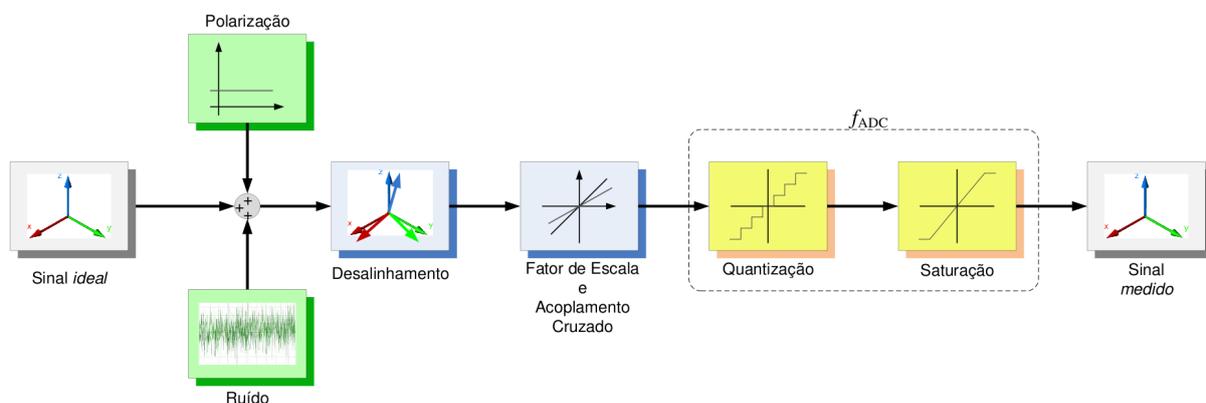


Figura 4.1: Diagrama de blocos do modelo dos sensores triaxiais.

Dessa forma, o sinal de saída de um sensor triaxial digital pode ser dado pela equação a seguir

$$\tilde{v}_t = f_{\text{ADC}}(S_t R_t v_t + B_t + N_t) , \quad (4.1)$$

na qual  $f_{\text{ADC}}$  é a função de quantização e saturação para representar o erro introduzido pelo conversor AD;  $S_t \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$  é a matriz de fator de escala e sensibilidade de eixo cruzado;  $R_t \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$  é a matriz de desalinhamento entre os eixos;  $v_t \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  é o vetor de medições *ideal*;  $B_t \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  é o vetor de polarizações;  $N_t \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  é o vetor ruído; e o subscrito  $t = \{a, \omega, m\}$  define as variáveis relativas aos acelerômetros, girômetros e magnetômetros, respectivamente.

### 4.2.2 Modelo dos Sensores Uniaxiais

Os sensores de pressão estática e dinâmica constituem o grupo de sensores uniaxiais, pois medem grandezas físicas apenas em um eixo coordenado. A Figura 4.2 exhibe também o diagrama de blocos do modelo dos sensores uniaxiais.

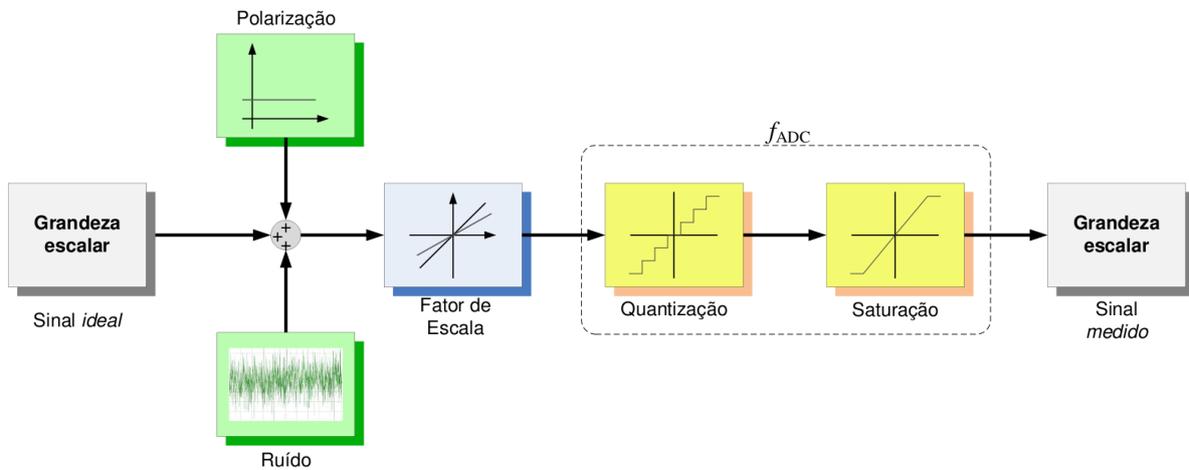


Figura 4.2: Diagrama de blocos do modelo dos sensores uniaxiais.

Aqui a diferença é ausência da matriz de rotação  $R_t$  presente no modelo dos sensores triaxiais, e o acoplamento cruzado entre os eixos. A entrada do diagrama é alimentada por uma grandeza escalar, representando os sinais *ideais*, e a saída que também é uma grandeza escalar, representa pelos sinais *reais*. O sinal de saída de um sensor uniaxial digital é dado pela equação a seguir

$$\tilde{v}_u = f_{\text{ADC}}(S_u v_u + B_u + N_u) , \quad (4.2)$$

em que  $f_{\text{ADC}}$  é a função de quantização para representar o erro introduzido pelo conversor AD;  $S_u \in \mathbb{R}^1$  é fator de escala;  $v_u \in \mathbb{R}^1$  é a medição *ideal*;  $B_u \in \mathbb{R}^1$  é o termo de

polarização;  $N_u \in \mathbb{R}^1$  é o ruído; e o subscrito  $u = \{p_{est}, p_{din}\}$  define as variáveis relativas aos sensores de pressão estática e dinâmica, respectivamente.

### 4.2.3 Parâmetros dos Modelos

A seguir são descritos os parâmetros que compõem o modelo dos sensores abordados anteriormente.

**Polarização (B):** Componentes de polarização ou *bias* são sinais não-nulos produzidos pelo sensor que alteram consideravelmente o sinal mensurado durante a operação normal do sensor. Estas componentes ocorrem devido à própria natureza física do material de construção usado na fabricação do sensor. Tais componentes podem ser estocásticas e/ou determinísticas [Xin et al., 2005], sendo que as componentes determinísticas podem ser compostas por termos constantes ou variáveis com a temperatura; e a componente estocástica é considerada com média zero e variância constante.

A componente estocástica pode ser obtida experimentalmente ou através da folha de dados do sensor, cuja informação é tipicamente extraída do valor mínimo da curva da Variância de Allan do sensor [Ioan et al., 2010]. Geralmente a polarização é dada nas unidades físicas em que o sensor mede, por exemplo em  $[\text{°/s}]$  para os girômetros e  $[mg]$  para os acelerômetros, sendo  $g = 9,81 \frac{m}{s^2}$  a aceleração da gravidade.

A componente estocástica é modelada como um ruído colorido, *i.e.*, um ruído branco filtrado por um filtro passa-baixas. Em geral não se tem muita informação sobre esta componente de polarização, mas pode ser levantada empiricamente com base na observação do mensurando em condição estática por longo período de tempo com a temperatura ambiente mantida constante.

**Fator de escala e Sensibilidade de eixo cruzado (S):** O fator de escala é o parâmetro que converte o sinal de saída do sensor para a grandeza física que o sensor mede. Portanto, erros associados ao fator de escala incorrem em erros na interpretação da grandeza medida. A modelagem deste erro é feita utilizando-se os elementos da diagonal principal da matriz

$$S_t = \begin{bmatrix} s_x & s_{xy} & s_{xz} \\ s_{yx} & s_y & s_{yz} \\ s_{zx} & s_{zy} & s_z \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

isto é,  $s_x$ ,  $s_y$  e  $s_z$  sendo os fatores de escala para os eixos  $-x$ ,  $-y$  e  $-z$ , respectivamente.

Já a sensibilidade de eixo cruzado, medição da grandeza física em um eixo coordenado quando a entrada é aplicada a um eixo ortogonal, é modelada utilizando

os elementos fora da diagonal principal da matriz  $S_t$ , ou seja, elementos  $s_{ij}$  sendo  $\{i, j\} = \{x, y, z\}$  com  $i \neq j$ .

Para os sensores uniaxiais não há sensibilidade de eixo cruzado, apenas o fator de escala.

**Desalinhamento entre eixos (R):** Este parâmetro modela a não-ortogonalidade entre os eixos de medição dos sensores triaxiais e é tipicamente dado em graus. Em geral esta informação está disponível na folha de dados dos sensores como um único valor de desalinhamento para os três eixos do sensor. A matriz de desalinhamento é modelada pela matriz

$$R_t = \begin{bmatrix} 1 & \delta_{xy} & \delta_{xz} \\ \delta_{yx} & 1 & \delta_{yz} \\ \delta_{zx} & \delta_{zy} & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

em que  $\delta_{i,j}$  é o desalinhamento, em graus, do eixo  $j$  em relação ao eixo de referência  $i$ , sendo  $\{i, j\} = \{x, y, z\}$ .

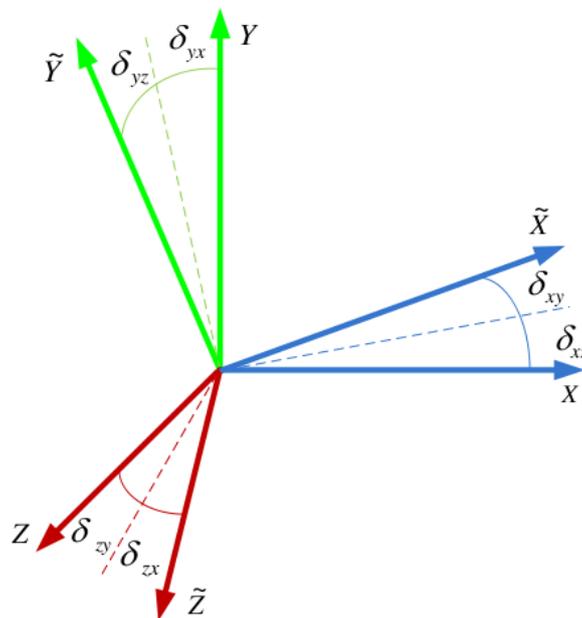


Figura 4.3: Ilustração do desalinhamento entre os eixos dos sensores triaxiais.

**Ruído (N):** O ruído é definido como um sinal variável no tempo que está presente nas medições dos sensores e normalmente é modelado como um ruído branco, *i.e.*, com média nula e variância  $\sigma^2$ . Esta informação pode ser prontamente lida da ficha técnica dos sensores ou estimada experimentalmente pelo gráfico da Variância de Allan [Iozan et al., 2010]. Neste caso, mede-se a inclinação do gráfico

que é dominada pelo ruído presente na saída do sensor e que tem relação direta com o desvio-padrão do ruído branco presente no mesmo.

O nível de ruído contido nas leituras dos sensores é dado em função da densidade de potência espectral (PSD - *Power Spectral Density*). A PSD é um parâmetro que informa o nível de ruído do sensor em função da largura de banda do mesmo.

**Erro de quantização ( $f_{ADC}$ ):** Para introduzir o erro de quantização quando da conversão da grandeza analógica para digital, usa-se a seguinte equação

$$f_{ADC}(V, V_R, b) = \begin{cases} -2^{b-1}, & V \leq -V_R \\ \left\lfloor \frac{V}{V_R} 2^{b-1} + \frac{1}{2} \right\rfloor - 2^{b-1}, & -V_R < V < V_R \\ 2^{b-1} - 1, & V \geq V_R \end{cases} \quad (4.5)$$

na qual  $b$  é o número de bits do conversor A/D,  $V$  a tensão de entrada do conversor e  $V_R$  é a tensão de referência do conversor.

### Valores Numéricos dos Parâmetros

Neste etapa, são obtidos os parâmetros dos modelos dos sensores, basicamente de duas formas: a primeira pela leitura direta dos dados técnicos contidos nas folhas de dados dos sensores, especificados no Capítulo 3; e a segunda maneira é por meio de procedimentos experimentais que permitem extrair certos dados, tais como níveis de ruído e polarização dos sensores.

Inicialmente são obtidas informações das folhas de dados daqueles parâmetros que demandam procedimentos especiais ou são inviáveis de se realizar, por questões de limitações técnicas, por exemplo. Sendo assim, os parâmetros relativos aos erros de fator de escala, acoplamento cruzado, desalinhamento entre eixos e erro de quantização estão mostrados na tabela abaixo e foram extraídos dos *datasheets* dos acelerômetros [AnalogDevices, 2012], girômetros [InvenSense, 2012] e magnetômetros [Honeywell, 2012a].

Tabela 4.1: Valores típicos dos parâmetros dos sensores.

Parâmetros	Acelerômetro	Girômetro	Magnetômetro
Fator de Escala	10%	6%	5%
Acoplamento Cruzado	1%	2%	0,2%
Desalinhamento	0,1°	0,1°	n.a.
Resolução do ADC	10-bits	16-bits	12-bits
Quantização	0,0039g	0,0092 °/s	0,0012 Ga

A variância relativa aos dados do GPS foram extraídas de informações contidas na referência [Zhou et al., 2012], cujos valores encontram-se na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Variâncias relativas às medições do GPS obtidas de [Zhou et al., 2012].

Símbolo	Valor	Unidades
$\sigma_U^2$	$1,6 \times 10^{-3}$	(m/s) <sup>2</sup>
$\sigma_V^2$	$1,6 \times 10^{-3}$	
$\sigma_W^2$	$1,6 \times 10^{-3}$	
$\sigma_U^2$	$3,2 \times 10^{-3}$	(m/s <sup>2</sup> ) <sup>2</sup>
$\sigma_V^2$	$3,2 \times 10^{-3}$	
$\sigma_W^2$	$3,2 \times 10^{-3}$	

Procedimentos experimentais foram realizados para se estimar os níveis de ruído presentes nos sensores. Para isso, foi realizado um procedimento experimental conhecido como método da Variância de Allan, que permite obter valores de variância dos sensores por meio de análises gráficas. Este procedimento, descrito em detalhes no Apêndice A, consiste em coletar uma grande quantidade de dados dos sensores em condições estáticas para então aplicar o método da Variância de Allan. A Tabela 4.3 exibe os níveis de ruído e a Tabela 4.4 as polarizações estimadas pelo método.

Tabela 4.3: Variância dos sensores obtidas experimentalmente.

Sensor	Símbolo	Valor	Unidades
Acelerômetro	$\sigma_{a_x}^2$	$223,59 \times 10^{-9}$	(m/s <sup>2</sup> )
	$\sigma_{a_y}^2$	$207,80 \times 10^{-9}$	
	$\sigma_{a_z}^2$	$266,29 \times 10^{-9}$	
Girômetro	$\sigma_p^2$	$32,93 \times 10^{-6}$	(°/s) <sup>2</sup>
	$\sigma_q^2$	$68,81 \times 10^{-6}$	
	$\sigma_r^2$	$30,67 \times 10^{-6}$	
	$\sigma_{b_p}^2$	$4,69 \times 10^{-6}$	
	$\sigma_{b_q}^2$	$201,93 \times 10^{-6}$	
	$\sigma_{b_r}^2$	$6,30 \times 10^{-6}$	
Magnetômetro	$\sigma_{H_x}^2$	$48,12 \times 10^{-9}$	Ga <sup>2</sup>
	$\sigma_{H_y}^2$	$44,04 \times 10^{-9}$	
	$\sigma_{H_z}^2$	$39,08 \times 10^{-9}$	

Substituindo os valores dos parâmetros, obtidos experimentalmente ou através das folhas de dados dos sensores, nos termos das equações do modelo dos sensores, têm-se:

$$R_a \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, S_a = \begin{bmatrix} 0,98 & 0,01 & 0,01 \\ 0,01 & 1,01 & 0,01 \\ 0,01 & 0,01 & 0,99 \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} -28,95 \\ -20,10 \\ 13,69 \end{bmatrix} mg, N_a = \begin{bmatrix} 223,59 \\ 207,80 \\ 266,29 \end{bmatrix} ng^2,$$

Tabela 4.4: Polarização dos acelerômetros e girômetros obtidos experimentalmente.

Sensor	Símbolo	Valor	Unidades
Acelerômetro	$b_{a_x}$	-28,95	mg
	$b_{a_y}$	-20,10	
	$b_{a_z}$	13,69	
Girômetro	$b_p$	-2,835	°/s
	$b_q$	4,345	
	$b_r$	-0,728	

$$R_\omega \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, S_\omega = \begin{bmatrix} 1,01 & 0,02 & 0,02 \\ 0,02 & 0,99 & 0,02 \\ 0,02 & 0,02 & 0,98 \end{bmatrix}, B_\omega = \begin{bmatrix} -2,83 \\ 4,34 \\ -0,73 \end{bmatrix} \text{ } ^\circ/\text{s}, N_\omega = \begin{bmatrix} 32,93 \\ 68,81 \\ 30,67 \end{bmatrix} \mu(\text{ } ^\circ/\text{s})^2,$$

$$R_m \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, S_m = \begin{bmatrix} 1,00 & 0,00 & 0,00 \\ 0,00 & 1,00 & 0,00 \\ 0,00 & 0,00 & 1,00 \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} 0,00 \\ 0,00 \\ 0,00 \end{bmatrix} \text{ Ga}, N_m = \begin{bmatrix} 48,12 \\ 44,04 \\ 39,08 \end{bmatrix} n\text{Ga}^2.$$

### 4.3 Algoritmos de Fusão Sensorial para Estimação de Atitude

A fusão sensorial, termo amplamente usado em sistemas de navegação inercial e estimação de atitude, refere-se ao processo extrair informações de sensores distintos com o objetivo de se obter melhores estimativas dos estados do sistema. Esses sistemas apresentam estados físicos que permitem saber a orientação, posição e velocidade de um veículo no espaço em relação a um sistema de referência.

IMU's (acelerômetros e girômetros), magnetômetros e receptores GPS são os principais sensores usados como fontes de sinais nestas aplicações. Nesses casos, usam-se as informações dos acelerômetros para se estimar os ângulos de rolamento e arfagem com base no vetor da gravidade, *i.e.*, o acelerômetro desempenhando função de um inclinômetro [Luczak and Oleksiuk, 2006]. Em alguns casos, os magnetômetros também são utilizados para se estimar a atitude, e neste caso, além dos ângulos de rolamento e de arfagem, pode ser estimado o ângulo de proa. No entanto, para se obter boas estimativas de atitude usando estes sensores, algumas premissas devem ser atendidas. No caso dos acelerômetros, a restrição está relacionada às acelerações que o sensor mede em situações de manobras dinâmicas ou aceleradas. Em situações desta natureza, a aceleração da gravidade, que é medida pelo sensor e usada para se estimar  $\phi$  e  $\theta$ , é mascarada pela aceleração do veículo, conduzindo à estimativas distorcidas de atitude. No caso dos magnetômetros, o problema principal está na alta sensibilidade a campos magnéticos na vizinhança do sensor que interferem na medição do fraco campo magnético terrestre, que é usado como referência para estimar a atitude. Uma forma

de melhorar a estimativas de atitude é realizar a fusão sensorial destes dois sensores. Outras técnicas de fusão sugerem o uso, além destes dois sensores abordados acima, o uso de girômetros para se obter informação das velocidades angulares do veículo no seu referencial. A integração do conjunto de equações (2.22) no tempo, a partir das condições iniciais de atitude e das velocidades angulares lidas dos girômetros, têm-se, idealmente, os ângulos de atitude do veículo. Entretanto, um dos problemas que acometem os girômetros, sobretudo os de tecnologia MEMS, são os termos de polarização que contribuem para a divergência da atitude estimada durante a integração.

Diante do exposto e tendo em vista a necessidade de se extrair o máximo de informação de um conjunto de dados providos por diferentes sensores com o intuito de minimizar o erro na estimação, o uso de algoritmos de fusão sensorial é a solução mais adequada. São encontrados na literatura uma vasta quantidade de algoritmos de fusão sensorial para as mais diversas aplicações, e sobretudo para os sistemas de navegação. Aqueles mais usados em estimação de atitude são descritos brevemente a seguir e pode-se citar os filtros complementares e versões dos filtros de Kalman para sistemas não-lineares, os EKF's.

### 4.3.1 Filtragem Complementar

A filtragem complementar linear é uma técnica de fusão de dados na qual o objetivo é combinar toda informação disponível de forma a minimizar os erros envolvidos no processo. No contexto da instrumentação, informações podem ser obtidas de sensores completamente diferentes, cada qual com erros característicos e independentes [Brown, 1997]. Então, é natural que se agrupe estas informações com o intuito de eliminar ao máximo os erros que contaminam os dados. Um exemplo de aplicação desta técnica pode ser encontrada em [Isold et al., 2007] na qual é feita a estimação de atitude a partir de dois sensores distintos, ou seja, faz-se a fusão de ângulos de atitude estimados a partir dos acelerômetros (vetor gravidade) e dos girômetros (integração das velocidades angulares). A atitude estimada via acelerômetros é válida quando o veículo executa movimentos não acelerados, que corresponde a movimentos suaves e lentos. Já a estimativa dos girômetros é confiável se a medição de velocidade angular dos girômetros não for pequena o suficiente para ser mascarada pelas componentes de polarização, que são integradas ao longo do tempo e conduzem a erros intoleráveis. Como cada sensor contribui com informações para determinada faixa de frequências, de maneira complementar, usa-se dois filtros, um passa-baixas (acelerômetro) e um passa-altas (girômetro) com uma frequência de corte comum aos dois, de forma que se obtenha estimativas de atitude em faixas de frequências complementares.

Ainda no domínio da filtragem complementar, existem outras técnicas que se assemelham à abordada anteriormente e por este motivo são definidas como tal. Um exemplo desta técnica pode ser encontrada em [Mahony and Hamel, 2008] na qual o autor a define como "filtragem complementar não-linear" pelo fato de a estrutura de

estimação ser parecida com àquela usada na filtragem complementar linear, no sentido de se usar informações de sensores distintos (acelerômetros e girômetros) para obtenção de estimativas de atitude. O termo “não-linear” provém da observação de estados que é realizada por equações não-lineares definidas em  $SO(3)$ . Também não há a interpretação no domínio da frequência para a fusão de dados como na filtragem complementar linear.

### 4.3.2 Filtragem de Kalman

Uma outra técnica extensivamente usada para a estimação de atitude é por meio do *filtro de Kalman* (KF). O KF é um algoritmo recursivo que foi originalmente concebido para estimar estados de sistemas dinâmicos lineares (estados linearmente relacionados com as medições) corrompidos por ruído branco. No entanto, as equações envolvidas na estimação de atitude são não-lineares, o que requer que as equações usadas no filtro sejam linearizadas em relação à trajetória nominal do estado a cada iteração do algoritmo. Esses procedimentos dão origem ao conhecido *Filtro de Kalman Estendido* (EKF), que é apropriado para sistemas não-lineares e cujas equações são exibidas a seguir.

Seja o sistema dinâmico não-linear discreto representado por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k, \\ \mathbf{y}_k &= h(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k. \end{aligned} \quad (4.6)$$

em que  $\mathbf{x}_k$  é o vetor de estados;  $\mathbf{u}_k$  o vetor de entradas;  $\mathbf{y}_k$  o vetor de saídas;  $f$  a função não-linear; e  $h$  a função de observação ou de saída do sistema.  $\mathbf{w}_k$  e  $\mathbf{v}_k$  representam os vetores de ruído de processo e de medição, respectivamente, definidos como

$$\mathbf{w}_k \sim N(0, Q_k) \quad \text{e} \quad \mathbf{v}_k \sim N(0, R_k),$$

sendo  $N(0, Q_k)$  e  $N(0, R_k)$  as notações usadas para representar as distribuições de probabilidade *normal*, com média nula e matrizes de covariância  $Q_k$  e  $R_k$ , para os ruído de processo e de medição, respectivamente.

O algoritmo do EKF é composto por duas etapas, a saber:

- Predição;
- Correção.

**Predição:** Nesta etapa, o estado do sistema é estimado a partir apenas das informações de entrada e das equações que modelam o sistema. As variáveis associadas à esta etapa são o vetor de estados  $\hat{\mathbf{x}}_k^-$  e a matriz de covariância do erro  $P_k^-$ , cujas equações são exibidas a seguir.

Estado estimado *a priori*:

$$\hat{x}_k^- = F_{k-1} \hat{x}_{k-1}^+ \quad (4.7)$$

com

$$F_k = \exp\left(\left.\frac{\partial f(x, u)}{\partial x}\right|_k \Delta t\right) \quad (4.8)$$

sendo  $\Delta t$  o intervalo de amostragem do sistema dinâmico discreto.

Matriz de covariância do erro de estimação *a priori*:

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1}^T + Q_{k-1}. \quad (4.9)$$

**Correção:** Nessa etapa, são usadas informações das grandezas mensuráveis que são usadas para corrigir a estimativa predita na etapa anterior e, com isso, melhorar a estimativa final. A matriz de covariância do erro de estimação  $P_k^+$  e o vetor de estados  $\hat{x}_k^+$  são atualizados pelas equações mostradas abaixo, sendo que o ganho  $K_k$  pondera o termo de *inovação*  $y_k - h(\hat{x}_k^-)$ .

Estado estimado *a posteriori*:

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k [y_k - h(\hat{x}_k^-)] \quad (4.10)$$

Matriz de covariância do erro de estimação *a posteriori*:

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (4.11)$$

sendo

$$H_k = \left.\frac{\partial h(x)}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}_k^-} \quad (4.12)$$

a matriz jacobiana da função de saída  $h(x)$ .

Ganho de Kalman:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (4.13)$$

Os algoritmos escolhidos para serem avaliados são algoritmos que foram recentemente publicados na literatura porque espera-se que sejam soluções aprimoradas a partir das soluções do passado. A denominação de cada algoritmo é definida na Tabela 4.5, na qual são apresentadas os significados para cada um e o subscrito escolhido para ser usado nas equações dos algoritmos. O termo *modificado* usado nos algoritmos EKF

se refere às compensações de aceleração do veículo aplicadas aos acelerômetros para estimação da atitude via projeção da aceleração da gravidade. A Tabela 4.6 apresenta as principais características de cada algoritmo com relação à capacidade de se estimar as componentes de polarização dos girômetros e de realizar as compensações da aceleração do veículo.

### 4.3.3 Algoritmo NLCF

O algoritmo proposto em [Pflimlin et al., 2007] aborda uma estratégia de observação para estimar a matriz de atitude  $\hat{C}_{b/n} \in SO(3)$  e polarização dos girômetros  $\hat{b}$  a partir de uma IMU e magnetômetros.

Elementos definidos em  $SO(3)$ , como a matriz de rotação  $C_{b/n}$  apresentam as seguintes características

$$\forall C_{b/n} \in SO(3), C_{b/n}^{-1} = C_{b/n}^T \quad \text{com} \quad \det(C_{b/n}) = +1.$$

Inicialmente, a *matriz de atitude construída* é calculada usando-se as informações da projeção da gravidade (acelerômetros) e do campo magnético terrestre (magnetômetros) no referencial do veículo  $F_b$ , e através do método de ortonormalização de Gram-Schmidt obtém-se:

$$C_{b/n} = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_b - (\bar{\mathbf{a}}_b^T \mathbf{m}_b) \bar{\mathbf{a}}_b & -\bar{\mathbf{a}}_b \times \mathbf{m}_b & -\bar{\mathbf{a}}_b \end{bmatrix}^T, \quad (4.14)$$

sendo

$$\bar{\mathbf{a}}_b = \frac{\mathbf{a}_b}{|\mathbf{a}_b|}$$

Tabela 4.5: Definição das nomenclaturas dos algoritmos.

Significado	Sigla	Subscrito
Filtragem Complementar Não-Linear	NLCF	A
EKF de 7 estados	EKF-7s	B
EKF <i>modificado</i> de 4 estados	<i>m</i> EKF-4s	C
EKF <i>modificado</i> de 7 estados	<i>m</i> EKF-7s	D

Tabela 4.6: Principais Características dos Algoritmos

Algoritmo	Estimação da polarização	Correção da aceleração
NLCF	x	
EKF-7s	x	
<i>m</i> EKF-4s		x
<i>m</i> EKF-7s	x	x

o vetor aceleração da gravidade normalizado; e  $\mathbf{m}_b$  é a leitura do magnetômetro, ambas no referencial do corpo  $F_b$ .

A ideia principal usada para elaborar a Equação (4.14) é lançar mão do método de ortonormalização de Gram-Schmidt para construir, a partir dos sinais dos acelerômetros e girômetros, os eixos  $-x$  e  $-z$ , e com isso completar o sistema de coordenadas através do produto cruzado do sistema em  $F_b$ .

A etapa seguinte consiste da estimação da matriz de atitude  $\hat{C}_{b/n}$  por meio da integração das velocidades angulares, lidas dos girômetros, e com correção dos termos de polarização estimadas por  $\hat{b}$ . A integração é iniciada com condições iniciais  $\hat{C}_{b/n} = C_{b/n}$  e  $\hat{b} = 0$ . A estimação destes parâmetros é regida pelas seguintes equações diferenciais

$$\dot{\hat{C}}_{b/n} = \hat{C}_{b/n} \text{sk}(\hat{\omega}) \quad \text{e} \quad \dot{\hat{b}} = \Gamma \tilde{C}_{b/n}^T (X + Y + Z), \quad (4.15)$$

sendo  $\text{sk}(\cdot)$  o construtor de matrizes anti-simétricas; e  $\Gamma$  um ganho positivo para sintonizar a convergência da polarização dos girômetros.  $\hat{\omega}$  é definido como

$$\hat{\omega} = \tilde{C}_{b/n}^T (\omega_b - \hat{b}) - k(X + Y + Z),$$

na qual  $k > 0 \in \mathbb{R}^1$  é o ganho associado com a rapidez de estimação da matriz de atitude;  $\omega_b \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  são as leituras dos girômetros. Definindo ainda os vetores coluna unitários da base canônica no referencial inercial  $F_n \{\hat{\mathbf{x}}_n, \hat{\mathbf{y}}_n, \hat{\mathbf{z}}_n\} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ , têm-se:  $\hat{\mathbf{x}}_n = [1 \ 0 \ 0]^T$ ,  $\hat{\mathbf{y}}_n = [0 \ 1 \ 0]^T$  and  $\hat{\mathbf{z}}_n = [0 \ 0 \ 1]^T$ . E dessa forma, têm-se  $X = (\hat{C}_{b/n}^T \hat{\mathbf{x}}_n \times C_{b/n}^T \hat{\mathbf{x}}_n)$ ,  $Y = (\hat{C}_{b/n}^T \hat{\mathbf{y}}_n \times C_{b/n}^T \hat{\mathbf{y}}_n)$ ,  $Z = (\hat{C}_{b/n}^T \hat{\mathbf{z}}_n \times C_{b/n}^T \hat{\mathbf{z}}_n)$ .

Os erros de estimação neste algoritmo são definidos como

$$\tilde{C}_{b/n}^T = \hat{C}_{b/n}^T C_{b/n} \quad \text{e} \quad \tilde{b} = b - \hat{b}.$$

A convergência do filtro é garantida se e somente se as duas condições seguintes forem verificadas:

$$\tilde{C}_{b/n}^T \rightarrow I_{3 \times 3} \quad \text{e} \quad \tilde{b} \rightarrow 0.$$

#### 4.3.4 Algoritmo EKF-7s

O algoritmo EKF-7s, proposto por [Jang and Liccardo, 2006] é um algoritmo de estimação de atitude e dos termos de polarização dos girômetros baseado no EKF. Sinais de aceleração lidos dos acelerômetros são usados para se inferir os ângulos de inclinação do veículo a partir da decomposição da aceleração da gravidade.

A atitude é propagada por quatérnios, conforme a Equação (2.18). As matrizes de covariância de processo e de medição são feitas constantes.

O modelo dinâmico do sistema é

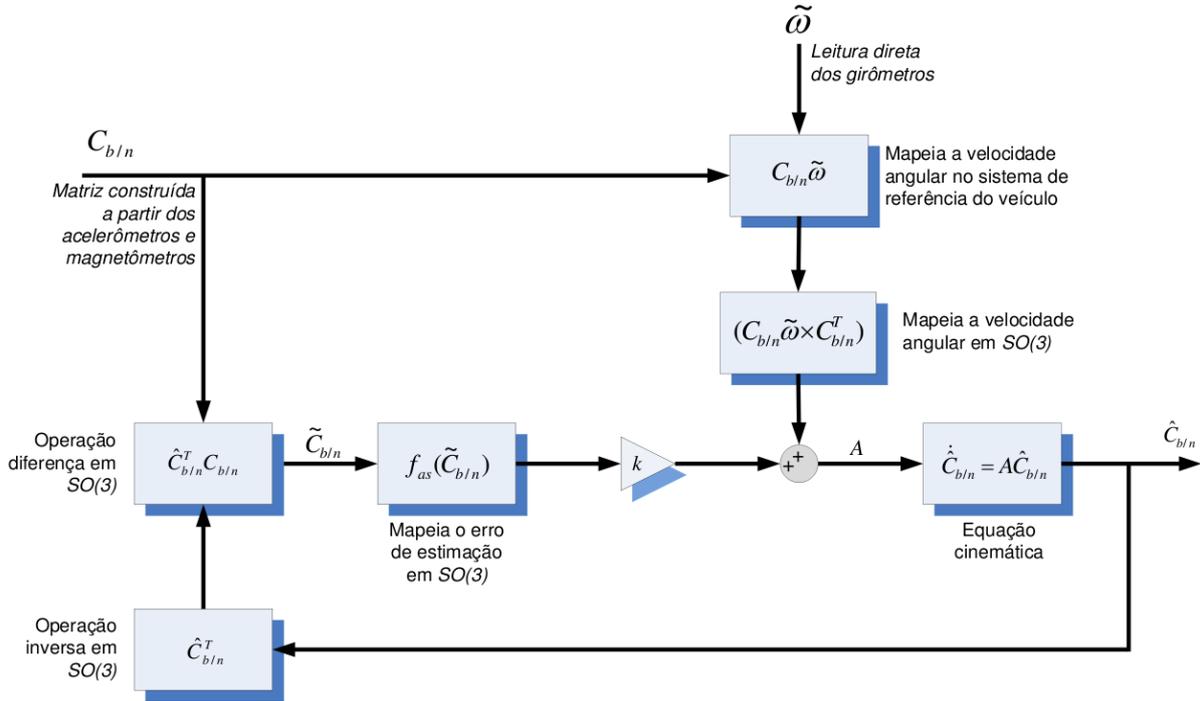


Figura 4.4: Fluxograma de sinais simplificado adaptado de [Mahony and Hamel, 2008] do processo de estimação da matriz de atitude  $\hat{C}_{b/n}$  do algoritmo NLCF.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_B &= f_B(\mathbf{x}_B, \mathbf{u}_B) + \mathbf{w}_B, \\ \mathbf{y}_B &= h_B(\mathbf{x}_B) + \mathbf{v}_B,\end{aligned}\quad (4.16)$$

em que  $\mathbf{x}_B = [e_0 \ e_1 \ e_2 \ e_3 \ b_p \ b_q \ b_r]^T \in \mathbb{R}^{7 \times 1}$  é o vetor de estados do sistema dos quais os quatro primeiros elementos são os parâmetros de Euler (quatérnios) e os últimos três são as componentes de polarização dos giroscópios;  $\mathbf{u}_B = [p \ q \ r]^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  é o vetor de entrada do sistema composto pela leitura dos giroscópios (velocidades angulares);  $\mathbf{y}_B = [a_x \ a_y \ a_z \ \psi_{mag}]^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$  é o vetor de medição no qual os três primeiros elementos são sinais de aceleração (projeção da gravidade) e o último termo é a proa magnética obtida dos magnetômetros conforme

$$\psi_{mag} = \tan^{-1} \left( \frac{H_y}{H_x} \right), \quad (4.17)$$

sendo  $H_x$  e  $H_y$  as componentes em relação aos eixos  $x$  e  $y$  dos magnetômetros.  $\mathbf{w}_B$  e  $\mathbf{v}_B$  são os ruídos de processo e medição, respectivamente;  $\mathbf{f}_B(\mathbf{x}_B, \mathbf{u}_B)$  e  $\mathbf{h}_B(\mathbf{x}_B)$  são as equações dinâmica e de saída, dadas por

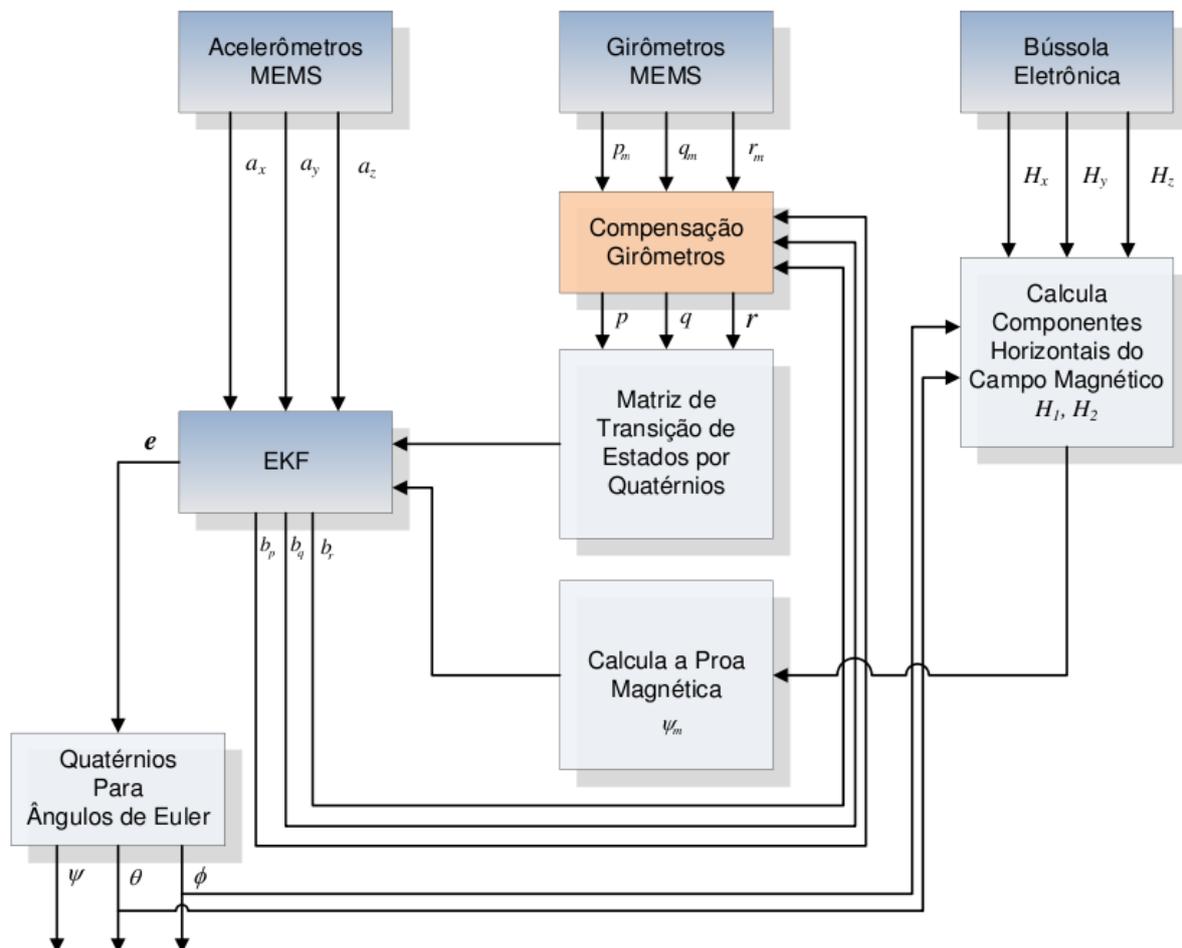


Figura 4.5: Diagrama de blocos representativo do Algoritmo EKF-7s. Adaptado de [Ma et al., 2012].

$$f_B(\mathbf{x}_B, \mathbf{u}_B) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -e_1 & -e_2 & -e_3 \\ e_0 & -e_3 & e_2 \\ e_3 & e_0 & -e_1 \\ -e_2 & e_1 & e_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p - b_p \\ q - b_q \\ r - b_r \end{bmatrix} \\ \mathbf{0}^{3 \times 1} \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

e

$$h_B(\mathbf{x}_B) = \begin{bmatrix} 2g(e_1e_3 - e_0e_2) \\ 2g(e_2e_3 + e_0e_1) \\ g(e_0^2 - e_1^2 - e_2^2 + e_3^2) \\ \tan^{-1} \left( \frac{2(e_1e_2 + e_0e_3)}{e_0^2 + e_1^2 - e_2^2 - e_3^2} \right) \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

### 4.3.5 Algoritmo *mEKF-4s*

O Algoritmo *mEKF-4s*, proposto por [Ma et al., 2012], é um algoritmo de fusão sensorial para estimação de atitude baseado no EKF, semelhante ao algoritmo EKF-7s, regido pela equação do sistema mas com algumas diferenças importantes. A primeira diferença está na dimensão do vetor de estados, que no caso do *mEKF-4s* é composto apenas pelos quatro elementos do quatérnio, sendo que a estimação da polarização dos girômetros não é feita. A outra característica que este algoritmo apresenta é a compensação das acelerações do veículo nas medições do acelerômetro.

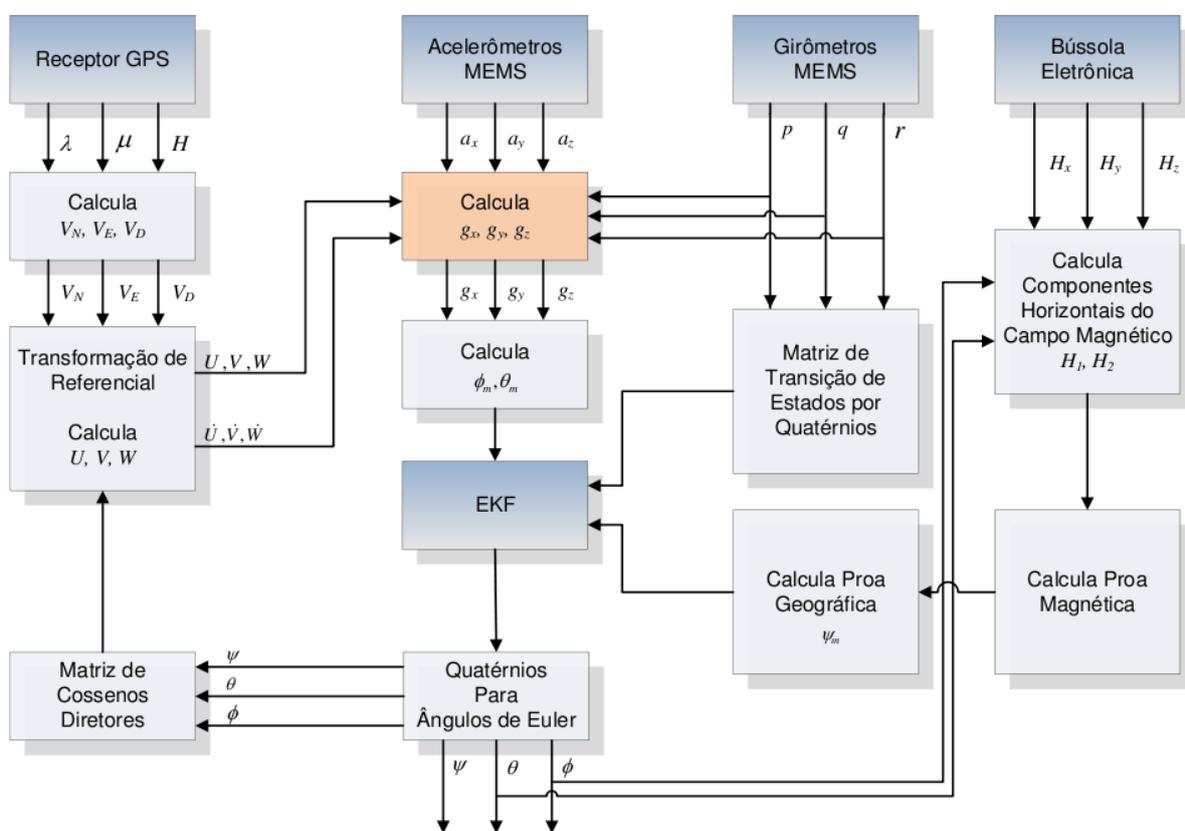


Figura 4.6: Diagrama de blocos representativo do Algoritmo *mEKF-4s*. Adaptado de [Ma et al., 2012].

A equação dinâmica que rege o Algoritmo *mEKF-4s* é dada por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_C &= f_C(\mathbf{x}_C, \mathbf{u}_C) + \mathbf{w}_C, \\ \mathbf{y}_C &= h_C(\mathbf{x}_C) + \mathbf{v}_C. \end{aligned} \quad (4.20)$$

sendo os vetores de estado  $\mathbf{x}_C$  e de entrada  $\mathbf{u}_C$  dados abaixo

$$\mathbf{x}_C = [e_0 \ e_1 \ e_2 \ e_3]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{u}_C = [p \ q \ r]^T,$$

a equação dinâmica definida como

$$f_C(\mathbf{x}_C, \mathbf{u}_C) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -e_1 & -e_2 & -e_3 \\ e_0 & -e_3 & e_2 \\ e_3 & e_0 & -e_1 \\ -e_2 & e_1 & e_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

e o vetor de saída definido como

$$\mathbf{y}_C = [\phi_m \ \theta_m \ \psi_m \ 1]^T. \quad (4.22)$$

As componentes de aceleração da gravidade providas pelos acelerômetros, que são distorcidas quando o VANT executa manobras dinâmicas, são deduzidas a partir das compensações feitas pelas velocidades ( $U, V, W$ ) e acelerações ( $\dot{U}, \dot{V}, \dot{W}$ ) lineares e das velocidades angulares ( $p, q, r$ ) conforme o conjunto de equações (2.20), que escrita em função das componentes gravitacionais, obtêm-se

$$\begin{aligned} g_x &= a_x - [\dot{U} + (Wq - Vr)], \\ g_y &= a_y - [\dot{V} + (Ur - Wp)], \\ g_z &= a_z - [\dot{W} + (Vp - Uq)]. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Logo, a obtenção dos ângulos de rolamento e arfagem através da projeção da gravidade usando as acelerações mencionadas anteriormente se dão, respectivamente, por

$$\phi_m = \tan^{-1} \left( \frac{g_y}{g_z} \right) \quad \text{e} \quad \theta_m = \tan^{-1} \left( \frac{-g_x \cos \phi}{g_z} \right). \quad (4.24)$$

Esta compensação teoricamente melhora o desempenho do filtro fornecendo estimativas de atitude menos distorcidas durante manobras aceleradas do VANT. As velocidades  $U, V$  e  $W$  são obtidas das componentes  $V_N, V_E$  and  $V_D$ , lidas do receptor GPS e transformadas através da matriz de rotação  $C_{n/b}^T$ , como descrito na Equação (2.15) para

$$\begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix} = C_{n/b}^T \begin{bmatrix} V_N \\ V_E \\ V_D \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

As acelerações lineares  $\dot{U}, \dot{V}$  e  $\dot{W}$  são calculadas a partir das acelerações lineares  $\dot{V}_N, \dot{V}_E$  and  $\dot{V}_D$ , que por sua vez são calculadas por diferenças finitas de acordo com as equações abaixo

$$\dot{V}_N = \frac{V_N^k - V_N^{k-1}}{T_{GPS}}, \quad \dot{V}_E = \frac{V_E^k - V_E^{k-1}}{T_{GPS}}, \quad \dot{V}_D = \frac{V_D^k - V_D^{k-1}}{T_{GPS}}, \quad (4.26)$$

sendo  $T_{GPS} = 200 \text{ ms}$  o período de amostragem interna do GPS. Como as acelerações lineares são calculadas da Equação (4.26), a incerteza das acelerações são amplificadas por  $\sqrt{2}$ , considerando  $T_{GPS}$  constante, que é uma suposição factível tendo em vista que o tempo de transmissão e processamento dos pacotes do GPS é muito menor que o

período  $T_{GPS}$ . Para se reduzir as incertezas associadas com este método de dedução das acelerações lineares, algoritmos de estimação de velocidade baseados em medição de diferenças de fases das portadoras de receptores GPS, como em [Zhou et al., 2012], que provê melhores resultados, devem ser considerados.

O ângulo de guinada é obtido projetando-se as componentes tridimensionais ( $H_x$ ,  $H_y$  e  $H_z$ ) em um plano horizontal, resultando nas componentes  $H_1$  e  $H_2$ , mostradas abaixo

$$\begin{aligned} H_1 &= H_x \cos \theta + H_y \sin \phi \sin \theta + H_z \cos \phi \cos \theta, \\ H_2 &= H_y \cos \phi - H_z \sin \phi. \end{aligned} \quad (4.27)$$

E com isso, o ângulo de guinada é obtido fazendo-se

$$\psi_m = \tan^{-1} \left( \frac{H_2}{H_1} \right). \quad (4.28)$$

A equação de saída do filtro  $h_C(\mathbf{x}_C)$  provê a atitude em ângulos de Euler diretamente e inclui a restrição da norma unitária para os quatérnios conforme

$$h_C(\mathbf{x}_C) = \begin{bmatrix} \tan^{-1} \left( \frac{2(e_0 e_1 + e_2 e_3)}{e_0^2 - e_1^2 - e_2^2 + e_3^2} \right) \\ \sin^{-1} (2(e_1 e_3 - e_0 e_2)) \\ \tan^{-1} \left( \frac{2(e_1 e_2 + e_0 e_3)}{e_0^2 + e_1^2 - e_2^2 - e_3^2} \right) \\ e_0^2 + e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

Na implementação do Algoritmo *mEKF-4s*, a restrição da norma unitária não foi incluída pelo fato de a normalização ser feita a cada passo de iteração do algoritmo.

A matriz de covariância de processo é obtida fazendo  $L_{k-1} Q_{k-1} L_{k-1}^T$  com

$$L_{k-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -e_1 & -e_2 & -e_3 \\ e_0 & -e_3 & e_2 \\ e_3 & e_0 & -e_1 \\ -e_2 & e_1 & e_0 \end{bmatrix}, \quad Q_{k-1} = \begin{bmatrix} \sigma_p^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_q^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_r^2 \end{bmatrix}, \quad (4.30)$$

sendo  $\sigma_p^2$ ,  $\sigma_q^2$  e  $\sigma_r^2$  as variâncias das velocidades angulares  $p$ ,  $q$  e  $r$ , respectivamente.

Já a matriz de covariância de medição é calculada levando em consideração a variância de todos os sensores usados nos cálculos. Os ângulos de rolamento ( $\phi$ ) e arfagem ( $\theta$ ) são estimados usando as componentes de aceleração da gravidade compensadas, que envolvem medições das velocidades e acelerações lineares (GPS) e das velocidades angulares (girômetros), como pode ser visto na Equação (4.23). O ângulo de proa ( $\psi$ ) é calculado a partir dos magnetômetros. Dessa forma, a matriz de covariância de medição fica

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_{\phi\theta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\psi}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_C^2 \end{bmatrix}, \quad (4.31)$$

em que  $\sigma_{\phi\theta}^2$  representa a variância dos ângulos de rolamento ( $\phi$ ) e arfagem ( $\theta$ );  $\sigma_{\psi}^2$  é a variância do ângulo de proa ( $\psi$ ); e  $\sigma_C$  é a variância da restrição da norma unitária descrita na Equação (2.5), que idealmente deve ser zero, mas para se evitar problemas numéricos quando o algoritmo for executado em sistemas de simulação ou embarcados cuja representação numérica é limitada, faz-se este valor ser pequeno, mas não nulo. A dedução de cada elemento não-nulo da matriz da Equação (4.31) é feita procedendo-se com a expansão dos termos de primeira ordem em séries de Taylor das equações usadas.

As variâncias associadas aos ângulos  $\phi$  e  $\theta$ ,  $\sigma_{\phi\theta}^2$ , são definidas como

$$\sigma_{\phi\theta}^2 = M_{\phi\theta} M_{xyz} R_{\phi\theta} M_{xyz}^T M_{\phi\theta}^T,$$

sendo

$$M_{\phi\theta} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{g_z}{g_y^2 + g_z^2} & -\frac{g_y}{g_y^2 + g_z^2} \\ \frac{-g_z \cos \phi}{g_x^2 \cos^2 \phi + g_z^2} & \frac{g_x g_z^2 \sin \phi}{(g_y^2 + g_z^2)(g_x^2 \cos^2 \phi + g_z^2)} & \frac{(g_y^2 + g_z^2)(g_x \cos \phi - g_x g_y g_z \sin \phi)}{(g_y^2 + g_z^2)(g_x^2 \cos^2 \phi + g_z^2)} \end{bmatrix},$$

$$M_{xyz} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & r & -q & 0 & -W & V \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & -r & 0 & p & W & 0 & -U \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & q & -p & 0 & -V & U & 0 \end{bmatrix},$$

e

$$R_{\phi\theta} = \begin{bmatrix} \sigma_{a_x}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{a_y}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{a_z}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_U^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_V^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_W^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_U^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_V^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_W^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_p^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_q^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_r^2 \end{bmatrix},$$

a matriz diagonal contendo as variâncias dos acelerômetros ( $\sigma_{a_x}^2$ ,  $\sigma_{a_y}^2$ ,  $\sigma_{a_z}^2$ ), girômetros ( $\sigma_p^2$ ,  $\sigma_q^2$ ,  $\sigma_r^2$ ) e do GPS ( $\sigma_U^2$ ,  $\sigma_V^2$ ,  $\sigma_W^2$ ,  $\sigma_U^2$ ,  $\sigma_V^2$ ,  $\sigma_W^2$ ).

Já a variância do ângulo de proa  $\sigma_{\phi_m}^2$  é calculada projetando as três componen-

tes do campo magnético medido pelo magnetômetro no plano paralelo à superfície terrestre em duas componentes,  $H_1$  e  $H_2$ , usando informações dos ângulos  $\phi$  e  $\theta$  estimados. Sabendo que a proa magnética pode ser calculada pela equação  $\psi_m = \tan^{-1} \frac{H_2}{H_1}$  e expandindo-a em séries de Taylor de primeira ordem, obtém-se a seguinte expressão para a variância  $\sigma_{\phi_m}^2$

$$\sigma_{\psi_m}^2 = M_{\psi} M_{H12} R_{\psi} M_{H12}^T M_{\psi}^T$$

sendo

$$M_{\psi} = \begin{bmatrix} -\frac{H_2}{H_1^2 + H_2^2} & \frac{H_1}{H_1^2 + H_2^2} \end{bmatrix},$$

$$M_{H12} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \sin \phi & \cos \phi \sin \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \end{bmatrix},$$

e

$$R_{\psi} = \begin{bmatrix} \sigma_{H_x}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{H_y}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{H_z}^2 \end{bmatrix},$$

a matriz diagonal contendo as variâncias  $\sigma_{H_x}^2$ ,  $\sigma_{H_y}^2$  e  $\sigma_{H_z}^2$  das leituras de  $H_x$ ,  $H_y$  e  $H_z$  dos magnetômetros.

### 4.3.6 Algoritmo *mEKF-7s*

O Algoritmo *mEKF-7s* é uma versão modificada do Algoritmo *mEKF-4s* cujas modificações são apresentadas a seguir.

O vetor de estados é aumentado de quatro para sete estados para incluir a estimação das três componentes de polarização dos girômetros. Dessa forma, a equação dinâmica do sistema, mostrada abaixo, considera as componentes de polarização estimadas para corrigir a leitura dos girômetros, sendo

$$\mathbf{f}_D(\mathbf{x}_D, \mathbf{u}_D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -e_1 & -e_2 & -e_3 \\ e_0 & -e_3 & e_2 \\ e_3 & e_0 & -e_1 \\ -e_2 & e_1 & e_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p - b_p \\ q - b_q \\ r - b_r \end{bmatrix} \\ \mathbf{0}^{3 \times 1} \end{bmatrix}, \quad (4.32)$$

em que  $\mathbf{x}_D = [e_0 \ e_1 \ e_2 \ e_3 \ b_p \ b_q \ b_r]^T \in \mathbb{R}^{7 \times 1}$  é o vetor de estados aumentado; e  $\mathbf{u}_D = [p \ q \ r]^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  é o vetor de entrada.

A equação de saída é definida como

$$h_D(\mathbf{x}_D) = \begin{bmatrix} \tan^{-1}\left(\frac{2(e_0e_1+e_2e_3)}{e_0^2-e_1^2-e_2^2+e_3^2}\right) \\ \sin^{-1}(2(e_1e_3 - e_0e_2)) \\ \tan^{-1}\left(\frac{2(e_1e_2+e_0e_3)}{e_0^2+e_1^2-e_2^2-e_3^2}\right) \\ e_0^2 + e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

A matriz de covariância de medição é calculada exatamente da mesma forma como descrita na Equação (4.31) relativa ao Algoritmo *mEKF-4s*.

No entanto, a matriz de covariância de processo é aumentada e é obtida fazendo  $L_{k-1}Q_{k-1}L_{k-1}^T$  com

$$L_{k-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -e_1 & -e_2 & -e_3 & 0 & 0 & 0 \\ e_0 & -e_3 & e_2 & 0 & 0 & 0 \\ e_3 & e_0 & -e_1 & 0 & 0 & 0 \\ -e_2 & e_1 & e_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad Q_{k-1} = \begin{bmatrix} \sigma_p^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_q^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_r^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{b_p}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{b_q}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{b_r}^2 \end{bmatrix}, \quad (4.34)$$

sendo  $\sigma_p^2$ ,  $\sigma_q^2$  e  $\sigma_r^2$  as variâncias das velocidades angulares; e  $\sigma_{b_p}^2$ ,  $\sigma_{b_q}^2$  e  $\sigma_{b_r}^2$  as variâncias das componentes de polarização das medições  $p$ ,  $q$  e  $r$ , respectivamente.

Além do mais, as componentes de velocidade linear  $V_N$  e  $V_E$  (no Referencial NED) são obtidas a partir da decomposição da velocidade em relação ao solo,  $V_s$  (*speed over ground*), usando o ângulo de guinada  $\psi_{GPS}$  (*course*), ambos obtidos da sentença GPVTG do receptor GPS. Essa modificação em relação ao Algoritmo *mEKF-4s* foi feita visando eliminar uma operação de diferença finita, e com isso reduzir os níveis de ruído amplificados durante a diferenciação para obtenção de tais componentes. Sendo assim,  $V_N$  e  $V_E$  são calculadas como

$$V_N^k = V_s^k \cos(\psi_{GPS}^k), \quad (4.35)$$

$$V_E^k = V_s^k \sin(\psi_{GPS}^k). \quad (4.36)$$

A componente  $V_D$  é calculada através da diferença finita das medições de altitude, também obtidas do GPS, porém da sentença GPGGA. Com isso, equação fica

$$V_D^k = \frac{h_{GPS}^k - h_{GPS}^{k-1}}{T_{GPS}}. \quad (4.37)$$

As acelerações lineares ( $V_N$ ,  $V_E$  e  $V_D$ ) são deduzidas conforme as equações em 4.26.

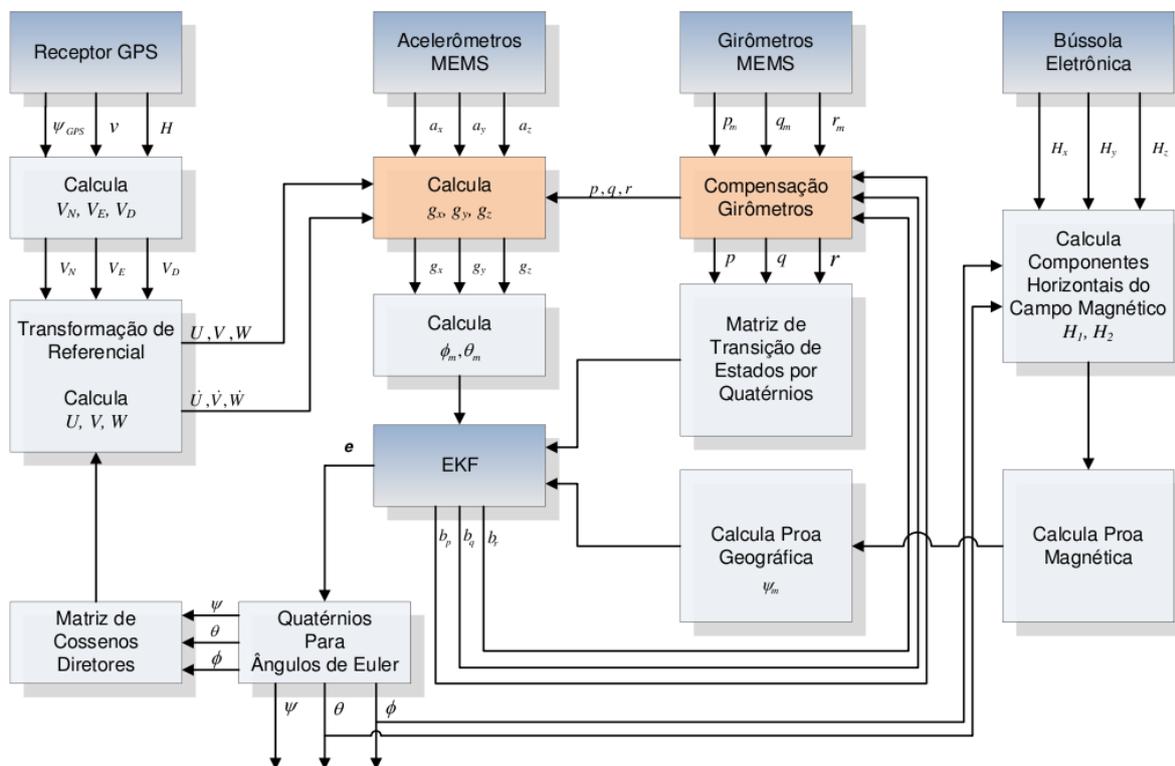


Figura 4.7: Diagrama de blocos representativo do Algoritmo  $mEKF-7s$ . Adaptado de [Ma et al., 2012].

## 4.4 Simulações

Com o intuito de avaliar o desempenho dos algoritmos NLCF, EKF-7s,  $mEKF-4s$  e  $mEKF-7s$ , foi implementada em ambiente de simulação todas as etapas necessárias para geração de dados de voo. Estes dados compõem o vetor de estados da Equação (2.13), sendo todos estes dados *ideais*. Para tornar a simulação e os resultados mais realísticos, usou-se os modelos dos sensores para inserir as imperfeições e características dos sensores. A etapa final da simulação corresponde à estimação de atitude a partir dos dados de voo simulados fornecidos aos algoritmos, que por sua vez são comparados aos dados *ideais* para se escolher aquele que apresenta os menores erros de estimação. A simulação foi implementada e executada no *software* MATLAB<sup>®</sup>/Simulink. O diagrama de blocos da Figura 4.8 ilustra o processo de simulação usado para avaliação dos algoritmos.

A geração de dados é baseada em simulação de voo na qual uma aeronave de pequeno porte é modelada como um corpo rígido com seis graus de liberdade (6DOF – *six Degrees-Of-Freedom*) conforme descrito em [Stevens and Lewis, 2003].

Os dados gerados na simulação são: os ângulos de atitude representados em ângulos de Euler ( $\phi, \theta, \psi$ ); acelerações lineares ( $a_x, a_y, a_z$ ); velocidades angulares ( $p, q, r$ ) e

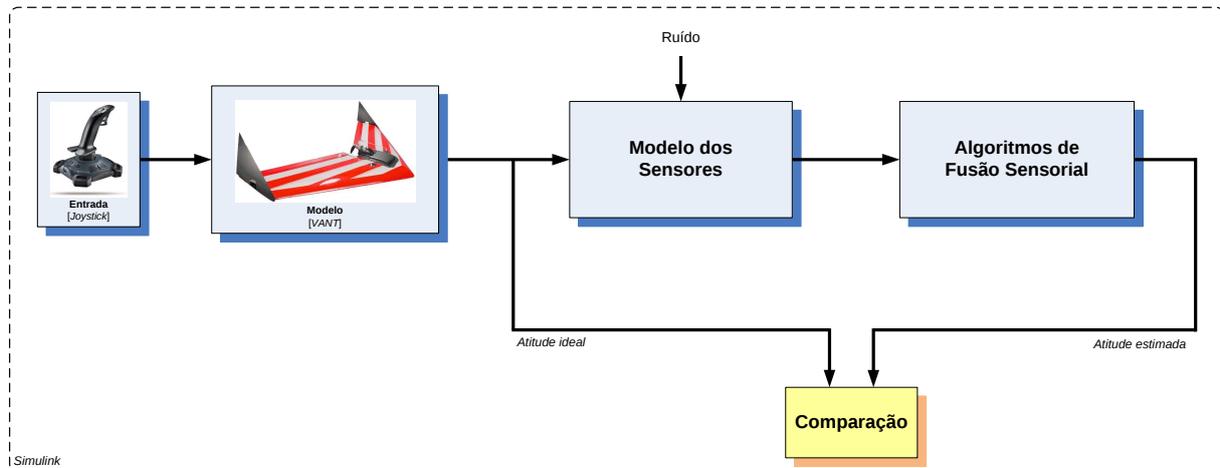


Figura 4.8: Fluxograma da etapa de simulação para avaliação dos algoritmos de fusão sensorial.

velocidades lineares no Referencial NED ( $V_N$ ,  $V_E$  e  $V_D$ ), todos à taxa de 50 Hz. No projeto real da Cabeça Sensora, as velocidades  $V_N$ ,  $V_E$  e  $V_D$  são obtidas de um receptor GPS através das sentenças GPGLA e GPVTG que fornece a velocidade em relação ao solo (*ground speed*) e a proa geográfica (*heading*). Sendo assim, para aproximar a simulação das condições reais de operação, tais velocidades são decimadas de forma a se obter a taxa de geração de dados do GPS a 5 Hz.

Com o objetivo de avaliar os algoritmos em questão, três diferentes tipos de voos foram simulados, os quais são descritos a seguir. O Voo 1 é caracterizado por um voo em trajetória retilínea e nivelado, para verificar a capacidade de convergência dos algoritmos, especialmente daqueles que estimam as componentes de polarização dos giroscópios. O Voo 2 é composto por um trecho do voo em condição de trajetória retilínea e nivelada seguida pela aplicação de um comando no profundor, induzindo assim, oscilações apenas no ângulo de arfagem da aeronave. Já o Voo 3 é caracterizado por manobras típicas de um VANT em missão, tais como subida, curvas e descidas.

A Figura 4.9 mostra a atitude estimada para o Voo 1, na qual se verifica que os algoritmos NLCF, EKF-7s e *m*EKF-7s estimam a atitude com erros menores que  $1^\circ$ , conforme pode ser visto nas tabelas 4.7 e 4.8. As componentes estimadas de polarização dos giroscópios (Figura 4.10) são usadas para corrigir as leituras dos giroscópios. Entretanto, o Algoritmo *m*EKF-4s apresenta erros maiores de estimação de atitude provavelmente porque não há compensação das polarizações dos giroscópios presentes nas leituras dos mesmos.

A Figura 4.11 exibe a atitude estimada para o Voo 2 no qual é aplicado ao modelo da aeronave um *doublet*<sup>1</sup> no profundor no instante de tempo  $t = 10s$ , induzindo a ae-

<sup>1</sup>Sinal retangular simétrico em relação à amplitude e à duração. Em geral é usado em simulações para reproduzir a deflexão simétrica das superfícies de controle da aeronave.

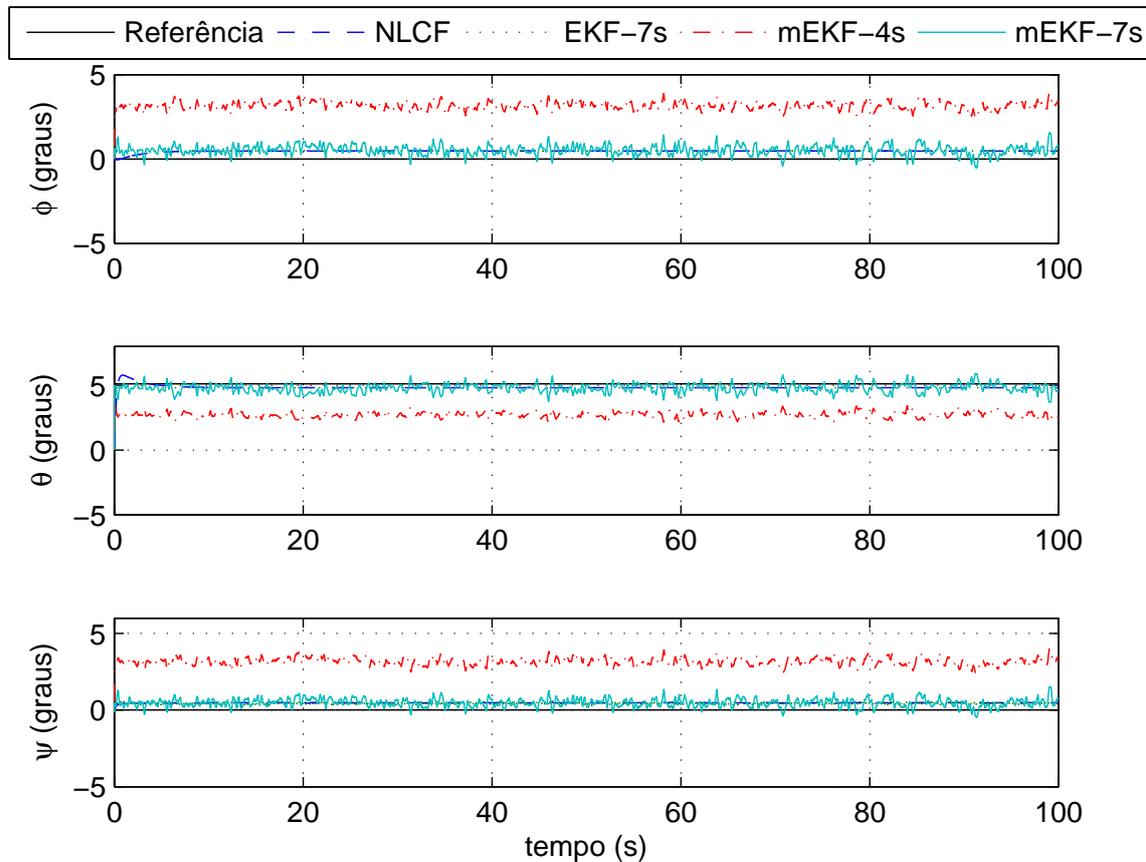


Figura 4.9: Atitude estimada relativa ao Voo 1.

ronave a um movimento de fugóide<sup>2</sup>. O erro médio indicado na Tabela 4.7 não indica a tendência de erro nos algoritmos NLCF, EKF-7s e *mEKF-7s* pois, conforme visto na Figura 4.11, o movimento oscilatório produz erros com magnitudes ora positivos, ora negativos. No entanto, a Tabela 4.8 indica de forma justa o algoritmo que apresenta menor erro médio quadrático, que neste caso é o Algoritmo *mEKF-7s*. Este resultado pode ser possivelmente explicado porque quando a aeronave está subindo ou descendo em nível (altitude), as componentes da aceleração da gravidade medidas pelos acelerômetros são somadas às componentes de aceleração da aeronave, que por sua vez produzem estimativas de atitude distorcidas se nenhuma correção nestas acelerações forem feitas.

Já a Figura 4.12 exhibe os dados relativos ao Voo 3, que é composto por manobras típicas, como subida ( $t = 10s$ ), curvas para a direita ( $t = 25s$ ) e para a esquerda ( $t = 30s$ ) e descida. Novamente, o Algoritmo *mEKF-7s* mostra os melhores resultados se comparados com os resultados dos outros algoritmos, veja Tabela 4.8.

Diante do exposto e com base nos resultados obtidos em simulação, o algoritmo

<sup>2</sup>Oscilação subamortecida da aeronave em relação ao seu eixo longitudinal.

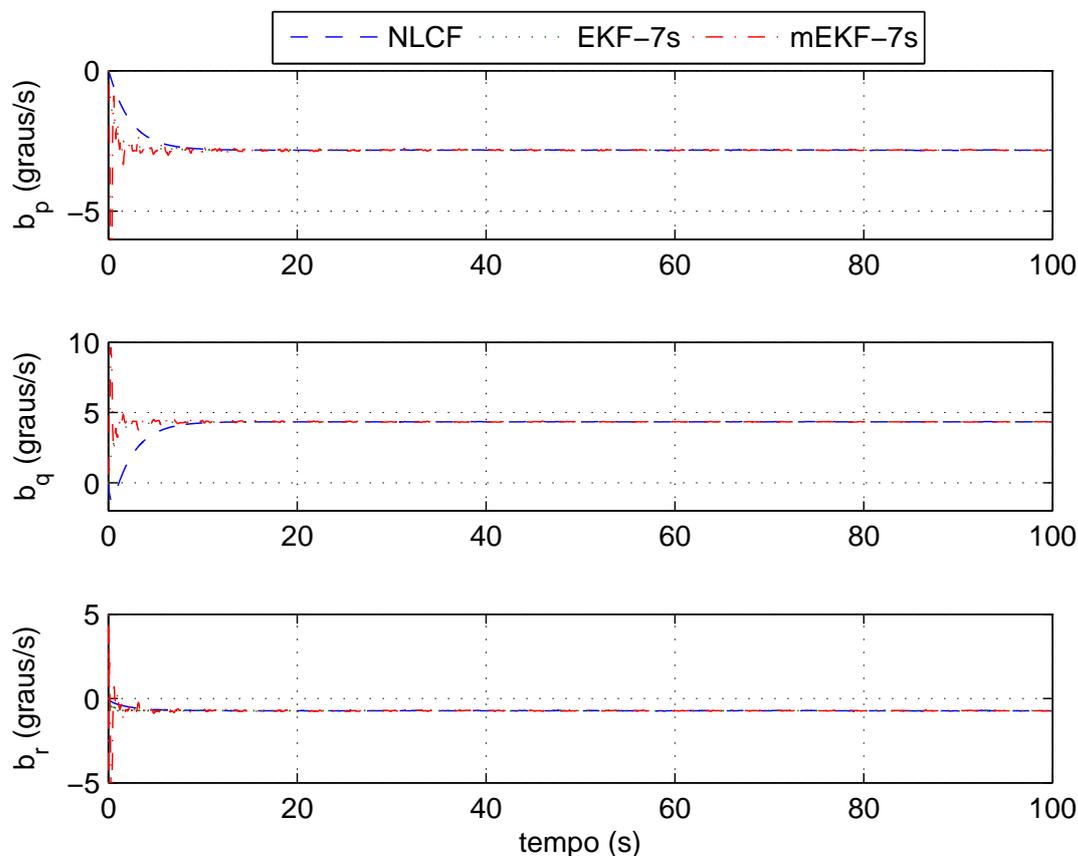


Figura 4.10: Polarização estimada dos girômetros relativa ao Voo 1.

escolhido para ser implementado na Cabeça Sensora foi o que apresentou melhores resultados, ou seja, o Algoritmo *mEKF-7s*. A seguir, são feitas algumas considerações de implementação deste algoritmo no DSP.

## 4.5 Considerações Práticas de Implementação do Algoritmo Escolhido

O algoritmo escolhido para ser implementado na Cabeça Sensora foi o *mEKF-7s*, que requer operações matriciais (somadas e multiplicações) com matrizes de dimensões elevadas. Dessa forma, algumas considerações práticas de implementação são usadas, levando em conta, principalmente, a restrição de tempo de execução do algoritmo. Executando menos operações matemáticas obtêm-se duas vantagens importantes em um sistema de tempo real embarcado. A primeira delas é a redução do tempo de execução das rotinas e algoritmos envolvidos na aplicação; a segunda é que, quanto menor o número de operações realizadas, menores são os erros de truncamento dos

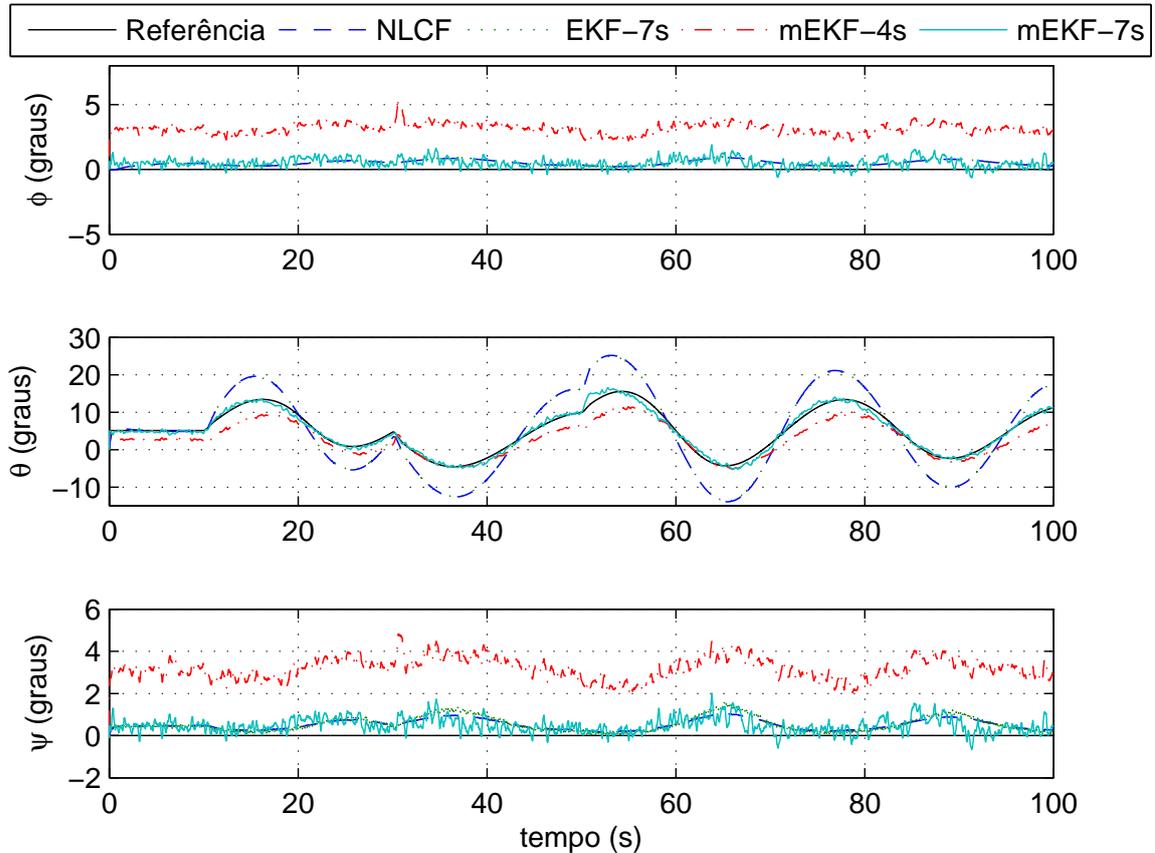


Figura 4.11: Atitude estimada relativa ao Voo 2.

valores. Portanto, a redução no número de operações matemáticas sobre o algoritmo é feita em dois momentos, a saber: na ordem em que as matrizes são multiplicadas, cuja ordem de prioridade faz considerável diferença; e no cálculo do *ganho de Kalman* de forma escalar, em vez de se realizar inversões matriciais cujo caráter numérico é menos estável.

Outra questão acerca do EKF é a sintonia das matrizes de covariância de processo e de medição, cujo procedimento será abordado a seguir.

#### 4.5.1 Minimização de Multiplicações Matriciais

A primeira consideração tomada foi com relação a ordem em que as operações matriciais são executadas com o intuito de minimizar o número de operações com pontos-flutuantes (*flops* – do inglês *floating-point operations*) executado pelo DSP. Devido à elevada dimensão das matrizes envolvidas nos cálculos dos elementos da matriz de covariância de medição  $R$ , estabeleceu-se, de acordo com a técnica de redução de complexidade computacional de produto matricial triplo, descrita em [Grewal and

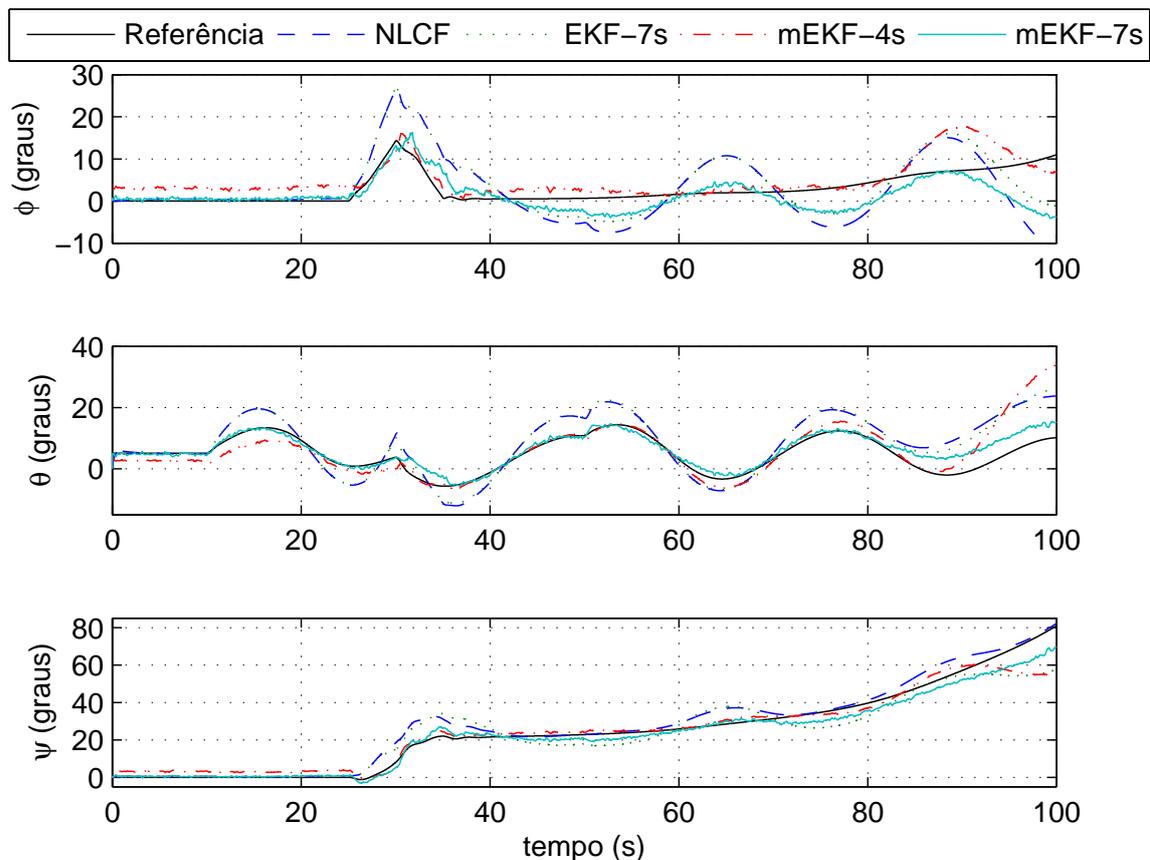


Figura 4.12: Atitude estimada relativa ao Voo 3.

Angus, 2008, pg. 409-410], que a seguinte ordem de multiplicação seja feita para o cálculo da covariância dos ângulos de arfagem e rolamento,  $\sigma_{\phi\theta}^2$

$$\left[ (M_{\phi\theta} M_{xyz}) R_{\phi\theta} \right] (M_{xyz}^T M_{\phi\theta}^T) \rightarrow 444 \text{ flops}, \quad (4.38)$$

cujo número de multiplicações realizadas segundo a ordem mostrada na equação acima apresenta redução de 28,4% se comparada com a multiplicação feita com a seguinte ordem de prioridade

$$M_{\phi\theta} \left[ M_{xyz} R_{\phi\theta} M_{xyz}^T \right] M_{\phi\theta}^T \rightarrow 570 \text{ flops}.$$

Já o número de operações para o cálculo de  $\sigma_{\psi_m}^2$  de acordo com a sequência de multiplicações exibida abaixo

$$\left\{ \left[ (M_{\psi} M_{H12}) R_{\psi} \right] M_{H12}^T \right\} M_{\psi}^T \rightarrow 23 \text{ flops}, \quad (4.39)$$

apresenta, aproximadamente, 36% menos multiplicações executadas se comparado

Tabela 4.7: Erro médio (em graus) da atitude estimada para os voos simulados 1, 2 e 3.

Voo Simulado	Ângulo de Atitude	Algoritmo			
		NLCF	EKF-7s	mEKF-4s	mEKF-7s
# 1	$\phi$	0,45	0,47	3,16	0,51
	$\theta$	-0,28	-0,30	-2,39	-0,34
	$\psi$	0,47	0,44	3,17	0,47
# 2	$\phi$	0,48	0,51	3,16	0,50
	$\theta$	-0,25	-0,26	-2,30	-0,11
	$\psi$	0,52	0,53	3,18	0,47
# 3	$\phi$	-0,17	1,02	2,07	-1,48
	$\theta$	3,21	3,09	0,75	1,13
	$\psi$	2,93	-0,95	0,23	-1,84

Tabela 4.8: Erro médio quadrático (em graus) da atitude estimada para os voos simulados 1, 2 e 3.

Voo Simulado	Ângulo de Atitude	Algoritmo			
		NLCF	EKF-7s	mEKF-4s	mEKF-7s
# 1	$\phi$	0,46	0,47	3,17	0,58
	$\theta$	0,36	0,31	2,40	0,47
	$\psi$	0,47	0,44	3,18	0,54
# 2	$\phi$	0,52	0,55	3,18	0,61
	$\theta$	5,51	5,39	2,73	0,79
	$\psi$	0,57	0,63	3,22	0,59
# 3	$\phi$	6,66	5,40	3,25	3,71
	$\theta$	6,45	6,20	5,49	2,42
	$\psi$	4,45	6,87	4,92	3,68

com o número de multiplicações feitas na expressão

$$M_{\psi} \left( M_{H12} R_{\psi} M_{H12}^T \right) M_{\psi}^T \rightarrow 36 \text{ flops.}$$

#### 4.5.2 Cálculo Escalar do Ganho de Kalman

Outra consideração prática adotada na implementação do algoritmo foi considerar o vetor de medição contaminado por ruídos não-correlacionados e assim, computá-los como grandezas escalares, conforme descrito em [Grewal and Angus, 2008, pg. 141-142]. Ruídos não-correlacionados implica em matrizes de covariância de medição diagonais, o que possibilita o cálculo com variáveis escalares em vez de matriciais.

As principais vantagens nesta abordagem são: a redução no tempo de execução das operações de processamento do vetor de medição  $y \in \mathbb{R}^{l \times 1}$  tratado como  $l$  medições

sucessivas escalares. O número de operações para uma implementação vetorial tem complexidade computacional  $l^3$  enquanto que a implementação escalar tem complexidade  $l$ . A segunda vantagem reside na precisão numérica conseguida neste método, que elimina a etapa de inversão matricial

$$(HPH^T + R)^{-1},$$

no cálculo do ganho de *Kalman* (Equação (4.13)) que se reduz a divisão por um escalar, contribuindo para melhorar a robustez numérica do filtro contra erros de arredondamento.

A implementação do filtro usando este método requer  $l$  iterações para as equações de correção. Dessa forma, usa-se para cada interação, o vetor linha da matriz  $H$  e o correspondente elemento diagonal da matriz  $R$ . As equações podem ser implementadas iterativamente conforme abaixo

$$K_k^{[i]} = \frac{1}{H_k^{[i]} P_k^{[i-1]} H_k^{[i]T} + R_k^{[i]}} P_k^{[i-1]} H_k^{[i]T}, \quad (4.40)$$

$$P_k^{[i]} = P_k^{[i-1]} - K_k^{[i]} H_k^{[i]} P_k^{[i-1]}, \quad (4.41)$$

$$\hat{x}_k^{[i]} = \hat{x}_k^{[i-1]} + K_k^{[i]} [z_k^{[i]} - H_k^{[i]} \hat{x}_k^{[i-1]}], \quad (4.42)$$

sendo

$R_k^{[i]}$  : o  $i$  – ésimo elemento da diagonal da matriz de covariância de ruído  $R_k$ ,

$H_k^{[i]}$  : o  $i$  – ésimo vetor linha da matriz  $H_k$ ,

$K_k^{[i]}$  : o  $i$  – ésimo vetor coluna da matriz  $K_k$ ,

para  $i = 1, \dots, l = 4$ .



# Resultados Experimentais

---

*“There is great difference between theory and practice.”*

Giacomo Antonelli (1806 - 1876)

## 5.1 Introdução

Todo o desenvolvimento da Cabeça Sensora, até o momento da escrita deste texto, foi feito no protótipo mostrado na Figura 5.1, cujos módulos e sub-sistemas estão fixados e organizados sobre uma placa de acrílico de dimensões 20 cm × 30 cm. Nesse protótipo, o Módulo de Acionamento não foi implementado e o receptor GPS está conectado diretamente ao DSP pelo módulo UART, diferentemente da arquitetura originalmente proposta, na qual um microcontrolador dedicado coleta os dados brutos do receptor GPS via UART e os fornece já processados ao DSP via I<sup>2</sup>C. Esta configuração tem a finalidade de reduzir a carga de processamento do DSP, transferindo-a para o microcontrolador. Esta simplificação na etapa de prototipagem foi feita com o intuito de reduzir a complexidade e conseqüentemente o tempo com testes e depuração neste nível de desenvolvimento. No entanto, no projeto original, o microcontrolador é mantido. O Módulo de Processamento utiliza a plataforma de desenvolvimento eZdsp F28335 [SpectrumDigital, 2011], que permite o acesso aos pinos do DSP TMS320F28335, além de fornecer alimentação e viabilizar a depuração e programação do mesmo. O Gumstix (Processamento de Alto-Nível) está alocado na placa de expansão Chestnut43 [Gumstix, 2013] com a mesma finalidade com que a plataforma de desenvolvimento eZdsp está para o DSP. Há ainda a placa *Conversor de tensão* que contém dois CIs SN74AVC4T245 conversores de tensão [Texas-Instruments, 2012c] para compatibilizar os níveis de tensão do barramento SPI entre o DSP (3,3V) e o Gumstix (1,8V). O Módulo de Energia também não está implementado neste protótipo, pois estão sendo usadas a plataforma de desenvolvimento (eZdsp para o DSP) e a placa de expansão (Chestnut43 para o Gumstix) que já embarcam seus respectivos sistemas de energia. Com isso, é necessário apenas uma bateria de LiPo de duas células (7,4V) para alimentar todo o sistema.

Os testes experimentais exibidos foram obtidos com o código sendo executado na memória *flash* do DSP, cujo acesso às instruções é mais lento devido a sua latência intrínseca e equivale aproximadamente à frequência de 100 MHz, embora o *clock* esteja configurado para 150 MHz. Os dados apresentados nas seções 5.3 e 5.4, relativos aos sinais dos barramentos de comunicação (I<sup>2</sup>C, SPI, UART) e de portas digitais, foram coletados com um osciloscópio digital de frequência de amostragem variável, podendo alcançar até 1GS/s. Já os dados relativos aos sensores e à atitude estimada (Seção 5.5) foram enviados para o Gumstix via SPI, e então gravados em uma unidade de armazenamento de dados em massa (cartão microSD de 8 GB).

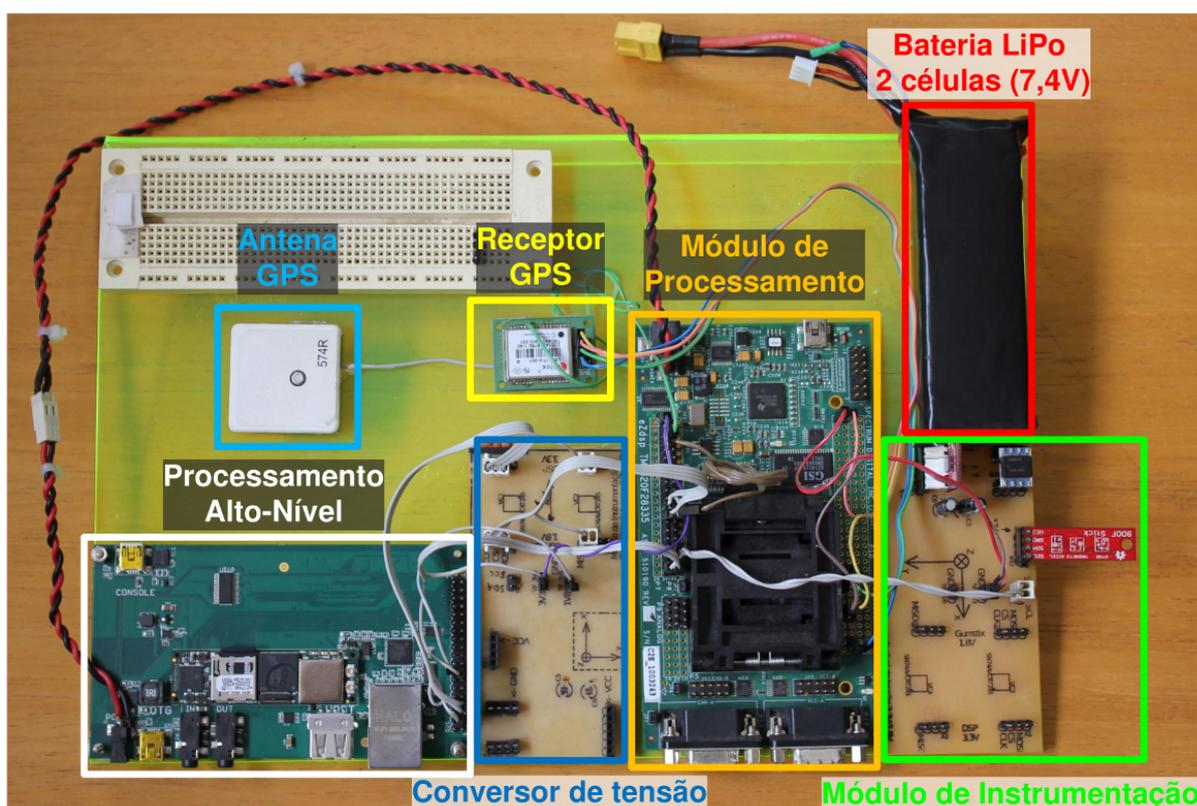


Figura 5.1: Protótipo da Cabeça Sensora.

## 5.2 Geração e Validação do Código Embarcado

Conforme descrito no Capítulo 4, o algoritmo de fusão sensorial escolhido para implementação no sistema embarcado foi inicialmente implementado em ambiente de simulação (MATLAB). Dessa forma, o algoritmo foi traduzido da linguagem em *script*, do MATLAB, para a linguagem C, usada para programar o DSP. Esta tradução foi feita implementando linha por linha em linguagem C a partir do código-fonte em *script* do Algoritmo *mEKF-7s*.

Para fins de checagem de implementação dos algoritmos, dados (não processados e estimados) foram gerados e salvos na Cabeça Sensora e, posteriormente, foram utilizados para se estimar a atitude em ambiente de simulação. Com base nos resultados obtidos, fez-se o módulo da diferença entre os valores estimados, ponto a ponto, pelo DSP e pelo MATLAB, e observou-se o valor máximo de diferença de  $1 \times 10^{-4}$ . Ratificando, assim, o caráter fidedigno de implementação do algoritmo no sistema embarcado.

### 5.3 Tempo de Execução das Rotinas

Nesta seção são avaliadas as temporizações das rotinas executadas pelo DSP e os procedimentos de cada teste são descritos detalhadamente a seguir.

O método usado para se mensurar o tempo despendido em cada rotina executada foi inserir no código do programa, instruções para mudar o nível lógico de um pino de entrada/saída de propósito geral do DSP. Escolheu-se o pino GPIO-6, sendo portanto, devidamente configurado como uma porta digital de saída. Dessa forma, uma ponta de prova do osciloscópio é conectada a este pino, e a medida de tempo de execução de uma dada rotina é estimada simplesmente avaliando-se a largura de pulso do sinal correspondente às mudanças de níveis lógicos determinadas por instruções localizadas antes e depois da chamada da rotina em avaliação. Embora o simples fato de se alterar o nível lógico de uma porta digital custe ao processador alguns ciclos de *clock*, este tempo é da ordem de nanossegundos (1 ciclo de *clock* dura 6,67 ns @ 150 MHz), e portanto irrelevante nas estimativas de temporização aqui consideradas. Sendo assim, para se estimar o tempo despendido em cada sub-rotina de interesse, adotou-se o seguinte procedimento:

1. Ativação da porta GPIO-6 para nível lógico alto;
2. Execução da sub-rotina;
3. Ativação da porta GPIO-6 para nível lógico baixo.

De acordo com o pré-requisito de taxa mínima de disponibilização de dados processados (50 Hz), o DSP deve ser capaz de executar todas as rotinas de comunicação, processamento e fusão sensorial com período menor que 20,0 ms. As principais sub-rotinas consideradas na avaliação do tempo total de execução da rotina principal são:

- Coleta de dados do Módulo de Instrumentação;
- Tempo de processamento das sentenças do GPS;
- Tempo de execução do Algoritmo *mEKF-7s*.

### Coleta de dados do Módulo de Instrumentação

O tempo de aquisição de dados do Módulo de Instrumentação é relevante porque a comunicação entre o DSP e os sensores é feita por espera ocupada (*polling*), *i.e.*, o dispositivo-mestre (DSP) inicia a requisição e a coleta de dados de cada sensor presente no barramento I<sup>2</sup>C, e só após ter recebido todos os dados solicitados dos respectivos sensores, é que o mestre está disponível para executar a próxima rotina.

São coletados aproximadamente 45 *bytes*, correspondentes a requisição e coleta de dados dos sensores do Módulo de Instrumentação, com exceção do receptor GPS que está conectado ao DSP via UART. O gráfico mostrado na Figura 5.2 exibe o tempo dependido na coleta destes dados à cada ciclo da *Rotina Principal*.

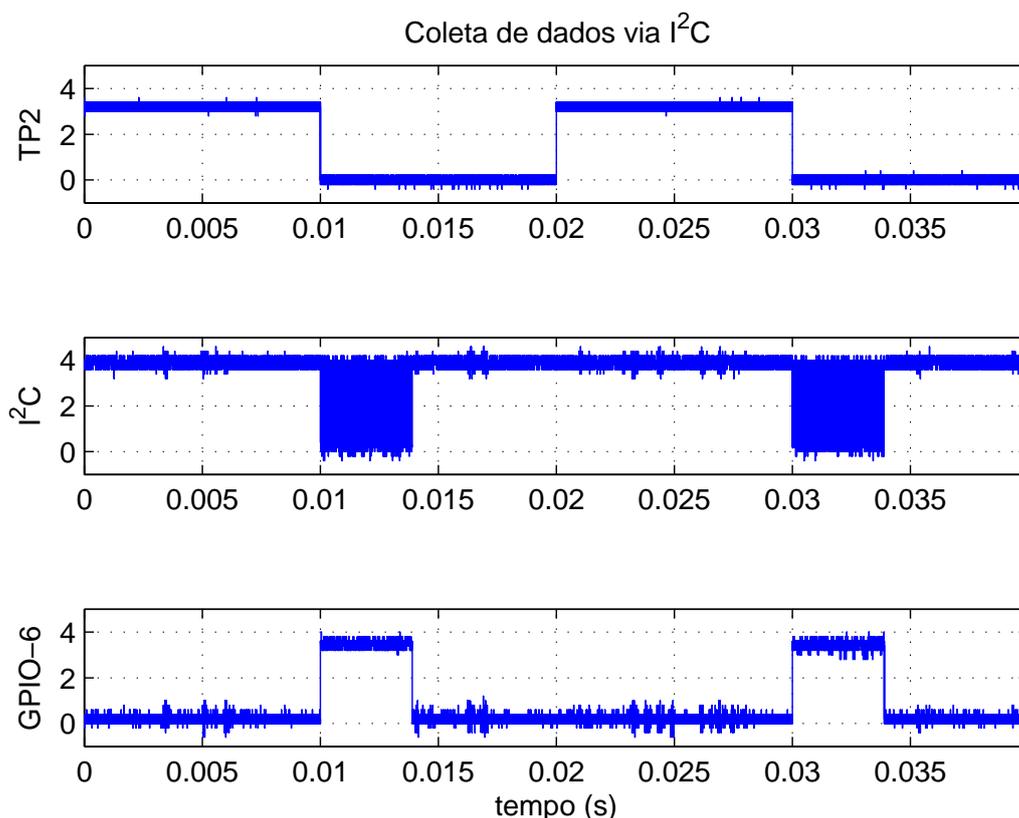


Figura 5.2: Gráficos dos sinais relativos ao sinal *TIMEPULSE2* do GPS (gráfico superior); à linha de *clock* do barramento I<sup>2</sup>C (gráfico intermediário); e do sinal do pino GPIO-6 (gráfico inferior) que sinaliza o início e o fim da leitura dos sensores em um ciclo da *Rotina Principal*.

### Tempo de processamento das sentenças do GPS

Já o tempo gasto no processamento das mensagens obtidas do receptor GPS é avaliado como anteriormente. Convém ressaltar que apenas as mensagens específicas de interesse, GPGGA e GPVTG, dentre as muitas outras possíveis mensagens previstas na especificação do protocolo NMEA 0183, foram selecionadas para serem transmitidas pelo GPS. Transmissões com todas as sentenças do padrão NMEA demandariam naturalmente mais tempo de processamento das mensagens. Conforme se observa na Figura 5.3, o tempo de processamento é da ordem de  $180 \mu\text{s}$  com o *firmware* sendo executado na memória *flash*, e é ainda mais rápido se for executado diretamente na RAM, conforme se observa na Tabela 5.1. Este resultado aponta uma questão importante para o projeto relativo ao uso do microcontrolador como interface RS232/I<sup>2</sup>C entre o receptor GPS e o DSP. Como o tempo gasto no processamento das sentenças do GPS é relativamente pequeno se comparado com o período de execução da Rotina Principal (20,0 ms), esta atual configuração (GPS conectado diretamente ao DSP) é uma opção interessante para o projeto, uma vez que a complexidade do mesmo será menor.

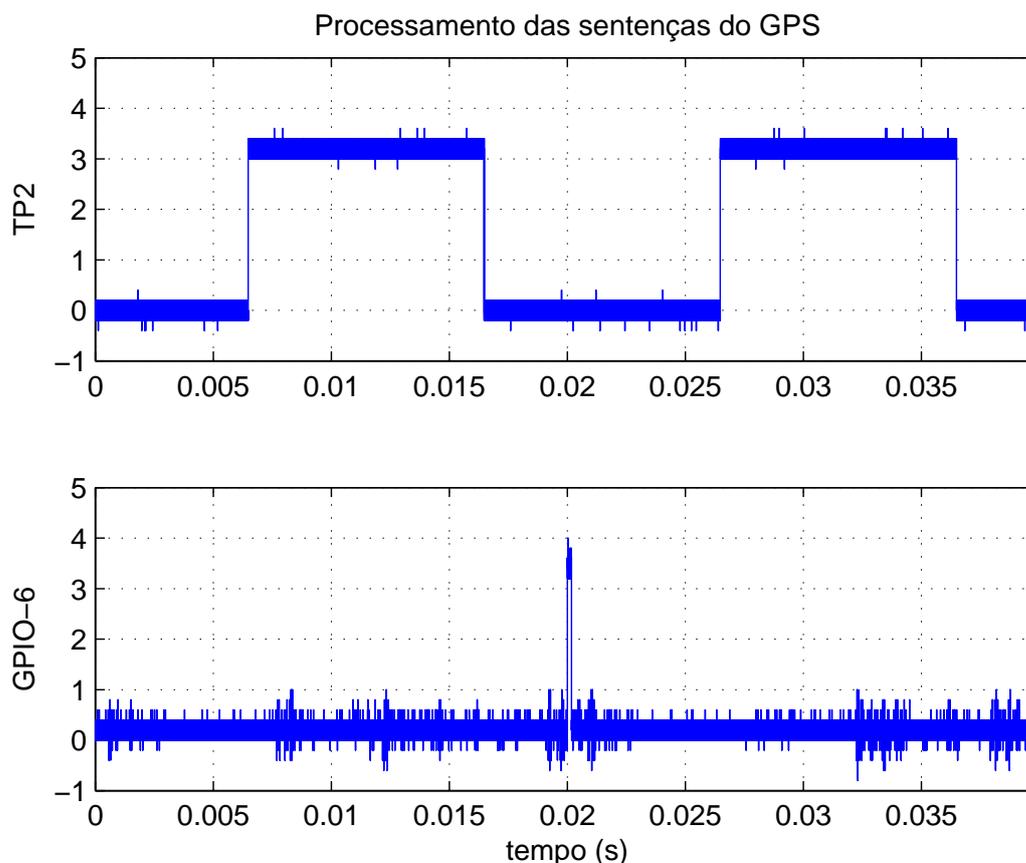


Figura 5.3: Tempo de processamento das sentenças GPGGA e GPVTG obtidas do receptor GPS dentro da *Rotina Principal*.

### Tempo de execução do Algoritmo *mEKF-7s*

Em seguida, é avaliado o tempo de execução do Algoritmo *mEKF-7s*, o qual demanda elevada carga de processamento, considerando as muitas operações em ponto-flutuante de matrizes de ordem elevada (de até  $12 \times 12$ ) a cada iteração do algoritmo. O procedimento experimental adotado é semelhante aos anteriores e o resultado é mostrado na Tabela 5.1 e também na Figura 5.4, na qual pode-se observar a sequência dos principais eventos que ocorre na *Rotina Principal*: a borda de descida do sinal *TIME-PULSE2* (gráfico TP2) que gera interrupção no DSP e dá início à coleta de dados via I<sup>2</sup>C (gráfico I<sup>2</sup>C); e a seguir inicia-se a execução do algoritmo de fusão sensorial (gráfico GPIO-6), que ocorre cinco vezes.

Por fim, é avaliado o tempo total de execução da *Rotina Principal*, sendo que as instruções de mudança de estado do pino GPIO-6 são colocadas antes da primeira e depois da última sub-rotina dentro da *Rotina Principal*. A Figura 5.5 mostra o tempo total gasto pelo DSP para executar as rotinas de coleta de dados através do Módulo de Instrumentação, processar as sentenças do GPS e estimar a atitude através do algoritmo de fusão sensorial *mEKF-7s*.

Na Tabela 5.1, encontram-se os resultados dos testes avaliados. Observa-se que o tempo total de execução da rotina principal é ligeiramente maior que o somatório dos tempos gastos pelas três sub-rotinas avaliadas. Isto porque outras sub-rotinas dentro da rotina principal não foram avaliadas, tais como, sub-rotinas de conversão de dados brutos para dados processados, preenchimento de estrutura de dados de comunicação etc.

Dessa forma, o tempo de execução de um ciclo do programa principal ocorre dentro do intervalo de 20,0 ms. Embora não tenha sido testado todo o sistema integrado, isto é, periférico e-PWM para acionamento dos atuadores não estava configurado, estima-se que o tempo de execução do programa não ultrapasse 10,0 ms. Isto porque o periférico e-PWM é baseado em *hardware* independente e dedicado da arquitetura do DSP.

Além da análise do tempo de execução das sub-rotinas, é importante também indicar a quantidade de memória interna do DSP usada na implementação do *firmware*. Esse levantamento é relevante pois pode fornecer previsões para possíveis implementações de funcionalidades adicionais ao projeto em aplicações futuras. Nessa análise, foram

Tabela 5.1: Tempo de execução das principais rotinas da Cabeça Sensora.

Rotina	Tempo de execução	
	<i>Flash</i>	(RAM)
Aquisição de dados via I <sup>2</sup> C	3,88 ms	(3,88 ms)
Algoritmo <i>mEKF-7s</i>	3,37 ms	(2,12 ms)
Processamento das sentenças do GPS <sup>1</sup> .	177 $\mu$ s	(116 $\mu$ s)
<i>Rotina Principal</i> (tempo total)	7,29 ms	(6,08 ms)

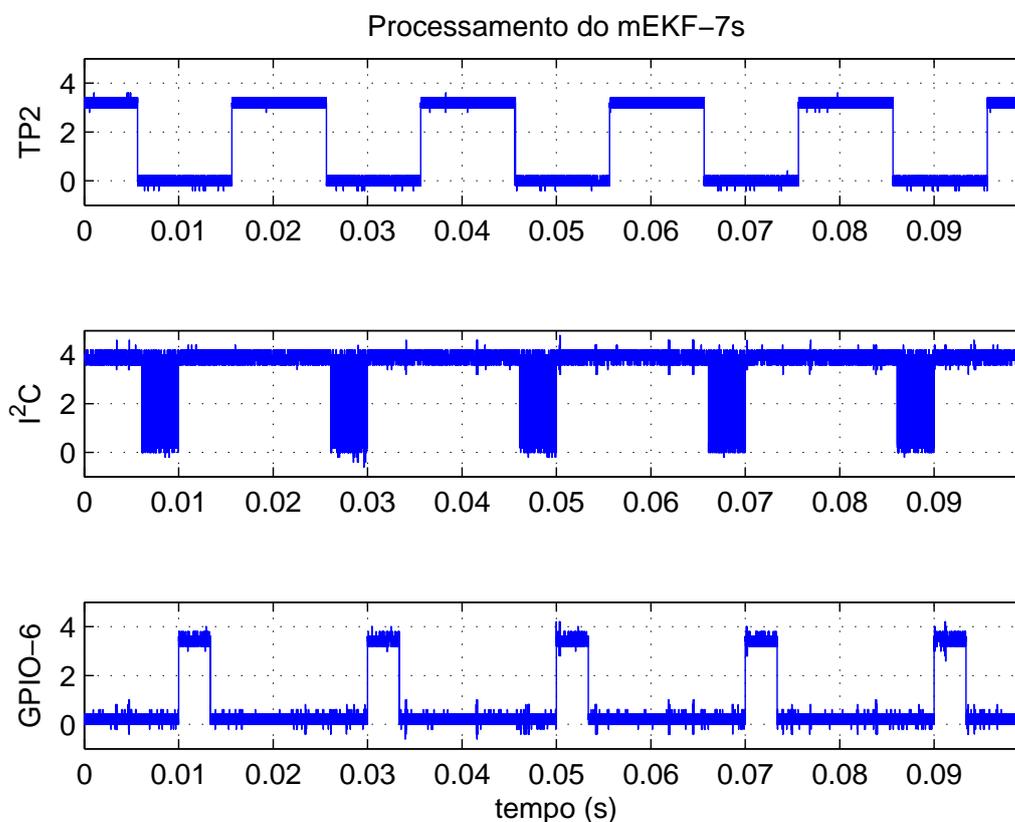


Figura 5.4: Gráficos dos sinais relativos ao sinal *TIMEPULSE2* do GPS (gráfico superior); à linha de *clock* do barramento I<sup>2</sup>C (gráfico intermediário); e do sinal do pino GPIO-6 (gráfico inferior) que sinaliza o início e o fim da etapa de estimação de atitude pelo algoritmo *mEKF-7s* na *Rotina Principal*.

consideradas a implementação do Algoritmo *mEKF-7s*, além das sub-rotinas mostradas no fluxograma da Figura 3.7. A memória disponível para alocação do *firmware* na memória *Flash*, bem como a quantidade de memória RAM reservada para armazenamento de dados em tempo de execução do código na pilha (*stack*) estão mostradas na Tabela 5.2. Observa-se que estão sendo usadas na implementação do *firmware* aproximadamente 5,9% da memória *Flash* e 11,8 % da memória RAM do DSP. Tais resultados mostram uma pequena utilização da memória interna deste processador, e por conseguinte, uma grande quantidade de memória ainda disponível que pode ser usada para adicionar diversas funcionalidades ao *firmware*.

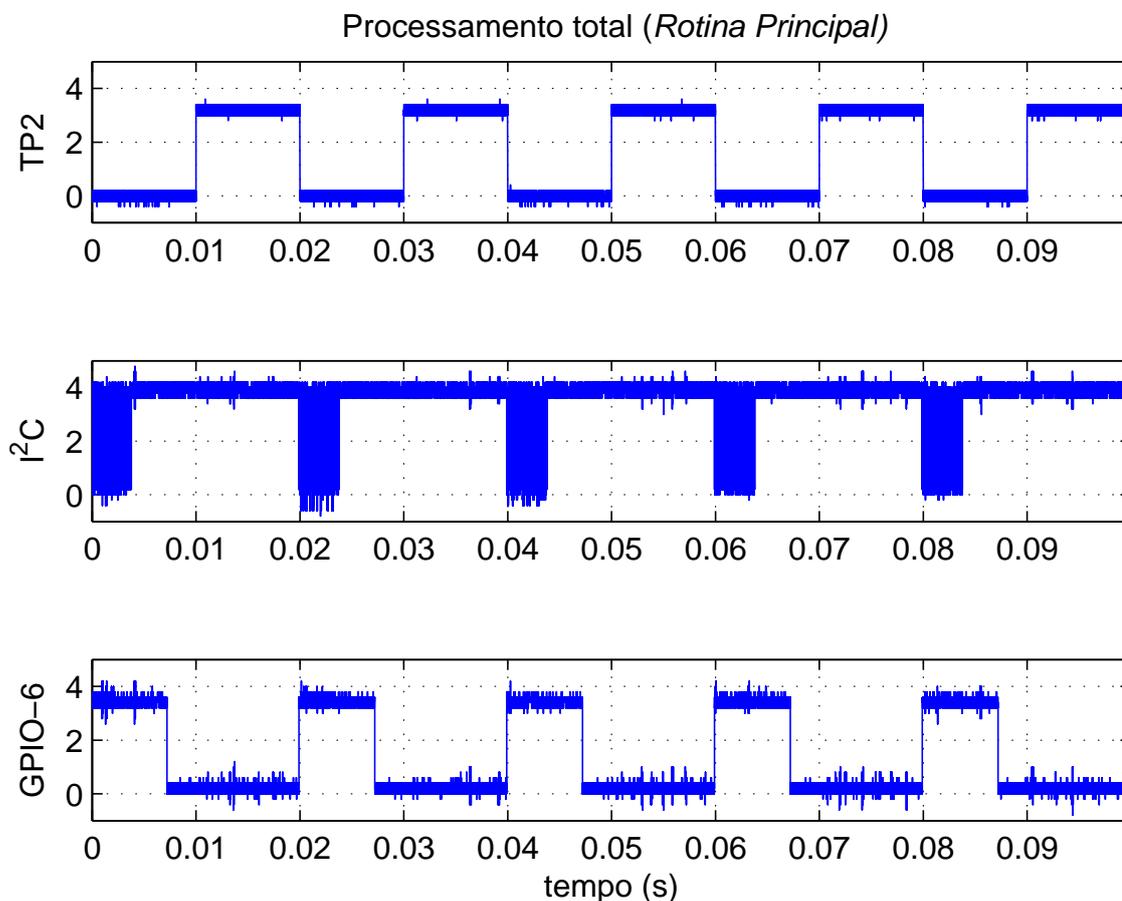


Figura 5.5: Gráficos dos sinais relativos ao sinal *TIMEPULSE2* do GPS (gráfico superior); à linha de *clock* do barramento  $I^2C$  (gráfico intermediário); e do sinal do pino GPIO-6 (gráfico inferior) que sinaliza o início e o fim da execução de um ciclo completo da *Rotina Principal*.

Tabela 5.2: Utilização da memória interna do DSP.

Tipo	Memória interna do DSP	
	Usada	Disponível
Flash	15 kB	256 kB
RAM	4 kB	34 kB

## 5.4 Teste do Sistema de Temporização

O Sistema de Temporização descrito no Capítulo 3 foi testado para se verificar o seu funcionamento. Para isto, utilizou-se o mesmo pino de saída do DSP usado nos testes anteriores (GPIO-6) para sinalizar externamente a mudança de estado lógico quando

houvesse acesso à função de tratamento de interrupção do *TIMER*<sup>2</sup>.

Para simular a ausência do sinal *TIMEPULSE2* vindo do GPS, colocou-se o protótipo da Cabeça Sensora em funcionamento executando a *Rotina Principal* a 50 Hz com o sinal *TIMEPULSE2* como referência de tempo, conforme mostrado no gráfico TP2 da Figura 5.6. Em seguida, desconectou-se propositalmente o cabo que conduz este sinal ao pino de entrada GPIO-20 do DSP, cujo nível lógico é exibido no gráfico GPIO-20(*in*) e a sua manutenção em nível alto indica a ausência do sinal *TIMEPULSE2* para o instante  $t \geq 90$  ms. Neste momento, o contador *TIMEOUT* temporiza 20,1 ms e gera uma interrupção ao final deste intervalo, passando o comando da temporização externa (GPS – *TIMEPULSE2*) para a interna (DSP – *TIMER*) mostrado no gráfico GPIO-6(*out*) em  $t \approx 100$  ms. Com isso, o temporizador *TIMER* (e-PWM1) começa a gerar interrupções periódicas, temporizando o sistema e alternando o nível lógico do pino GPIO-6(*out*) a cada atendimento de interrupção, sinalizadas pelas bordas de subida e descida deste gráfico. Os gráficos anteriormente referenciados (Figura 5.6) foram gerados a partir de dados obtidos com um osciloscópio ajustado para fazer uma única aquisição de dados quando da detecção de uma borda de subida do sinal GPIO-6, que marca o momento de transição da temporização externa para a interna.

## 5.5 Estimação de Atitude através do Algoritmo *mEKF-7s*

Para avaliação do algoritmo de fusão sensorial *mEKF-7s*, duas condições de testes foram realizadas:

1. **Testes em bancada:** Este teste consistiu em se orientar o protótipo da Cabeça Sensora de forma nivelada ( $\phi = \theta \approx 0^\circ$ ) e apontado para a direção norte magnética, e em seguida submetê-lo a movimentos abruptos de rolamento e arfagem, ora no sentido positivo, ora no sentido negativo, nesta ordem, em ângulos de aproximadamente  $30^\circ$ . O ângulo de guinada, inicialmente apontado para o norte, é submetido a uma volta completa no sentido positivo com intervalos de  $90^\circ(0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ, 0^\circ)$  e uma volta completa no sentido negativo também com intervalos de  $90^\circ(0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 90^\circ, 0^\circ)$ . A referência usada para o ângulo de guinada foi obtida por inspeção visual de uma bússola magnética de categoria militar.
2. **Testes em uma bicicleta:** Este teste consistiu em anexar o protótipo a uma bicicleta convencional de forma que a mesma desenvolvesse velocidade superior à de um pedestre caminhando, com o intuito de gerar dados de velocidade ( $V_s$ ) e ângulos de guinada ( $\psi_{GPS}$ ) através do GPS para serem usados no algoritmo. Com o protótipo anexado à bicicleta, a antena do receptor GPS tem visada direta com o céu para recepção de sinais, além de aparentemente não haver a necessidade de uma nova calibração para os magnetômetros.

---

<sup>2</sup>Contador interno configurado como temporizador e implementado usando o periférico e-PWM1 do DSP. É acessado somente na ausência do sinal *TIMEPULSE2*.

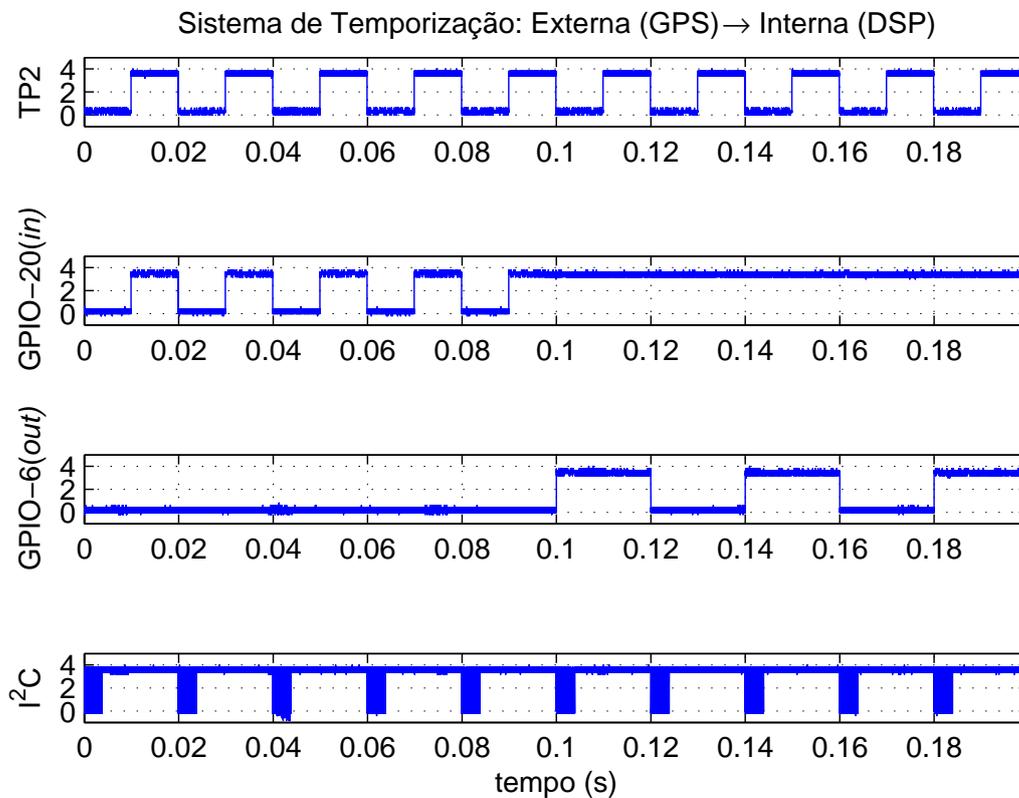


Figura 5.6: Gráfico do teste do Sistema de Temporização. Gráfico TP2: sinal *TIME-PULSE2* configurado como um sinal retangular a 50 Hz. Gráfico GPIO-20(in): estado lógico do pino GPIO-20 que é utilizado para temporização da Cabeça Sensora. Gráfico GPIO-6(out): interrupções geradas para temporizar a Cabeça Sensora, sinalizadas pelas bordas de subida e descida deste sinal. Gráfico I<sup>2</sup>C: aquisição de dados executada pela *Rotina Principal* mesmo na ausência do sinal *TIMEPULSE2*.

### 5.5.1 Testes em bancada

A realização deste teste em bancada teve a finalidade de se avaliar, qualitativamente, os ângulos de atitude estimados pelo algoritmo *mEKF-7s* implementado no sistema embarcado. E a partir dos resultados obtidos, analisar a correspondência dos movimentos aos quais o protótipo da Cabeça Sensora foi submetido com os ângulos estimados.

Importante registrar que nos testes em bancada, como o sinal do receptor GPS não estava disponível, as correções de aceleração na estimação de atitude foram automaticamente ignoradas. O algoritmo foi implementado no DSP para produzir velocidade nula, sendo que as correções só são efetivamente efetuadas se a velocidade estimada via dados obtidos do receptor GPS ultrapassar o limite de 10 km/h. Este limiar de

velocidade para utilização das correções de aceleração foi implementado com o intuito de impedir a introdução de valores espúrios de correção produzidos pela flutuação natural das medidas de posição e de velocidade fornecidas pelo receptor GPS quando o mesmo está parado.

A Figura 5.7 mostra o resultado dos testes em bancada descrito anteriormente. A oscilação no ângulo de rolamento em  $t \approx 146s$  marca o início do experimento e o mesmo padrão no ângulo de arfagem em  $t \approx 235s$  marca o fim. Embora não haja um padrão de referência para comparação, observa-se que os ângulos de atitude estimados nesta condição apresentam, qualitativamente, valores coerentes com as atitudes às quais o protótipo foi submetido. Já a Figura 5.8 exibe os gráficos correspondentes aos resíduos de inovação para o teste em questão. A consistência das estimativas é verificada por meio do confinamento da série de inovação dentro da envoltória criada pela sequência dos elementos correspondentes da matriz de covariância do erro de estimação.

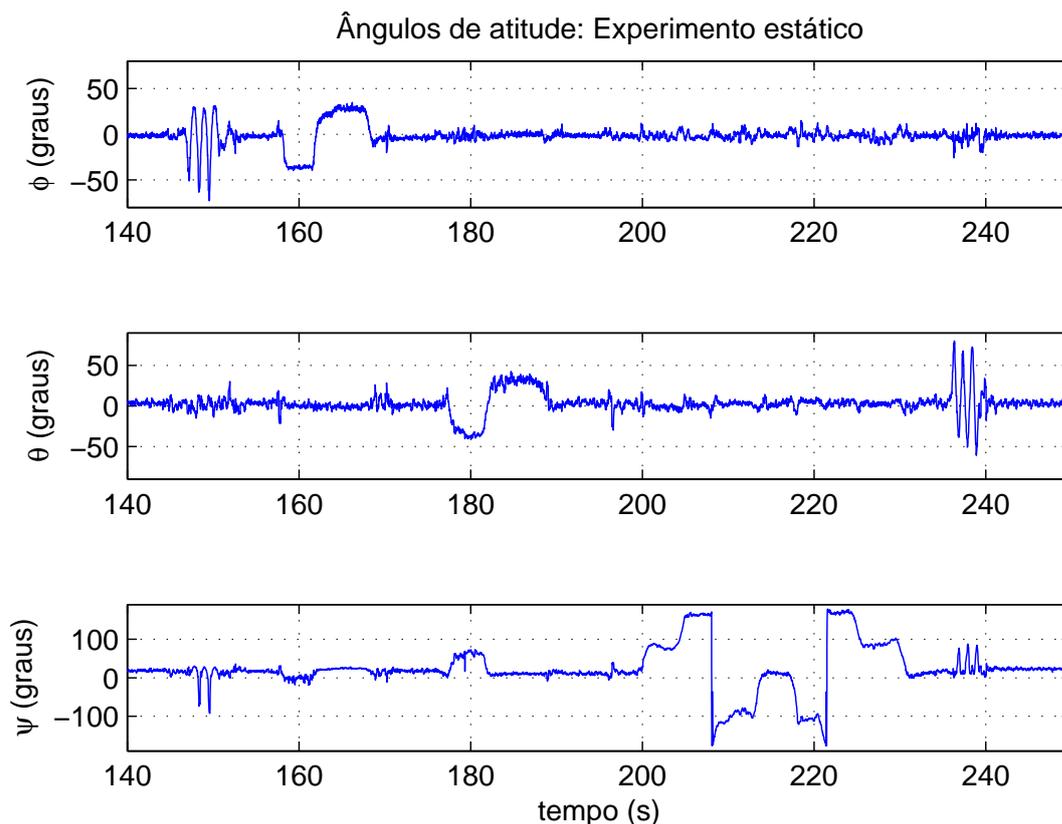


Figura 5.7: Atitude estimada em condição estática e sem compensação da aceleração.

Entretanto, observa-se nos trechos correspondentes para  $200s \lesssim t \lesssim 220s$ , o desvio-padrão observado na série para os ângulos de rolamento foi de  $5,56^\circ$ , e para o ângulo de arfagem foi de  $4,73^\circ$ . Em ambos os casos, esperava-se valores próximos de zero.

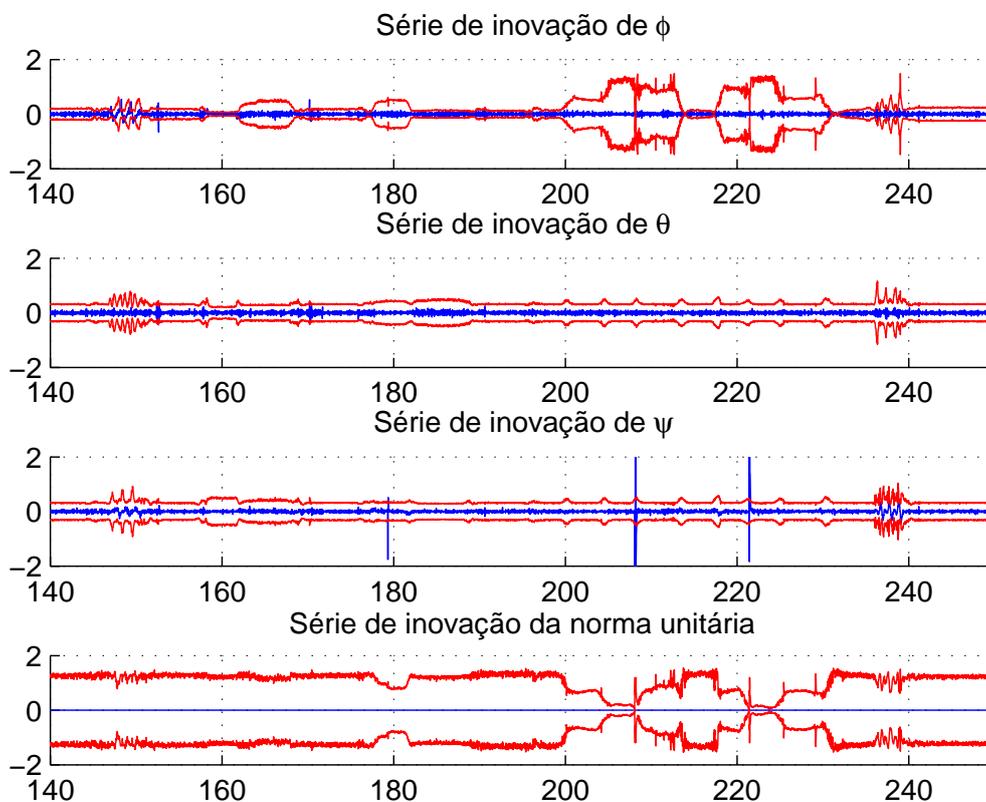


Figura 5.8: Resíduos da série de inovação limitados pelos correspondentes elementos da matriz de covariância do erro.

Além disso, nota-se que em  $175s \lesssim t \lesssim 185s$ , a estimativa do ângulo de guinada sofreu influência direta da estimativa do ângulo de arfagem, alcançando aproximadamente  $70^\circ$ . Isso aponta para a necessidade de depuração mais detalhada do algoritmo implementado e possíveis modificações, sobretudo no estágio de estimação do ângulo de guinada, que envolve o processo de projeção das componentes do campo magnético no plano horizontal e eventualmente uma possível recalibração deste sensor considerando os três eixos de medição. Finalmente para  $155s \lesssim t \lesssim 175s$  observou-se um desvio-padrão  $9,79^\circ$  para os valores estimados para o ângulo de guinada, em um trecho em que esperava-se um valor estimado constante.

### 5.5.2 Testes em uma bicicleta

Visando reduzir os custos e o tempo durante a execução de testes com o protótipo da Cabeça Sensora envolvendo o uso de dados de GPS para correção da aceleração no *mEKF-7s*, utilizou-se uma bicicleta.

Conforme descrito anteriormente, o protótipo foi anexado a uma bicicleta que per-

correu um trecho reto e plano de uma avenida asfaltada de aproximadamente 140m na direção de  $\approx 42^\circ$  na direção nordeste, como mostrado na Figura 5.10.

Dados relativos a este experimento são mostrados na Figura 5.9. Pode-se observar neste gráfico que, quando o receptor GPS começa a disponibilizar os dados de navegação (instantes em que  $\psi_{GPS} \neq 0$ ), a atitude estimada apresenta valores incoerentes com o esperado, uma vez que a orientação espacial da bicicleta mudou suavemente e a variação total do ângulo de rolamento não foi superior a  $30^\circ$  e a variação do ângulo de arfagem também não foi superior a  $20^\circ$  e o ângulo de guinada deveria ter sido mantido aproximadamente constante durante os intervalos de tempo correspondentes ao deslocamento do início ao fim do trecho mostrado na Figura 5.10.

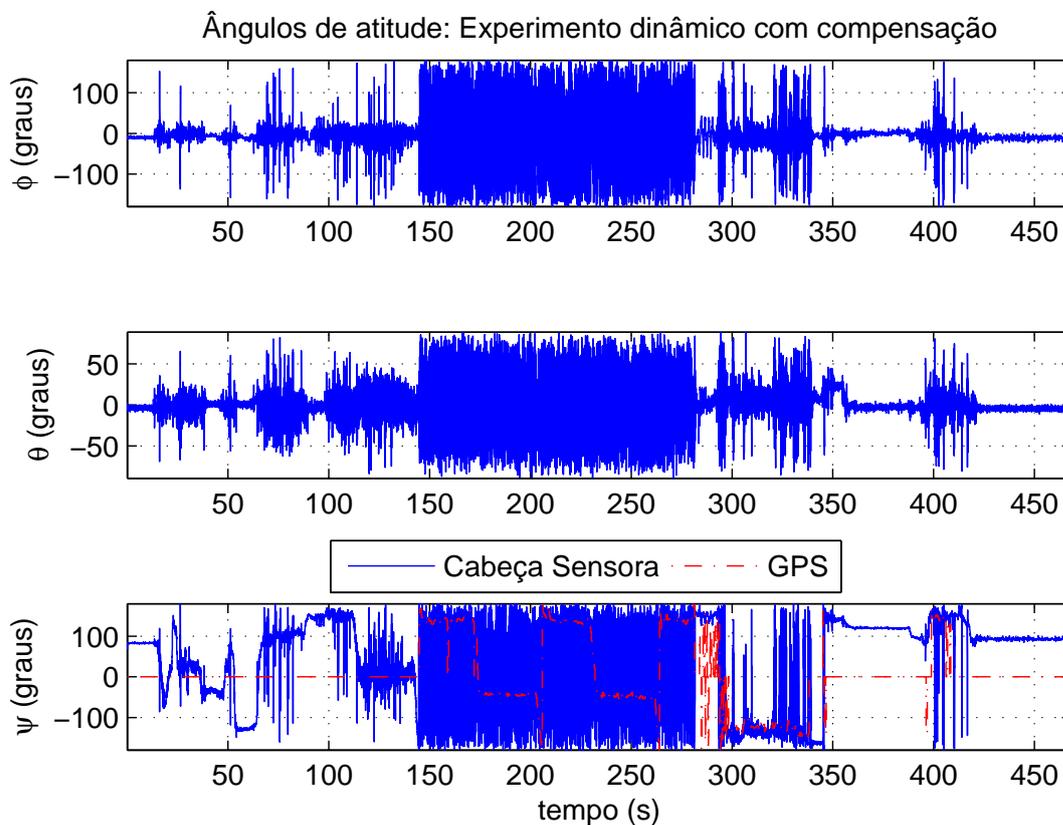


Figura 5.9: Atitude estimada em condição dinâmica com compensação da aceleração.

Este comportamento provavelmente ocorreu devido à associação da vibração da bicicleta no asfalto, captada pelos acelerômetros, com as acelerações estimadas pelo GPS, que influenciam diretamente na projeção da gravidade para obtenção de  $\phi$  e  $\theta$  na etapa de correção do  $mEKF-7s$ . A fim de investigar a consistência destas hipóteses, a partir dos dados não processados dos sensores acelerômetros, girômetros e magnetômetros, que foram armazenados durante o teste, obteve-se novas estimativas para atitude da

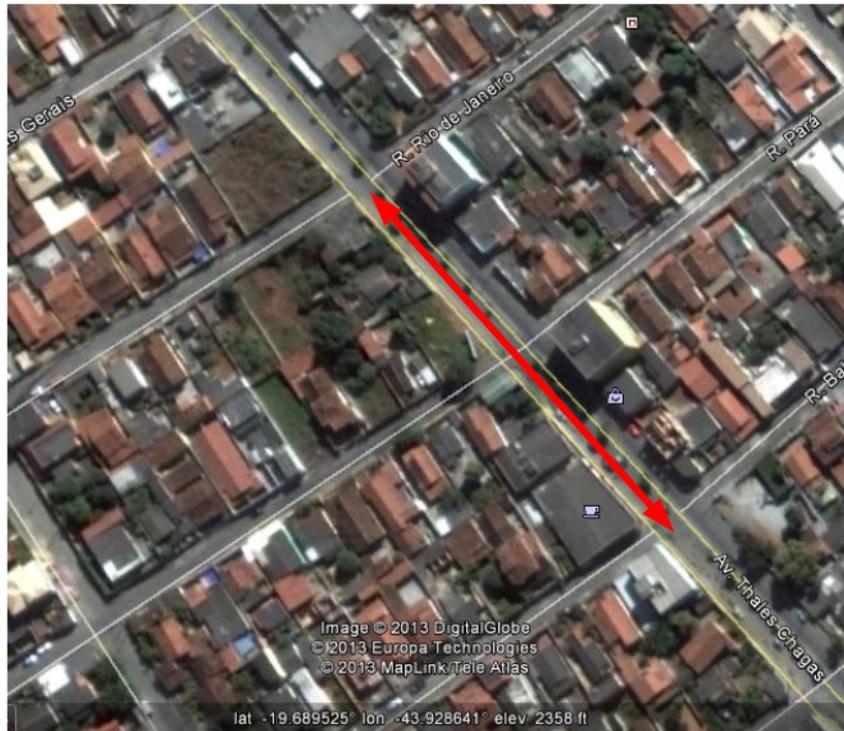


Figura 5.10: Imagem do local onde foram realizados os testes com a bicicleta. A seta na imagem indica a trajetória percorrida durante o teste.

bicicleta, eliminando completamente as correções de aceleração obtidas a partir de dados de velocidade estimada por meio do GPS. Estes resultados estão mostrados na Figura 5.11.

Conforme pode ser visto na Figura 5.11, houve uma visível redução na variabilidade dos ângulos de arfagem e guinada em trechos que se esperava atitude constante, por exemplo no trecho  $175s \lesssim t \lesssim 195s$ . A despeito disso, o desvio-padrão da estimativa do ângulo de rolamento para  $175s \lesssim t \lesssim 195s$  foi de  $20,72^\circ$ , para a estimativa do ângulo de arfagem foi de  $15,36^\circ$  e para a estimativa do ângulo de guinada foi de  $23,38^\circ$ . Embora a variabilidade dos ângulos de atitude estimados tenham se reduzido para a condição de não-compensação da aceleração a partir dos dados de GPS, o desvio-padrão observado ainda apresentou-se consideravelmente elevado conforme o esperado. Além do mais, verificou-se que a compensação da aceleração usando dados de GPS possivelmente interferiu negativamente nas estimativas de atitude.

Uma vez que as variabilidades nas estimativas dos ângulos de atitude foram bastante superiores aquelas observadas nos testes em bancada (Seção 5.5.1), conjectura-se que as vibrações as quais a bicicleta ficou submetida durante os testes, foram responsáveis pelo desempenho aquém do esperado para o protótipo da Cabeça Sensora. Para corroborar esta afirmativa, na Figura 5.12 apresenta-se a estimativa de ângulo de rolamento obtida a partir dos sinais fornecidos pelos acelerômetros. Esta estimativa

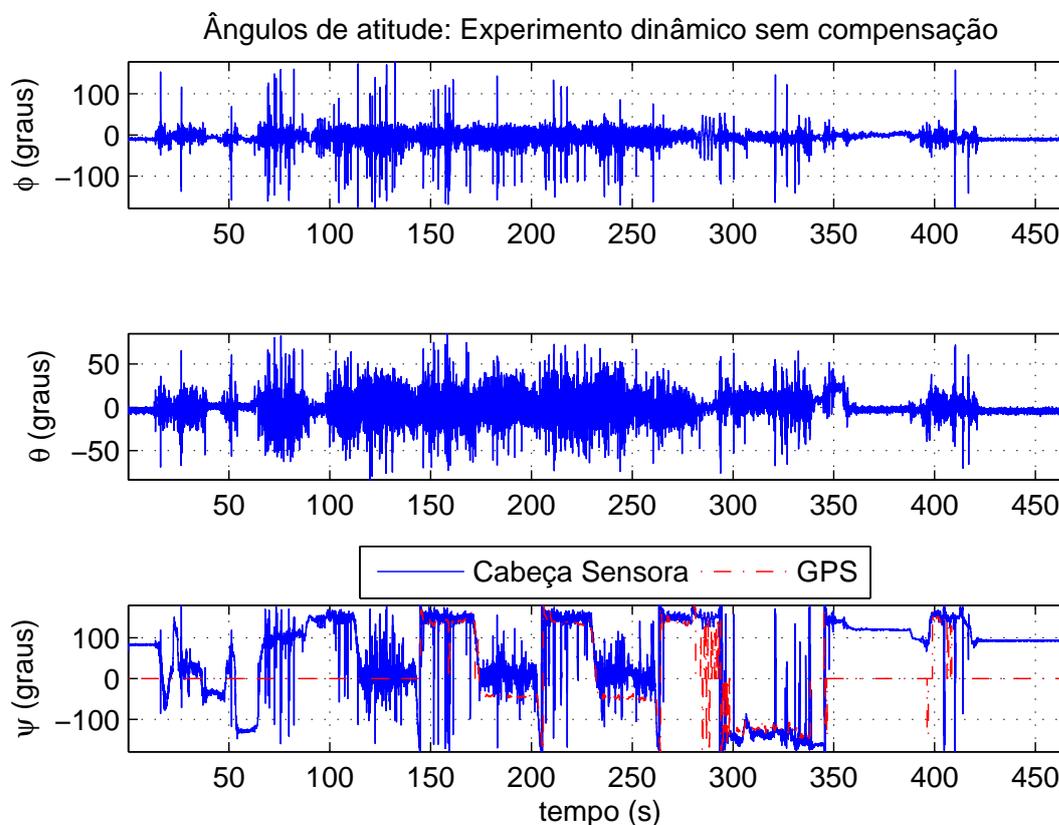


Figura 5.11: Atitude estimada em condição dinâmica sem compensação da aceleração.

de atitude é utilizada como “medição virtual” usada na etapa de correção do Algoritmo  $mEKF-7s$  (Equação 4.24). Nos gráficos intermediário e inferior da Figura 5.12, mostra-se detalhes do gráfico superior, no qual fica visível a grande variabilidade observada enquanto a bicicleta se deslocava no intervalo  $175s \lesssim t \lesssim 195s$  e a variabilidade observada para  $425s \lesssim t \lesssim 470s$  quando a bicicleta se encontrava parada.

Uma possível solução para este problema seria a reconfiguração dos processos de aquisição de dados dos acelerômetros e dos girômetros. Os sensores digitais utilizados neste trabalho (Seção 3.2.4) podem ser configurados de modo a reduzir as suas bandas de passagem.

### 5.5.3 Sintonia do Algoritmo $mEKF-7s$

Neste momento são apresentadas as etapas utilizadas na sintonia do Algoritmo  $mEKF-7s$  em função das matrizes de covariância de processo ( $Q$ ) e de medição ( $R$ ).

Inicialmente estas matrizes foram determinadas a partir das variâncias dos sensores obtidas experimentalmente, conforme descrito no Apêndice A cujos valores se

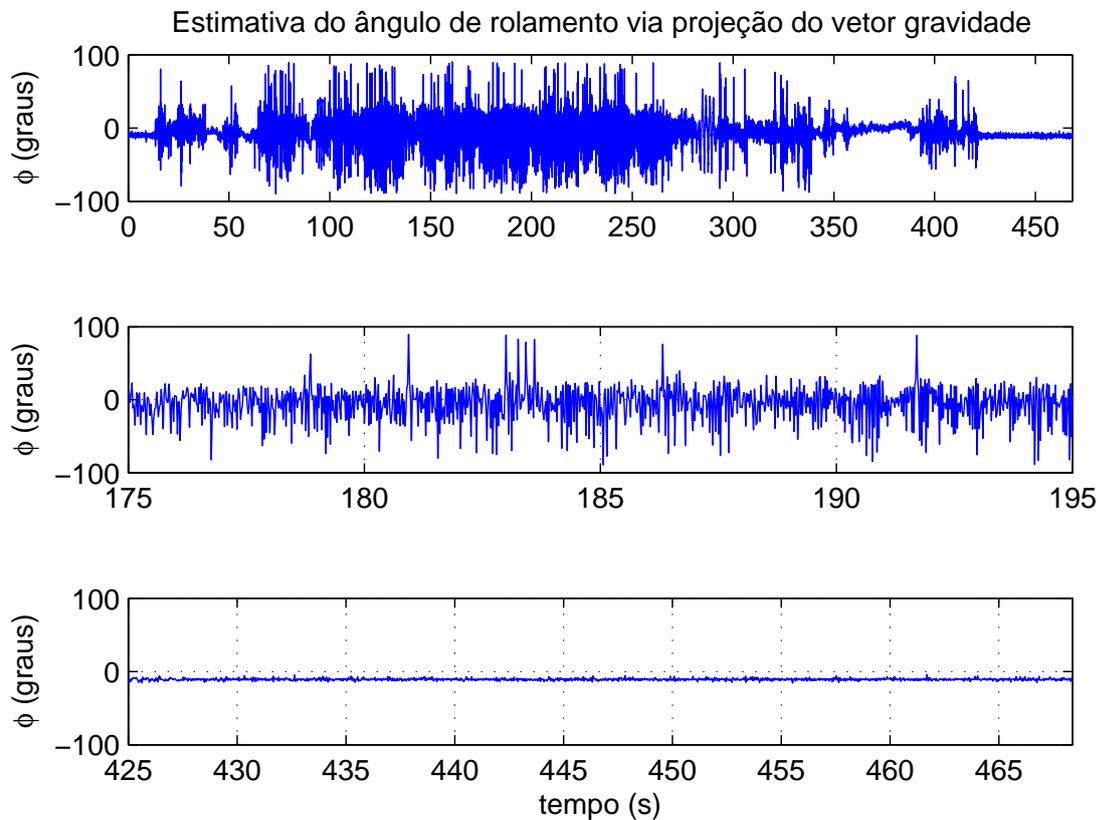


Figura 5.12: Ângulo de rolamento ( $\phi$ ) estimado a partir das projeções da aceleração da gravidade usado na etapa de correção do Algoritmo  $mEKF-7s$ .

encontram nas tabelas 4.2 e 4.3.

Em seguida, através da análise estocástica do vetor de *inovação* na etapa de correção do algoritmo, é feita a sintonia do filtro por meio da variação da matriz de covariância de processo ( $Q$ ), mantendo a matriz de covariância de medição ( $R$ ) conforme anteriormente determinada. A análise estocástica é feita com base na autocorrelação da sequência de *inovação*

$$inn_k = y_k - h(\hat{x}_k^-),$$

sendo que quanto mais próximo  $inn_k$  tender ao *ruído branco*, maior é o indicativo do grau de utilização de informações obtidas das etapas de medição ( $y_k$ ) e predição ( $h(\hat{x}_k^-)$ ). Dessa forma, a matriz  $Q$  é alterada, e em seguida avaliada a autocorrelação do vetor de *inovação*. E procedendo-se assim, de forma iterativa, sintoniza-se o filtro através das matrizes  $Q$  e  $R$ .

Nas figuras 5.13 e 5.14, para fins de ilustração, apresenta-se a autocorrelação da sequência de *inovação* antes e depois da sintonia, considerando os dados do teste realizado em bancada.

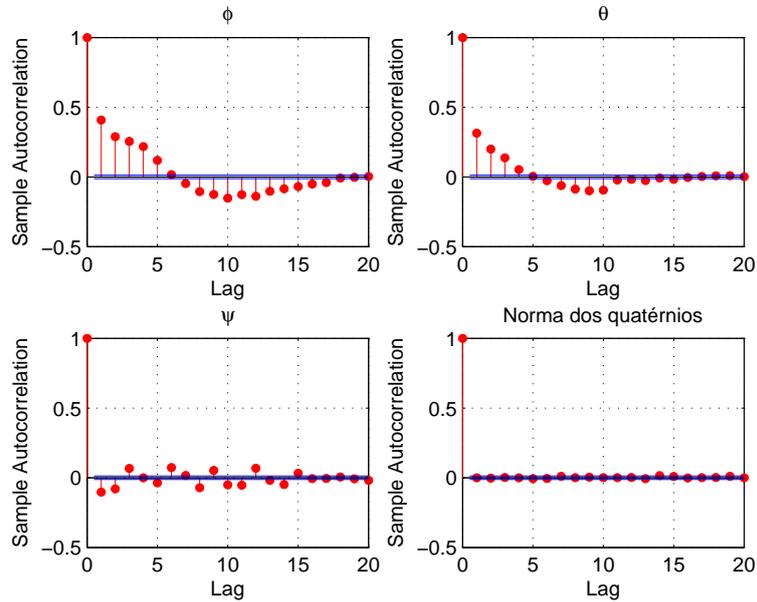


Figura 5.13: Gráficos das funções de autocorrelação do vetor de *inovação* com as matrizes  $Q$  e  $R$  ajustadas inicialmente com os valores obtidos experimentalmente mostrados na Tabela 4.3.

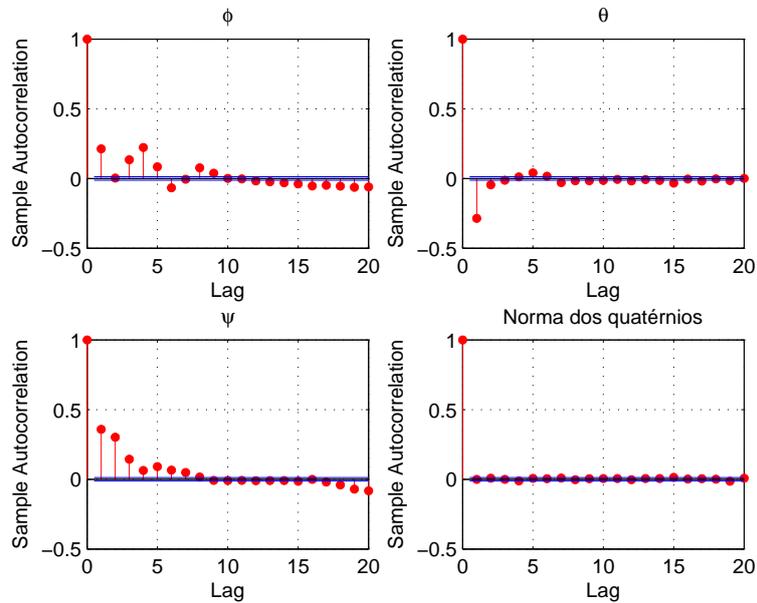


Figura 5.14: Gráficos das funções de autocorrelação do vetor de *inovação* com a matriz  $Q$  sintonizada com os novos valores:  $\sigma_p^2 = 20 \times 10^{-2}$ ,  $\sigma_q^2 = 35 \times 10^{-2}$ ,  $\sigma_r^2 = 20 \times 10^{-2}$ ,  $\sigma_{b_p}^2 = 4 \times 10^{-2}$ ,  $\sigma_{b_q}^2 = 2 \times 10^{-2}$ ,  $\sigma_{b_r}^2 = 6 \times 10^{-2}$ .



# Conclusões

---

## 6.1 Sistemas de Instrumentação para VANTs

Com base na revisão acerca dos sistemas de instrumentação para VANTs, observou-se que tais sistemas apresentam configurações e características como tamanho, peso, consumo energético etc. em geral bastante distintas, cada qual adequada para uma aplicação específica. No entanto, estes sistemas têm como aspectos em comum o uso de uma classe de sensores específicas para aplicações em robótica aérea, tais como sensores inerciais MEMS, magnetômetros e receptores GPS.

Observou-se que alguns destes sistemas se eximem de embarcar magnetômetros, pois sabe-se que o seu uso é crítico devido à alta sensibilidade a campos magnéticos em sua vizinhança e que podem degradar o desempenho destes sistemas. Outros sistemas, por exemplo, já não embarcam receptores GPS com o intuito de tornar o sistema mais leve e com menor consumo energético, deixando apenas uma interface disponível para tal se a aplicação demandar. Há também sistemas que acompanham (vendidos separadamente) *softwares* de configuração, testes e depurações *hardware-in-the-loop* e estação de solo para gerenciamento de missões com VANTs.

Com base nas características destes sistemas, foram delineadas a arquitetura, as especificações dos sensores e o processador usados no desenvolvimento da Cabeça Sensora.

## 6.2 Projeto da Cabeça Sensora

Apresentou-se no Capítulo 3 o desenvolvimento da Cabeça Sensora, no qual foram apresentados o processador escolhido para ser usado no Módulo de Processamento, bem como os sensores usados no Módulo de Instrumentação cuja interface com o Módulo de Processamento se dá via barramento I<sup>2</sup>C.

Com base nos resultados experimentais obtidos com o protótipo da Cabeça Sensora, verificou-se que a coleta de dados de todos os sensores do Módulo de Instrumentação ocorre com folga de tempo com a frequência do *clock* configurada para 100 kHz. Se houver necessidade de se diminuir o tempo de transmissão de dados, a frequência do *clock* pode ser aumentada até 400 kHz. No entanto, a principal desvantagem no uso de

sensores digitais é que a maioria desses não têm filtros *anti-aliasing* internos, que pode ser problemático caso haja violação do teorema de amostragem de Nyquist cujo efeito é o falseamento dos sinais.

Observou-se também que o processamento das sentenças do receptor GPS se dá em um intervalo de tempo muito pequeno ( $\approx 180 \mu\text{s}$ ) se comparado ao período de execução da *Rotina Principal* ( $\approx 7,30 \text{ ms}$ ). Este resultado pode indicar uma solução menos complexa do ponto de vista de *hardware* para o projeto, tendo em vista que o receptor GPS pode ser conectado diretamente ao DSP via UART (conforme implementação no protótipo), em vez de ser implementado como originalmente proposto na arquitetura, no qual um microcontrolador realiza a interface RS232/I<sup>2</sup>C entre o receptor GPS e o DSP.

Resultados obtidos a partir de testes com o Sistema de Temporização mostraram resultados satisfatórios para assegurar a temporização da Cabeça Sensora de uma forma redundante no caso da ausência do sinal do GPS.

### 6.3 Algoritmos de Fusão Sensorial

Foram avaliados, em ambiente de simulação, quatro algoritmos recursivos de fusão sensorial com o objetivo de estimar a atitude de veículos a partir de sensores inerciais. Com base nos resultados simulados, foi escolhido para ser implementado na Cabeça Sensora o Algoritmo *mEKF-7s*, que é uma versão do filtro de Kalman estendido (EKF), inspirado no Algoritmo *mEKF-4s* e que foi proposto neste trabalho. As principais características deste algoritmo (*mEKF-7s*) são a sua capacidade de estimar a polarização dos girômetros e realizar a correção das acelerações do veículo sobre os sinais de aceleração medidos pelos acelerômetros.

O Algoritmo *mEKF-7s* foi implementado na Cabeça Sensora utilizando técnicas apropriadas para minimização do custo computacional em ambiente embarcado. Resultados obtidos em testes experimentais revelaram que o algoritmo ainda necessita de algumas modificações e ajustes, sobretudo com relação ao processamento dos sinais dos magnetômetros para estimação do ângulo de proa. Observou-se no teste feito em uma bicicleta, que a vibração causada pela superfície do asfalto aparentemente interferiu na estimação de atitude, e que retirando-se a correção da aceleração através dos dados de GPS, os resultados apresentaram ligeira melhora, mas não o suficiente para alcançar o nível de desempenho desejado. Dessa forma, presume-se que a correção não esteja contribuindo para a melhoria do desempenho deste algoritmo, ao menos nestas condições em que foram realizados os testes. Acredita-se que a grande diferença entre os resultados obtidos na simulação e nos experimentos práticos, deve-se, principalmente, devido a algumas situações não previstas e, portanto, não modeladas na simulação. A vibração presente no experimento prático realizado com a bicicleta e o campo magnético terrestre que apresenta componentes nos três eixos do sensor (campo magnético não contido apenas no plano horizontal), podem ter contribuído

para as inconsistências entre os resultados práticos e simulados.

## 6.4 Considerações Finais

A partir dos resultados experimentais de estimação de atitude obtidos, afirma-se que é necessário mais testes, ajustes e modificações para que seja alcançado o nível de erro de estimação de atitude desejado. É imprescindível que dados experimentais em condições semelhantes às quais a Cabeça Sensora será usada, em um VANT ou alguma aeronave, sejam coletados e se tenha também dados para serem usados como padrão de referência.

Como não houve tempo hábil para implementar completamente o protótipo da Cabeça Sensora, testes com o Módulo de Acionamento devem ser feitos a fim de avaliar mais fidedignamente o desempenho da Cabeça Sensora, embora acredita-se que este módulo não afete de forma considerável o tempo de processamento da *Rotina Principal*. A fabricação da PCI, integração com os demais módulos e sub-sistemas e instalação da Cabeça Sensora em um VANT são etapas que ainda precisam ser executadas para atingir o estado de desenvolvimento necessário para aplicações reais. Além do mais, testes *hardware-in-the-loop* podem auxiliar, guiar e refinar consideravelmente a qualidade e o desenvolvimento do sistema.

## 6.5 Propostas de Trabalhos Futuros

Como todo projeto de engenharia, que envolve atividades contínuas de pesquisa e desenvolvimento, este trabalho apresenta uma série de itens que merecem ser revisitados e outros incluídos com o intuito de sofisticar e aumentar a qualidade do sistema eletrônico em desenvolvimento.

A seguir são apresentadas algumas das propostas apontadas:

- Caracterização experimental do modelo dos sensores para compensação das imperfeições, incluindo a modelagem térmica dos mesmos;
- Ajustes e refinamentos no algoritmo de estimação de atitude *mEKF-7s*;
- Uso de dados de fase da portadora do receptor GPS para obter melhor estimativa das acelerações para serem usadas nas correções da aceleração;
- Correção das acelerações via sinal de velocidade do sensor de pressão dinâmica;
- Caracterização da dispersão do período de execução da rotina periódica;
- Avaliação de outros tipos de algoritmos de fusão sensorial, como o UKF e o Filtro de Partículas;



---

## Referências Bibliográficas

---

- Abdelfatah, W. F., Georgy, J., Iqbal, U., and Nouredin, A. (2011). FPGA-Based Real-Time Embedded System for RISS/GPS Integrated Navigation. *Sensors*, 12(1):115–147.
- Alvis, W., Murthy, S., Valavanis, K., Moreno, W., Fields, M., and Katkooi, S. (2007). FPGA Based Flexible Autopilot Platform for Unmanned Systems. *2007 Mediterranean Conference on Control & Automation*, pages 1–9.
- AnalogDevices (2012). 3-Axis Digital Accelerometer ADXL345. <http://www.analog.com>. Acessado em 20/mai/2012.
- Balbinot, A. and Brusamarello, V. J. (2007). *Instrumentação e fundamentos de medidas, v.2*. Rio de Janeiro: LTC.
- Bosch-Sensortec (2012). Digital barometric pressure sensor. <http://www.bosch-sensortec.com/>. Acessado em 22/fev/2012.
- Brown, Robert Grover. e Patrick, Y. H. (1997). *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering: with MATLAB Exercises and Solutions, 3rd ed.* John Wiley & Sons.
- CH-Robotics (2011). UM6: Orientation Sensor. <http://www.chrobotics.com/shop/orientation-sensor-um6>. Acessado em 27/abr/2011.
- CH-Robotics (2013). Understanding Euler Angles. <http://www.chrobotics.com/library/understanding-euler-angles>. Acessado em 12/fev/2013.
- Chao, H., Cao, Y., and Chen, Y. (2007). Autopilots for Small Fixed-Wing Unmanned Air Vehicles: A Survey. *2007 International Conference on Mechatronics and Automation*, pages 3144–3149.
- Chollet, F. and Liu, H. (2011). A ( not so ) short introduction to MEMS. <http://memscyclopedia.org/introMEMS.html>. Acessado em 14/out/2012.

- CloudCap (2011a). Crista Sensor Head: A three axis inertial sensor package available for direct integration into end user applications. <http://www.cloudcaptech.com/crista.shtm>. Acessado em 03/fev/2011.
- CloudCap (2011b). Piccolo-SL Autopilot. <http://www.cloudcaptech.com>. Acessado em 05/fev/2011.
- da Paixao, R. A. (2011). Prototyping a Basic MEMS Attitude Heading and Reference System. *2011 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 232–236.
- Dai, G., Li, M., He, X., Du, L., Shao, B., and Su, W. (2011). Thermal Drift Analysis Using a Multiphysics Model of Bulk Silicon MEMS Capacitive Accelerometer. *Sensors and Actuators A: Physical*, 172(2):369–378.
- Dana, P. H. (2012). Global Positioning System Overview. [http://www.colorado.edu/geography/gcraft/notes/gps/gps\\_f.html](http://www.colorado.edu/geography/gcraft/notes/gps/gps_f.html). Acessado em 05/out/2012.
- DeMott, R. (2010). Development of a Flexible FPGA-Based Platform for Flight Control System Research. Master's thesis, Virginia Commonwealth University. Disponível em <https://dizzyg.uls.vcu.edu/handle/10156/3193>.
- Ding, W., Wang, J., Li, Y., Mumford, P., and Rizos, C. (2008). Time Synchronization Error and Calibration in Integrated GPS/INS Systems. *ETRI journal*, 30(1):59–67.
- El-Rabbany, A. (2002). *Introduction to GPS: the Global Positioning System*. Wiley-Interscience.
- FMA (2012). Infrared Inclinometer FMA Co-Pilot. [http://www.revolectrix.com/cat\\_flightstabilization.htm](http://www.revolectrix.com/cat_flightstabilization.htm). Acessado em 17/nov/2012.
- Grewal, M. S. and Angus, P. A. (2008). *Kalman filtering: theory and practice using MATLAB*. John Wiley and Sons, Inc.
- Gumstix (2012). Gumstix Overo Fire. <https://www.gumstix.com/>. Acessado em 25/mai/2012.
- Gumstix (2013). Chestnut43: An expansion board to add LCD Touchscreen, Ethernet, USB host and Stereo Audio to any Overo COM. [https://www.gumstix.com/store/product\\_info.php?products\\_id=237](https://www.gumstix.com/store/product_info.php?products_id=237). Acessado em 03/fev/2013.
- Hemerly, E. M., Maciel, B. C., Milhan, A. D. P., and Schad, V. R. (2012). Attitude and Heading Reference System with Acceleration Compensation. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 84(2):87–93.

- Honeywell (2012a). 3-Axis Digital Compass IC HMC5883L. <http://www.honeywell.com>. Acessado em 20/mai/2012.
- Honeywell (2012b). TruStability Board Mount Pressure Sensors: HSC Series-High Accuracy. Código do sensor: HSC-D-RR-N-010MD-2A3. [www.honeywell.com/sensing](http://www.honeywell.com/sensing). Acessado em 20/jan/2012.
- InvenSense (2012). 3-Axis MEMS Digital Gyrometer ITG-3200. <http://www.invensense.com>. Acessado em 20/mai/2012.
- Iozan, L., Rusu, C., Collin, J., and Takala, J. (2010). A Study of the External Factors that Affect the Measurement Data of a MEMS Gyroscope Sensor – Towards an Inertial Navigation System. In *Electronics and Telecommunications (ISETC), 2010 9th International Symposium on*, pages 81–84. IEEE.
- Iscold, P., Alves Neto, A., de Oliveira, G., Antônio Borges Tôres, L., and Augusto Silva Pereira, G. (2007). Desenvolvimento de Horizonte Artificial para Aviação Geral Baseado em Sensores MEMS. In *Anais do V Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial (SBEIN'07)*, Rio de Janeiro, RJ.
- Iscold, P., Pereira, G. A. S., and Torres, L. A. B. (2010). Development of a Hand-Launched Small UAV for Ground Reconnaissance. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 46(1):335–348.
- Jang, J. and Liccardo, D. (2006). Automation of Small UAVs Using a Low Cost MemS Sensor and Embedded Computing Platform. *2006 IEEE/AIAA 25TH Digital Avionics Systems Conference*, pages 1–9.
- Kestrel (2013). Kestrel Autopilot v2.4 Fixed Wing. <http://www.lockheedmartin.com/us/products/procerus/kestrel.html>. Acessado em 20/set/2012.
- Kirkko-Jaakkola, M. and Collin, J. (2011). Bias Prediction for MEMS Gyroscopes. *Sensors Journal, IEEE*, (c):1–7.
- L3-Unmanned-Systems (2012). flightTEK SMC Flight Control: . [http://www.l3com.com/uas/tech\\_uas/flighttek.htm](http://www.l3com.com/uas/tech_uas/flighttek.htm). Acessado em 25/fev/2012.
- Leens, F. (2009). An Introduction to I2C and SPI Protocols. *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*, (February).
- Li, J. and Fang, J. (2010). Design and Experiment Study of Integrated Navigation Computer Based on FPGA and DSP. *2010 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, pages 931–937.

- Li, Q., Wang, L., Zhai, C., and Zhan, X. (2009). Time Synchronization Design Based on FPGA in Integrated GPS/INS System. *2009 International Conference on Mechatronics and Automation*, pages 3769–3774.
- Luczak, S. and Oleksiuk, W. (2006). Sensing Tilt with MEMS Accelerometers. *Sensors Journal, IEEE*, 6(6):1669–1675.
- Ma, D.-M., Shiau, J.-K., Wang, I.-C., and Lin, Y.-H. (2012). Attitude Determination Using a MEMS-Based Flight Information Measurement Unit. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 12(1):1–23.
- Mahony, R. and Hamel, T. (2008). Nonlinear Complementary Filters on the Special Orthogonal Group. *Automatic Control, IEEE*, 53(5):1203–1218.
- Maxim-Integrated (2012). Dual-Output Step-Down DC-DC Converter for PDA/Palmtop Computers. <http://www.maximintegrated.com>. Acessado em 30/set/2012.
- MEMSblog (2012). Looking inside the Hi Technic NXT Accelerometer for LEGO. <http://memsblog.wordpress.com/2011/01/05/chipworks-2/>. Acessado em 12/dez/2012.
- MicroPilot (2012). MP2028xp: Auto-pilot for fixed-wing UAVs. <http://www.micropilot.com/products-mp2028xp.htm>. Acessado em 10/set/2012.
- Moog-Crossbow (2011). ANC1000: Card-level MEMS GPS-aided AHRS. <http://www.moog-crossbow.com/products/inertial-products/products-anc1000/>. Acessado em 02/abr/2011.
- NIST (2012). National Institute of Standards and Technology's. <http://www.nist.gov/pml/div688/grp40/enc-s.cfm>. Acessado em 17/nov/2012.
- Park, M. and Gao, Y. (2006). Error Analysis and Stochastic Modeling of Low-cost MEMS Accelerometer. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 46(1):27–41.
- Petkov, P. (2010). Stochastic Modeling of MEMS Inertial Sensors. *Cybernetics and information technologies*, 10(2):31–40.
- Pflimlin, J. M., Hamel, T., and Souères, P. (2007). Nonlinear attitude and gyroscope's bias estimation for a VTOL UAV. *Intern. J. Syst. Sci.*, 38(3):197–210.
- Skog, I., Händel, P., and Member, S. (2011). Time Synchronization Errors in Loosely Coupled GPS-Aided Inertial Navigation Systems. 12(4):1014–1023.
- SpectrumDigital (2011). eZdsp F28335 board with Code Composer Studio DSK tools and power supply.

- [http://www.spectrumdigital.com/product\\_info.php?&products\\_id=198](http://www.spectrumdigital.com/product_info.php?&products_id=198). Acessado em 15/abr/2011.
- Stevens, B. L. and Lewis, F. L. (2003). *Aircraft Control and Simulation*. Wiley-Interscience.
- STM (2012). Introduction to MEMS gyroscopes. <http://www.electroiq.com>. Acessado em 28/nov/2012.
- Sullivan, J. (2006). Evolution or Revolution? The Rise of UAVs. *IEEE Technology and Society Magazine*, 25(3):43–49.
- Texas-Instruments (2012a). 3.3-V, 1.5-A, 17-V Vin Step-Down Converter. <http://www.ti.com/product/tps62111>. Acessado em 30/set/2012.
- Texas-Instruments (2012b). OMAP3530 Applications Processor. <http://www.ti.com/product/omap3530>. Acessado em 30/mai/2012.
- Texas-Instruments (2012c). SN74AVC4T245: 4-Bit Dual-Supply Bus Transceiver with Configurable Voltage Translation and 3-State Outputs. <http://www.ti.com/product/sn74avc4t245?qgpn=sn74avc4t245>. Acessado em 14/out/2012.
- UAV-Navigation (2012). AP04M: Auto-pilot. <http://uavnavigation.org/?q=uav/ap04m>. Acessado em 15/out/2012.
- ublox (2012). LEA-6T module with Precision Timing. <http://www.u-blox.com/en/gps-modules/u-blox-6-timing-module/lea-6t.html>. Acessado em 21/fev/2012.
- VectorNav (2012). VN(T)-100: Inertial Measurement Unit (IMU) and Attitude Heading Reference System (AHRS). <http://www.vectornav.com/products/vn100-smt>. Acessado em 10/fev/2012.
- weControl (2011). wePilot2000: Auto-pilot for fixed-wing UAVs. [www.wecontrol.ch](http://www.wecontrol.ch). Acessado em 02/mar/2011.
- Xin, G., Dong, Y., and Zhen-hai, G. (2005). Study on Errors Compensation of a Vehicular. *Science And Technology*, pages 205–210.
- Zhou, J., Knedlik, S., and Loffeld, O. (2012). INS/GPS for High-Dynamic UAV-Based Applications. *International Journal of Navigation and Observation*, 2012:1–11.



## Variância de Allan

A Variância de Allan é um método que permite identificar e quantificar ruídos com propriedades de correlação diferentes em sistemas de um modo geral. Este método baseia-se na análise de um conjunto de dados no domínio do tempo para extrair informações acerca de determinados tipos de ruído. Concebido originalmente para ser aplicado em sistemas de referência de frequência, o método da Variância de Allan pode ser aplicado em outros tipos de sistemas para caracterização de ruídos, como no caso dos sensores.

A análise da Variância de Allan de um sinal no tempo consiste no cálculo da raiz quadrada da Variância de Allan,  $\sigma_A(\tau)$ , para diferentes valores da constante de tempo  $\tau$ ; a seguir procede-se com a análise das inclinações da curva obtida em um gráfico de escala *log-log* para identificação dos diferentes tipos de ruídos presentes na medição.

A Variância de Allan é calculada usando-se uma longa sequência de dados, que é dividida em conjuntos de dados menores em função da constante de tempo na qual se realizam médias aritméticas.

Seja  $y(t_k)$  a saída de um sensor qualquer no instante  $t_k = kT_0$ , sendo  $k = \{1, 2, \dots\}$ . O valor médio de  $y$  entre os instantes  $t_k$  e  $t_k + \tau$ , com  $\tau = mT_0$ , é dado por

$$\bar{y}(\tau) = \frac{y(t_k + \tau) - y(t_k)}{\tau}.$$

Dessa forma, a Variância de Allan,  $\sigma_A^2$  é calculada como

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} [\bar{y}(\tau)_{i+1} - \bar{y}(\tau)_i]^2, \quad (\text{A.1})$$

sendo  $M$  o número de subconjuntos disjuntos e adjacentes do conjunto de dados  $y$  com comprimento  $\tau$ .

Analisando o gráfico da Variância de Allan, é possível inferir informações sobre níveis e tipos de ruídos presentes no sistema. Para análises de variância usando pequenos intervalos de tempo,  $\tau$ , para calcular a média, a Variância de Allan é dominada por ruídos não-correlacionados. Então há uma relação direta entre o desvio-padrão do ruído branco com a inclinação do gráfico da Variância de Allan. Dessa forma, este valor pode ser estimado pela inclinação negativa do gráfico, conforme pode ser visto na

Figura A.1 e cujo valor pode ser calculado pela equação

$$\sigma_A^2(\tau) = N\tau^{-1/2}, \quad (\text{A.2})$$

sendo  $N$  a componente do *ruído branco* presente no sistema dada nas unidades  $\frac{\text{g.f.}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ <sup>1</sup>.

À medida em que se aumenta o valor de  $\tau$  no cálculo das variâncias, mais informações são obtidas acerca das componentes de polarização do sinal analisado. Com isso, o gráfico da Variância de Allan atinge o valor mínimo, que corresponde à instabilidade de polarização dos sensores (*bias instability*) que é definida como a variação estocástica da componente de polarização [Kirkko-Jaakkola and Collin, 2011]. O cálculo deste termo é importante, principalmente, para se obter informações das variâncias dos termos de polarização dos girômetros utilizados nas matrizes de covariância de processo dos algoritmos de fusão sensorial abordados no Capítulo 4. O cálculo do desvio-padrão de polarização é calculado por

$$\sigma_A^2(\tau) = b \sqrt{\frac{2 \ln 2}{\pi}} \quad (\text{A.3})$$

sendo  $b$  a componente do ruído relativo à *instabilidade de polarização* do sensor dada nas unidades  $\frac{\text{g.f.}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ .

Procedendo-se com o aumento do valor de  $\tau$  na Equação A.1, observa-se que Variância de Allan começa a crescer, apresentando inclinação positiva, devido à presença de ruído denominado *rate random walk*, que é um processo não-estacionário [Petkov, 2010] cujo valor pode ser dado por

$$\sigma_A^2(\tau) = C \sqrt{\frac{\tau}{3}} \quad (\text{A.4})$$

sendo  $C$  a componente do ruído *rate random walk* dada nas unidades  $\frac{\text{g.f.}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ .

---

<sup>1</sup>g.f.: grandeza física

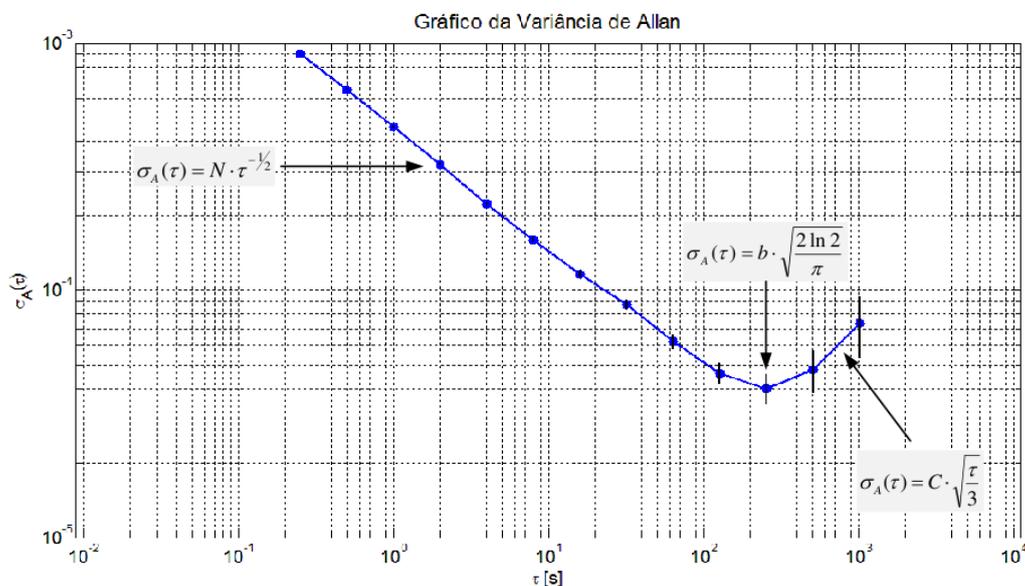


Figura A.1: Exemplo de gráfico da Variância de Allan.

## Procedimentos Experimentais

Para caracterizar os níveis de ruídos dos sensores experimentalmente, os seguintes sensores foram colocados em repouso para a coleta de dados:

1. Acelerômetros;
2. Girômetros;
3. Magnetômetros;

## Bateria de testes

Nesta bateria de testes, foram coletadas 1301500 amostras dos acelerômetros, girômetros e magnetômetros, sendo que cada um destes sensores fornecem três amostras em cada instante da amostragem. O tempo de aquisição desta bateria de dados levou aproximadamente 217 minutos de duração, com os dados dos sensores sendo lidos à taxa de 100 Hz.

A Figura A.2 exhibe os dados coletados relativos aos acelerômetros. Já os gráficos das figuras A.3, A.4 e A.5 são relativos às Variâncias de Allan para as acelerações  $a_x$ ,  $a_y$  e  $a_z$ , respectivamente, de onde são extraídas as informações contidas na Tabela 4.3.

A Figura A.6 exhibe os dados dos girômetros. Os gráficos das figuras A.7, A.8 e A.9 são relativos às Variâncias de Allan para as velocidades angulares  $p$ ,  $q$  e  $r$ , respectivamente, de onde são extraídas as informações contidas na Tabela 4.3.

Semelhantemente, a Figura A.10 exhibe os dados coletados relativos aos magnetômetros. Os gráficos das figuras A.11, A.12 e A.13 são relativos às Variâncias de Allan para

os campos magnéticos medidos  $H_x$ ,  $H_y$  e  $H_z$ , respectivamente, de onde são extraídas as informações contidas na Tabela 4.3.

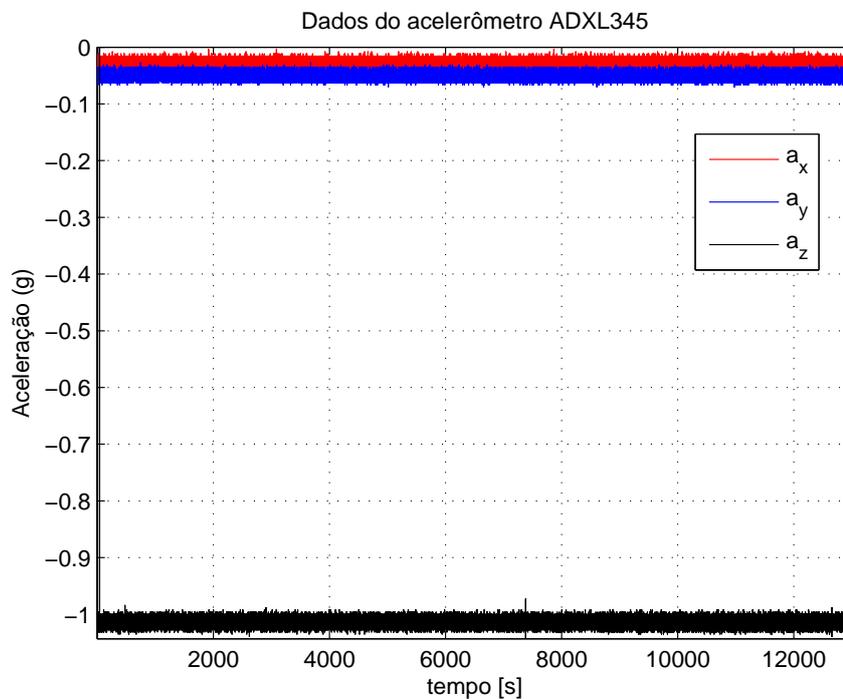


Figura A.2: Conjunto de 1301500 pontos de dados dos acelerômetros coletados à taxa de 100 Hz correspondente ao período de aquisição de  $\approx 217$  minutos.

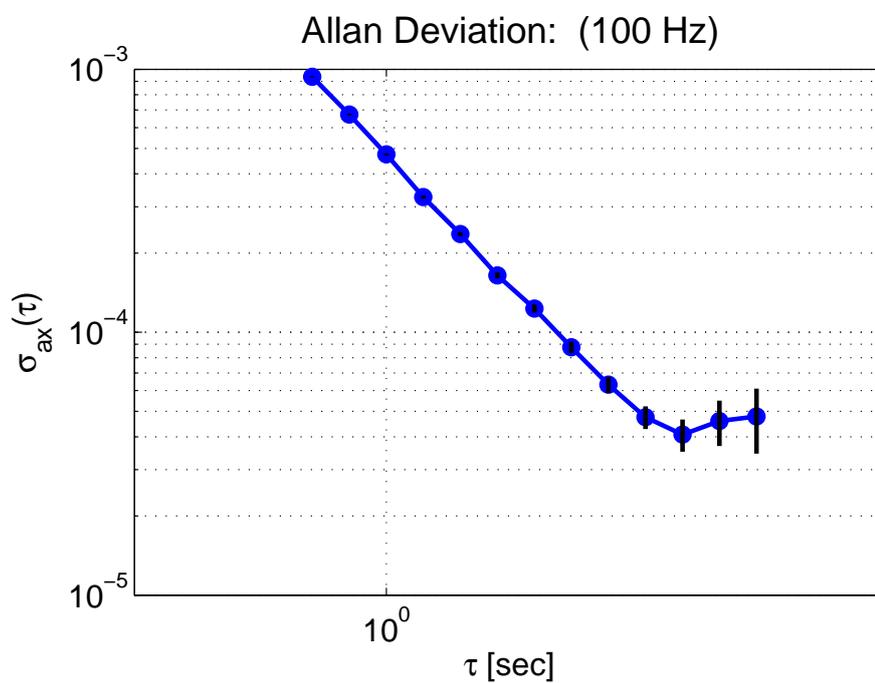


Figura A.3: Variância de Allan para a aceleração  $a_x$  do acelerômetro.

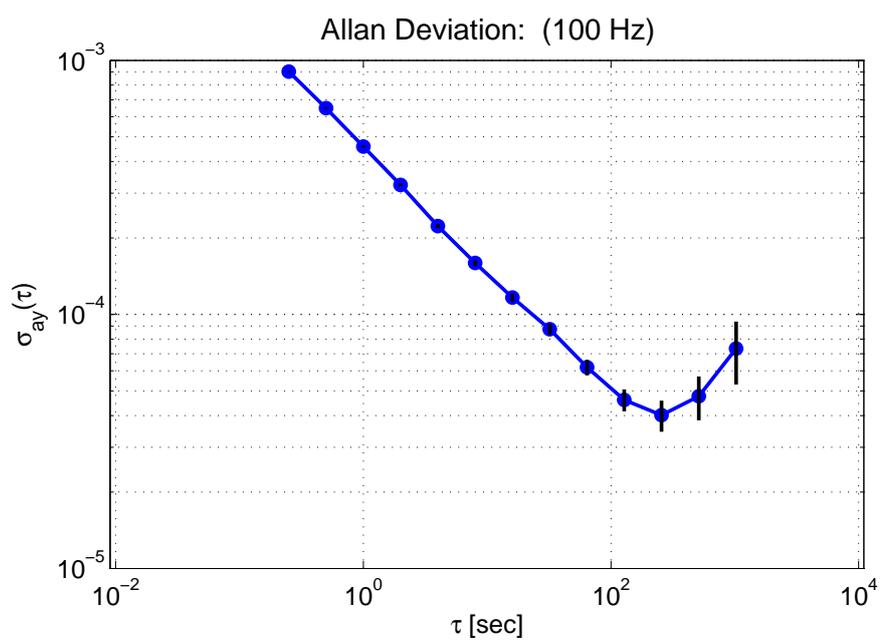


Figura A.4: Variância de Allan para a aceleração  $a_y$  do acelerômetro.

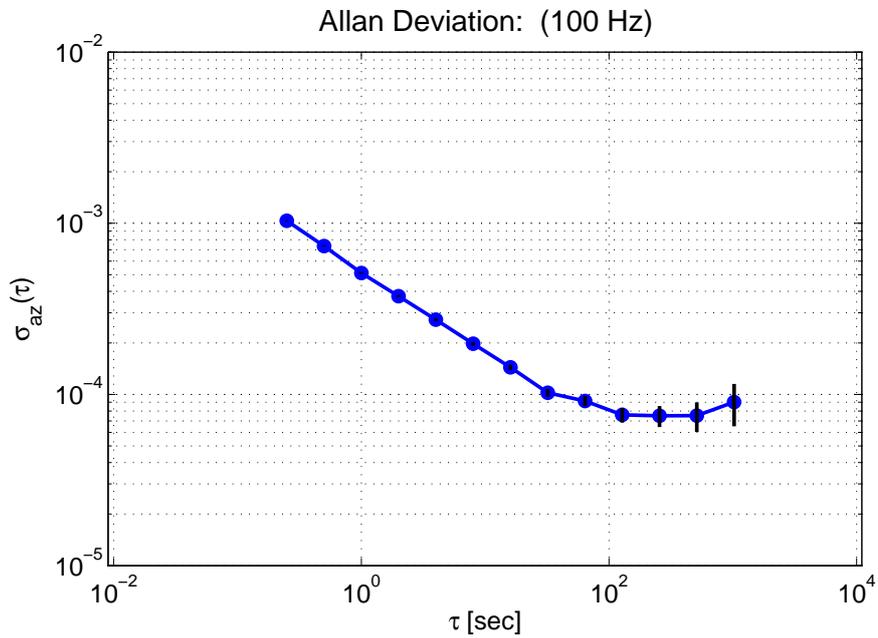


Figura A.5: Variância de Allan para a aceleração  $a_z$  do acelerômetro.

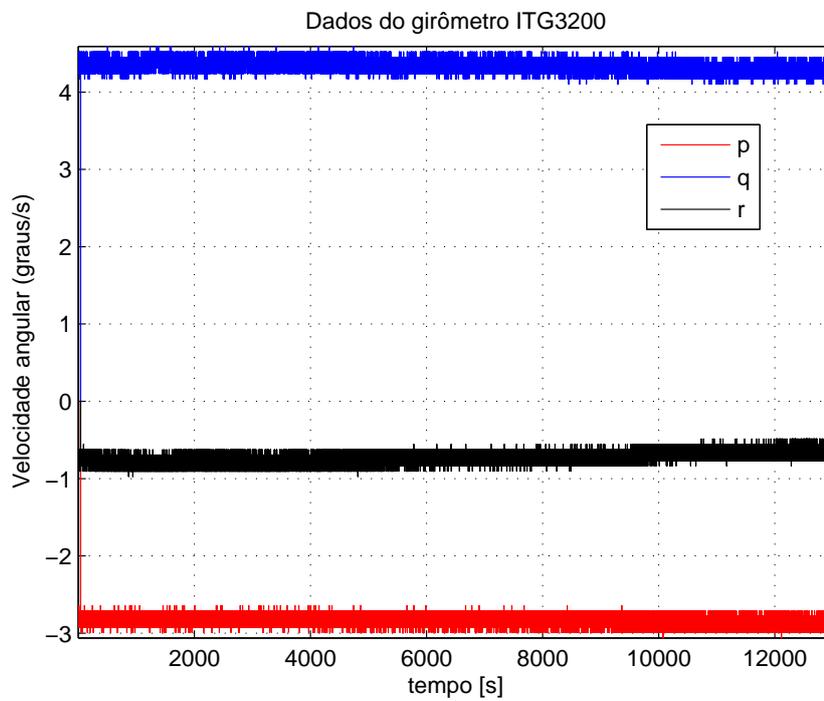


Figura A.6: Conjunto de 1301500 pontos de dados dos girômetros coletados à taxa de 100 Hz correspondente ao período de aquisição de  $\approx 217$  minutos.

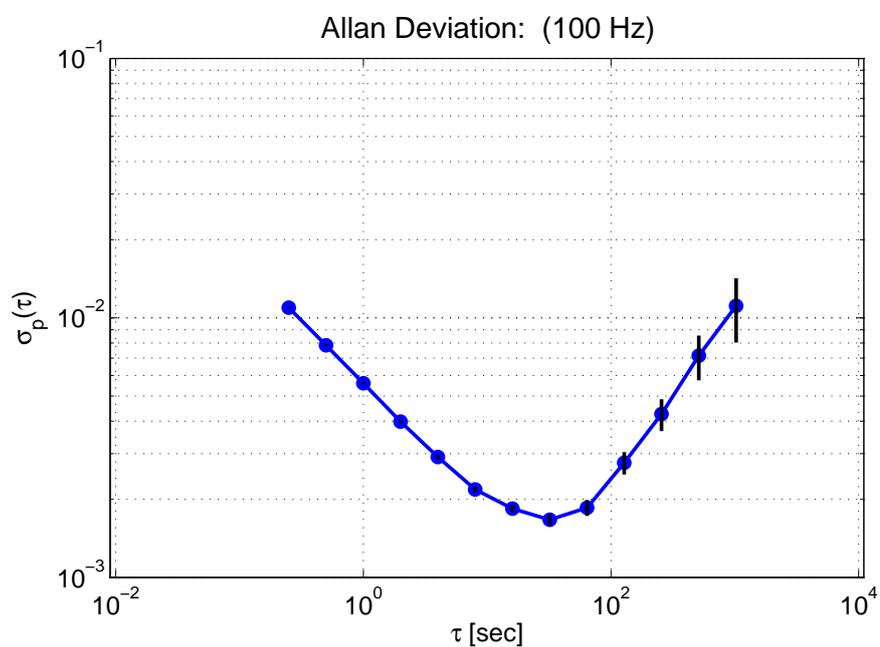


Figura A.7: Variância de Allan para a velocidade angular  $p$  do girômetro.

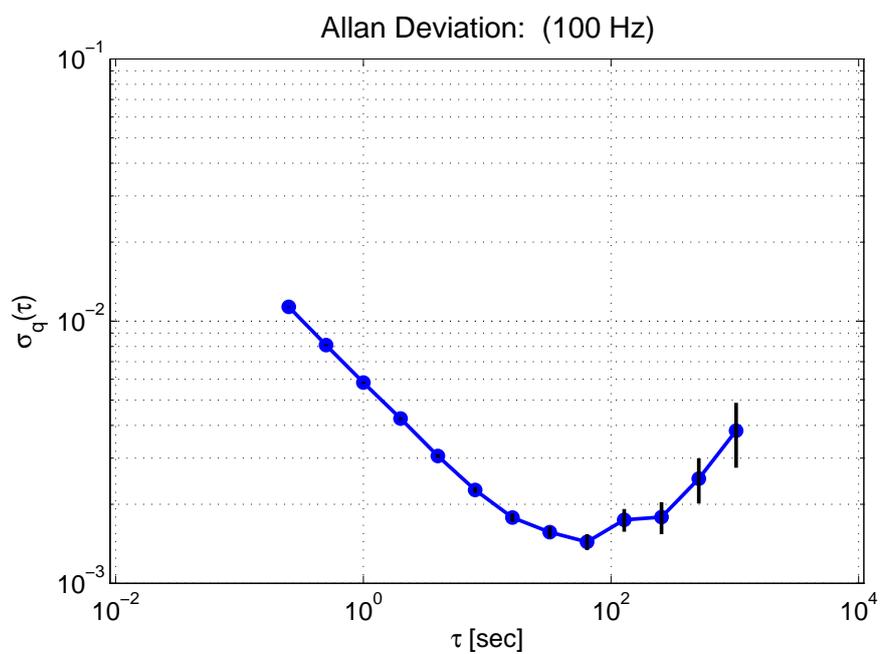


Figura A.8: Variância de Allan para a velocidade angular  $q$  do girômetro.

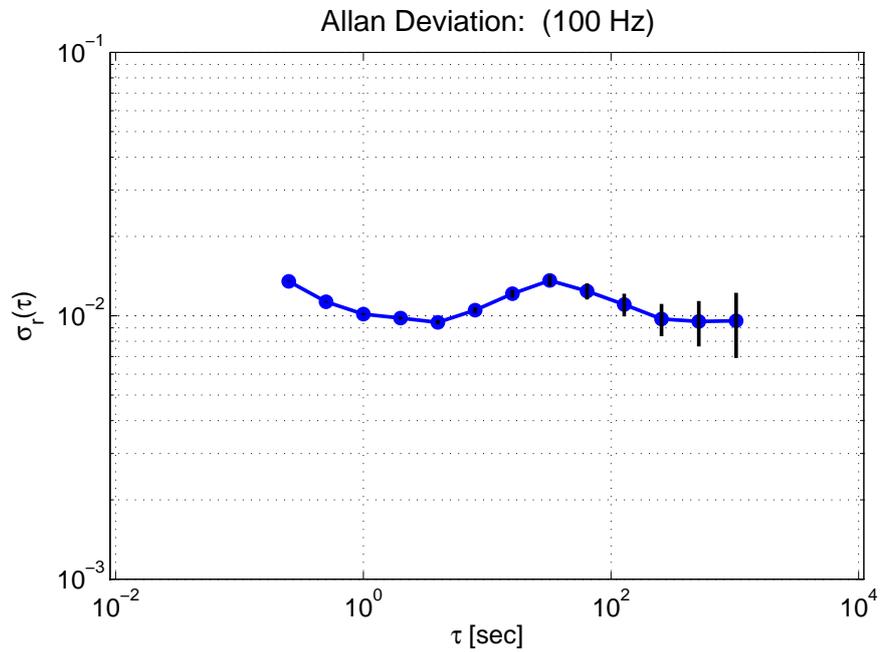


Figura A.9: Variância de Allan para a velocidade angular  $r$  do girômetro.

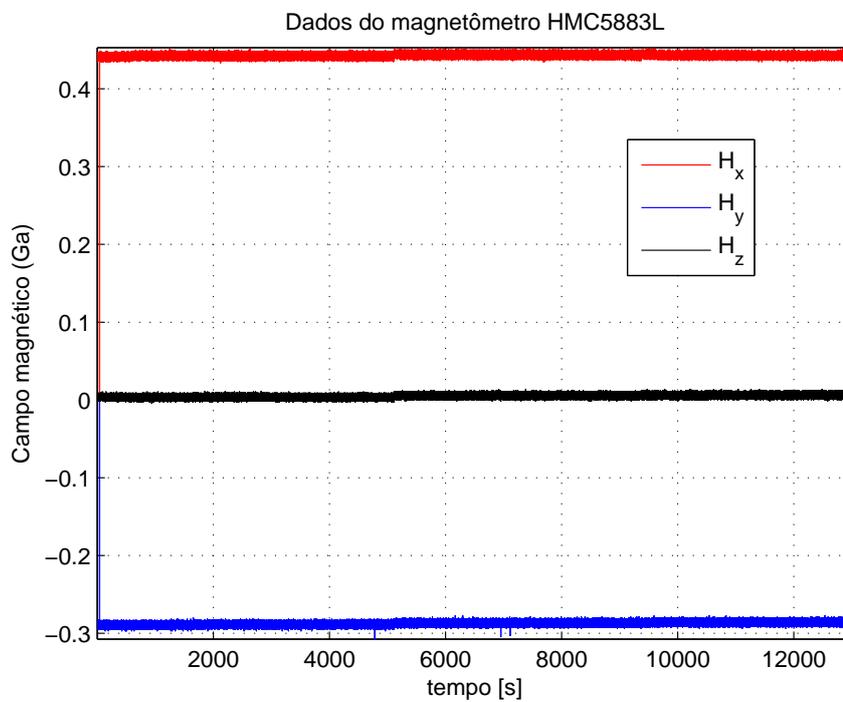


Figura A.10: Conjunto de 1301500 pontos de dados dos magnetômetros coletados à taxa de 100 Hz correspondente ao período de aquisição de  $\approx 217$  minutos.

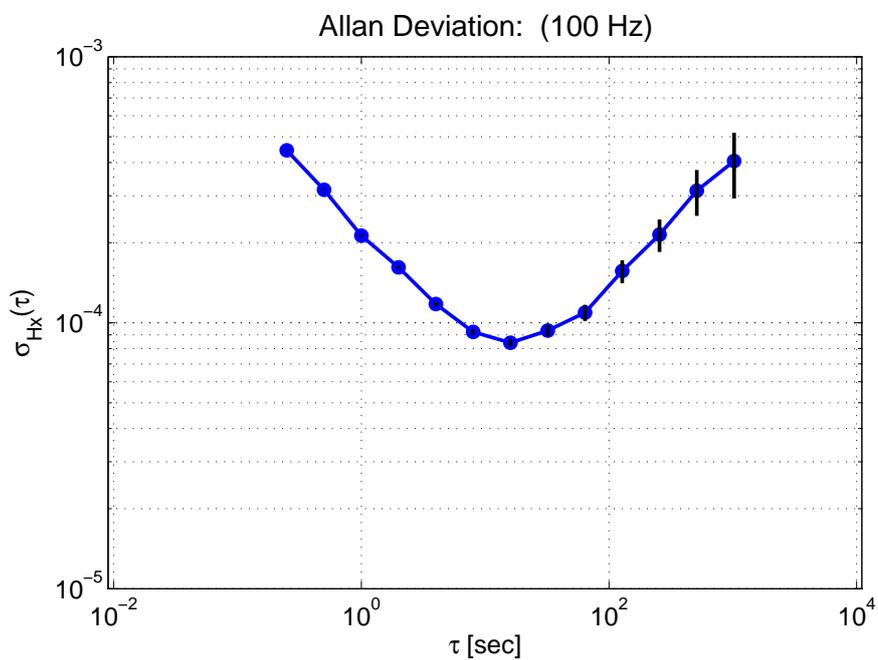


Figura A.11: Variância de Allan para o campo magnético  $H_x$  do magnetômetro.

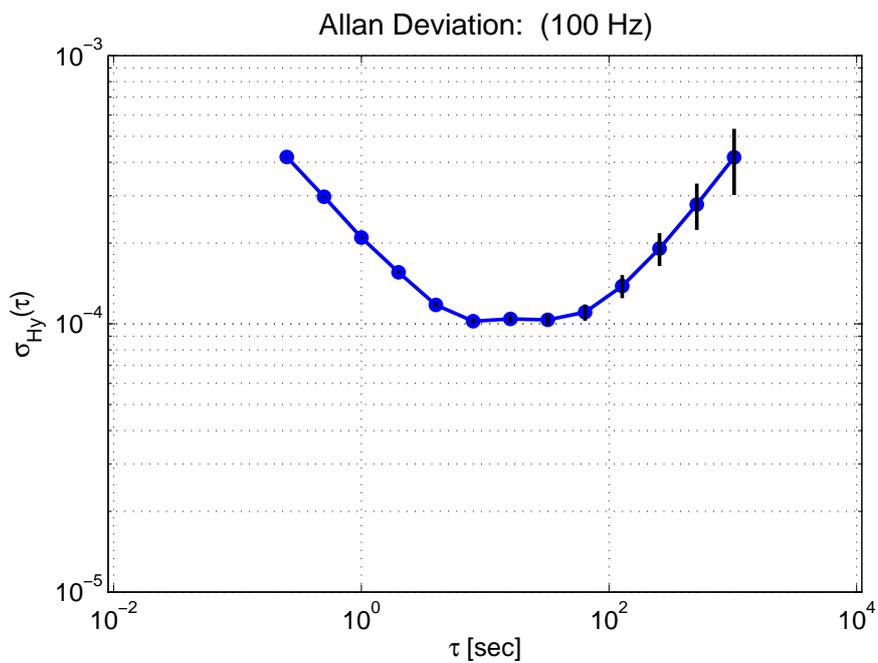


Figura A.12: Variância de Allan para o campo magnético  $H_y$  do magnetômetro.

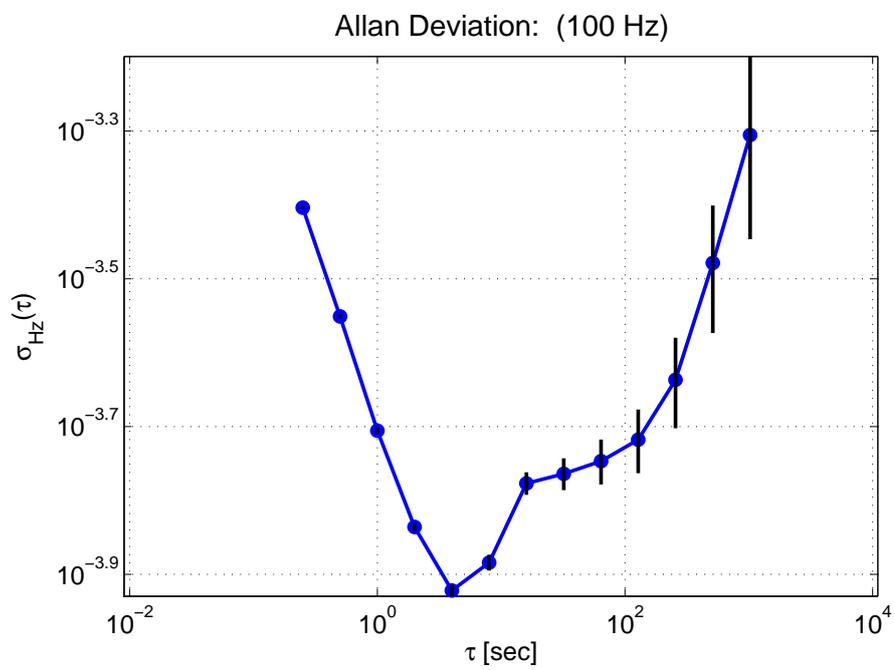


Figura A.13: Variância de Allan para o campo magnético  $H_z$  do magnetômetro.

# Projeto Eletrônico da Cabeça Sensora

Neste anexo são apresentados os *layouts* das PCIs que compõem a Cabeça Sensora, isto é:

- Placa da Cabeça Sensora;
- Placa do Rádio-modem;
- Placa de Acionamento.

O projeto eletrônico contendo os diagramas esquemáticos da Cabeça Sensora encontra-se no DVD em anexo da dissertação.

## I.1 Placa Principal – Placa da Cabeça Sensora

A Placa da Cabeça Sensora, de dimensões 180 mm × 56 mm, embarca o Módulo de Instrumentação, o DSP e o Gumstix, conforme indicado na Figura I.1. Nela encontram-se diversos conectores, LEDs e botões, o quais são listados abaixo:

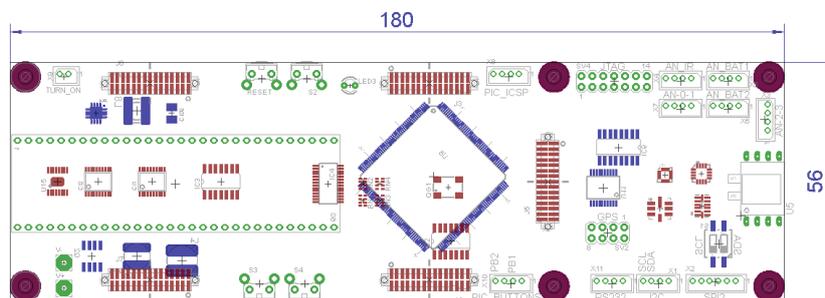


Figura I.1: PCI da Cabeça Sensora.

- Conector X1 de interface I<sup>2</sup>C para emulação de sensores e testes em *Hardware-In-the-Loop*;
- O módulo SPI2 é disponibilizado em 2 conectores, X2 e X10;

- 2 entradas analógicas disponíveis para os sensores de inclinação infravermelho através do conector X4;
- 8 (4 pares) de entradas analógicas *single-ended* disponíveis através dos conectores X3, X5, X6 e X7;
- Microcontrolador PIC 18F1XK22 utilizado para fazer a interface I<sup>2</sup>C/RS232 entre GPS e o DSP;
- Conector X8 para programação ICSP do PIC (U11);
- 2 LEDs (LED1 e LED2) conectados ao microcontrolador PIC para uso geral;
- 2 botões podem ser ligados ao PIC via conector X10 que implementa circuito de *debounce*;
- O barramento de memória do DSP é disponibilizado pelos conectores J3 e J4. São 16 bits de dados (J3) e 17 bits para endereçamento e controle da memória;
- 1 interface RS-232 de uso genérico (SCI-B) disponível no conector X11;
- 1 botão (RESET) para reinicialização forçada do DSP;
- 3 botões (S1, S2 e S3) para fins de depuração de códigos no DSP;
- 3 leds (LED4, LED5 e LED6) para depuração de códigos no DSP;
- Conector J6 que trafegam os sinais da Placa do Rádio-modem;
- Conector J7 que trafegam os sinais da Placa de Acionamento;

### I.1.1 Interface de Programação

A programação do DSP é feita através da interface JTAG (*Joint Test Action Group*) cujos terminais estão disponíveis no conector X1, onde se conecta o cabo JTAG para programação.

### I.1.2 Interface Analógica – Conversor A/D

A interface analógica da Cabeça Sensora apresenta seis canais, dos quais dois são para uso dedicado e os demais para implementações futuras para o Módulo de Energia na estimação de carga disponível das baterias. Os canais usados pela interface nos seus respectivos conectores são:

#### Conector X4

ADCINA0: Sensor infravermelho para o ângulo de arfagem;

ADCINA1: Sensor infravermelho para o ângulo de rolamento;

**Conector X5** (*Expansão futura*)

ADCINA2: Medição de tensão da Fonte de Processamento;

ADCINA3: Medição de corrente da Fonte de Processamento;

**Conector X6** (*Expansão futura*)

ADCINA4: Medição de tensão da Fonte de Acionamento;

ADCINA5: Medição de corrente da Fonte de Acionamento.

**I.1.3 Interface de Entrada – Botões**

A Cabeça Sensora possui quatro botões, sendo três de uso geral e um para uso específico de *reset*. Os circuitos apresentam circuitos para tratamento de *debounce* e usa também o CI TPD4S009DCKR para proteção contra descargas eletrostáticas (ESD).

**Uso específico** (*Reset*) $\overline{\text{XRS}}$ : Botão S1;**Uso geral**

GPIO8: Botão S2;

GPIO9: Botão S3;

GPIO10: Botão S4.

**I.1.4 Interface de Saída – LEDs**

Seis LEDs estão disponíveis na Cabeça Sensora, sendo quatro conectados ao DSP, e dois conectados ao microcontrolador PIC. Para fornecer a corrente necessária para acionar os LEDs, é usado o CI 74HC04 que disponibiliza seis portas lógicas inversoras.

**PIC**

P1A: LED1;

P1B: LED2;

**DSP**GPIO30: LED3 (*heart-beat*);

GPIO52: LED4;

GPIO51: LED5;

GPIO50: LED6;

**I.2 Placa Auxiliar #1 – Placa do Rádio-modem**

A placa localizada imediatamente acima da Placa Cabeça Sensora é a Placa do Rádio-modem. A função desta placa é integrar o rádio-modem ao Gumstix usando a estrutura física da Cabeça Sensora. Nesta placa, de dimensões físicas de 130 mm ×

56 mm, encontram-se a fonte de tensão usada para alimentar o rádio-*modem*, além dos conectores que transmitem os sinais entre as placas Cabeça Sensora e a Placa de Acionamento.

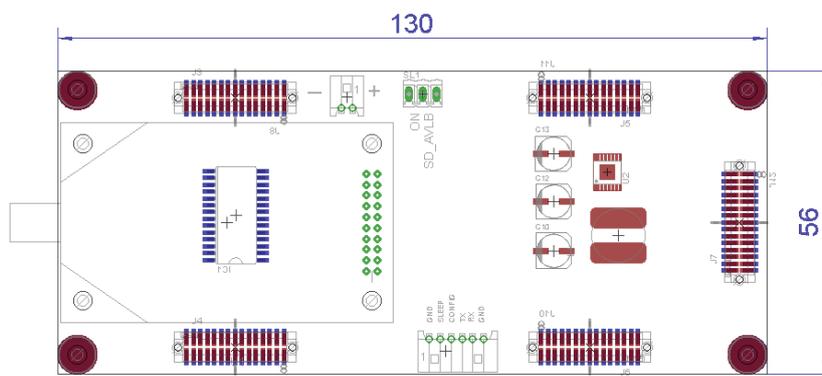


Figura I.2: PCI da Placa do Rádio-*modem*.

- Conector SL1 de 8 vias de saída PWM para acionamento de até 8 servos;
- Conector X1 para acesso e controle do Rádio-*modem*;
- Conectores J3 (acima) e J8 (abaixo) da placa trafegam os sinais relativos à Placa de Acionamento;
- Conectores J4 (acima) e J9 (abaixo) da placa trafegam os sinais relativos à Placa do Rádio-*modem*;
- Conectores J5 (acima) e J11 (abaixo) da placa trafegam os sinais de endereçamento e controle da memória de expansão do DSP;
- Conectores J6 (acima) e J10 (abaixo) da placa trafegam os sinais de dados da memória de expansão do DPS;

### I.3 Placa Auxiliar #2 – Placa de Acionamento

A Placa de Acionamento, localizada na parte superior do conjunto de placas e mostrada na Figura I.3, é destinada à acionar os atuadores do VANT. Nela estão os os *buffers* para acionamento e os conectores para conexão com os servos, além da chave eletrônica de segurança seletora do modo de voo. Abaixo é listada a conectorização utilizada na Placa de Acionamento.

- Conector SV2 de 8 vias de saída PWM para acionamento de até 8 servos;

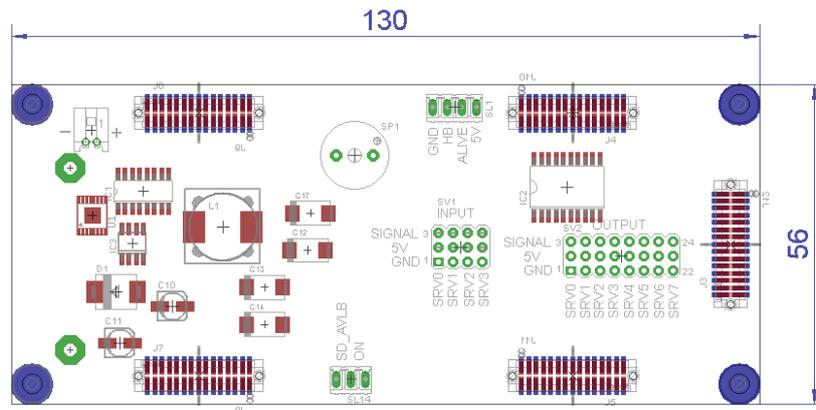


Figura I.3: PCI da Placa de Acionamento.

- Conector SV1 de 4 vias de entrada PWM para os 4 canais do RC;
- LED1 indicador do estado da Cabeça Sensora: {0 = *Manual*, 1 = *Automático*};
- Conectores J4 (acima) e J10 (abaixo) da placa trafegam os sinais de endereçamento e controle da memória de expansão do DSP;
- Conectores J5 (acima) e J11 (abaixo) da placa trafegam os sinais de dados da memória de expansão do DPS;
- Conectores J6 (acima) e J9 (abaixo) da placa trafegam os sinais relativos à Placa de Acionamento;
- Conectores J7 (acima) e J8 (abaixo) da placa trafegam os sinais relativos à Placa do Rádio-modem;

## I.4 Diagramas Esquemáticos

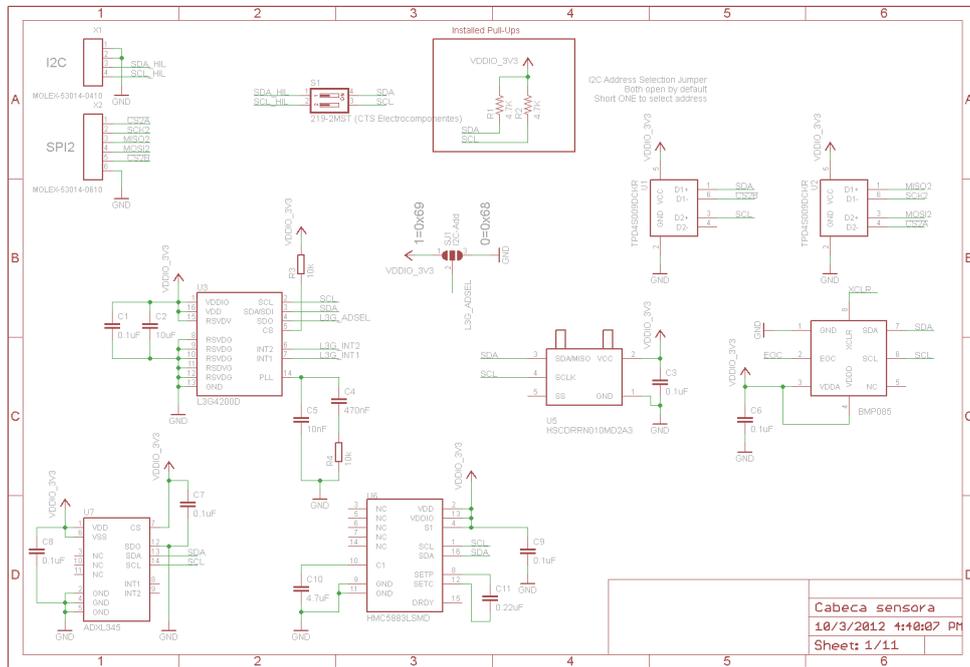


Figura I.4: Diagrama esquemático (folha 01) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

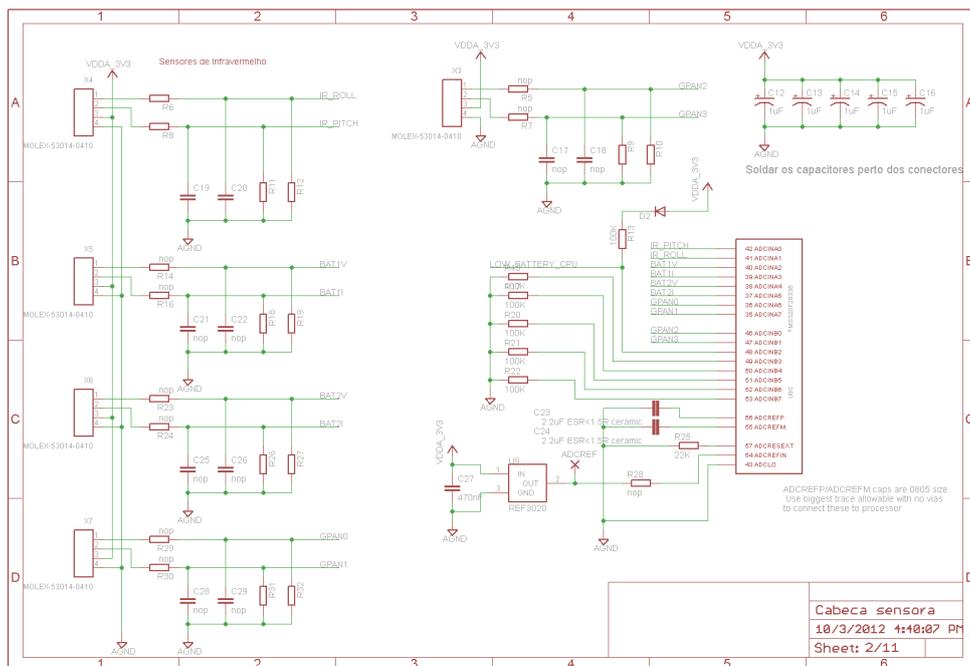


Figura I.5: Diagrama esquemático (folha 02) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.



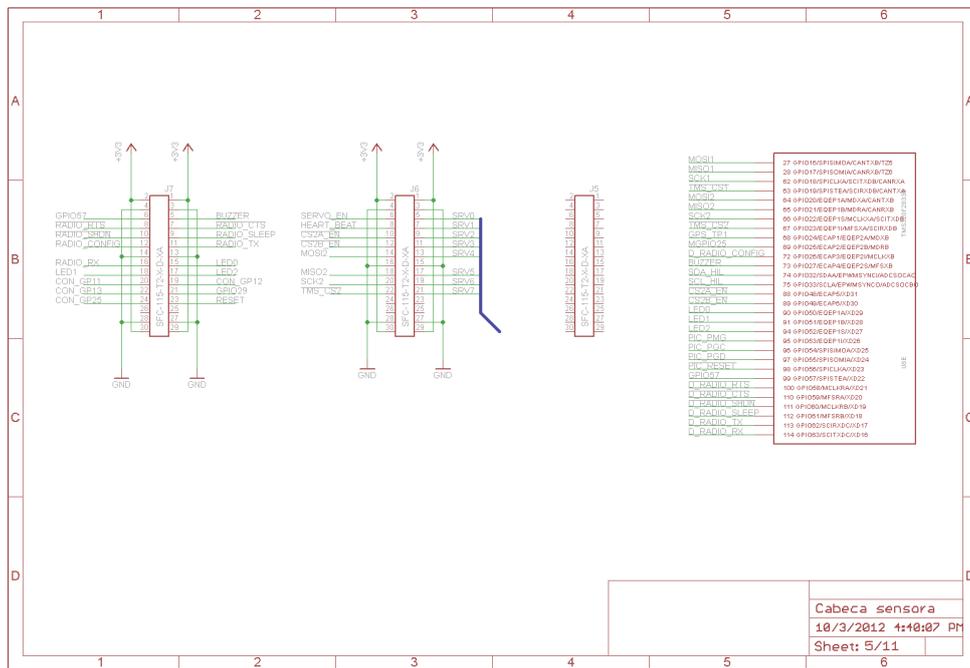


Figura I.8: Diagrama esquemático (folha 05) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

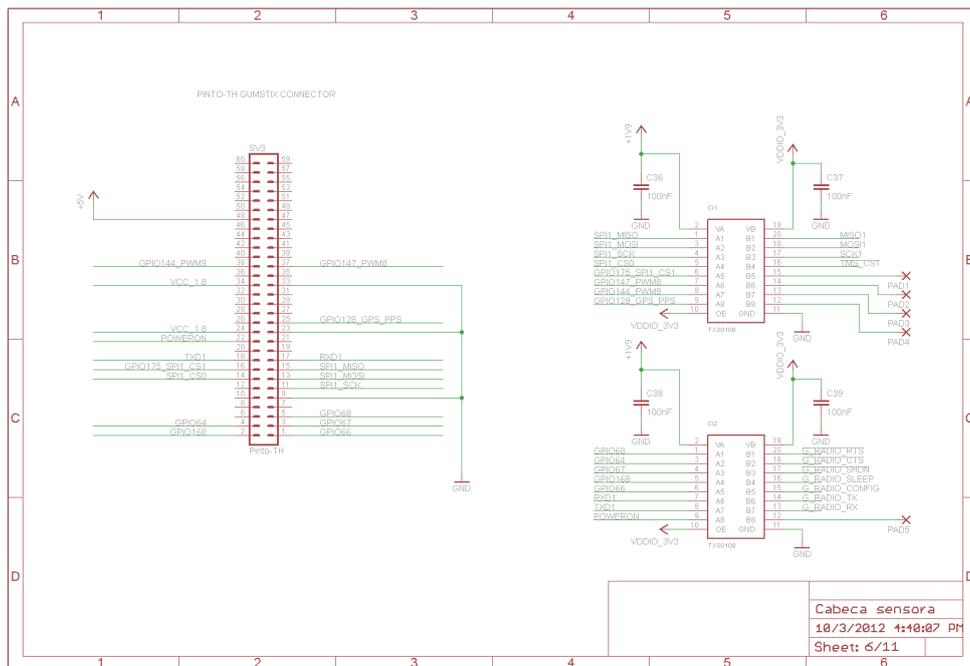


Figura I.9: Diagrama esquemático (folha 06) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

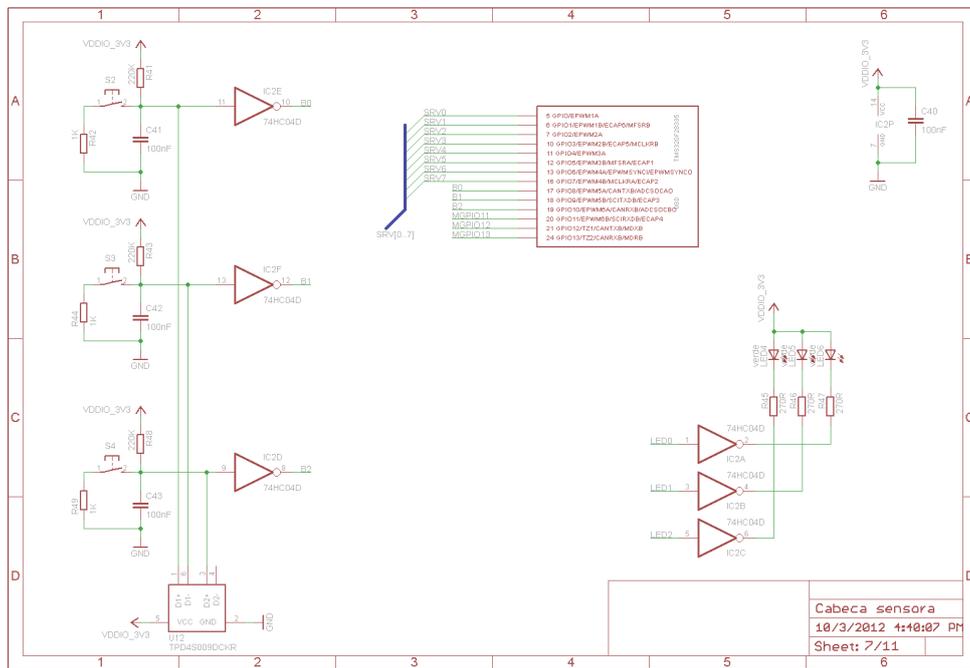


Figura I.10: Diagrama esquemático (folha 07) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

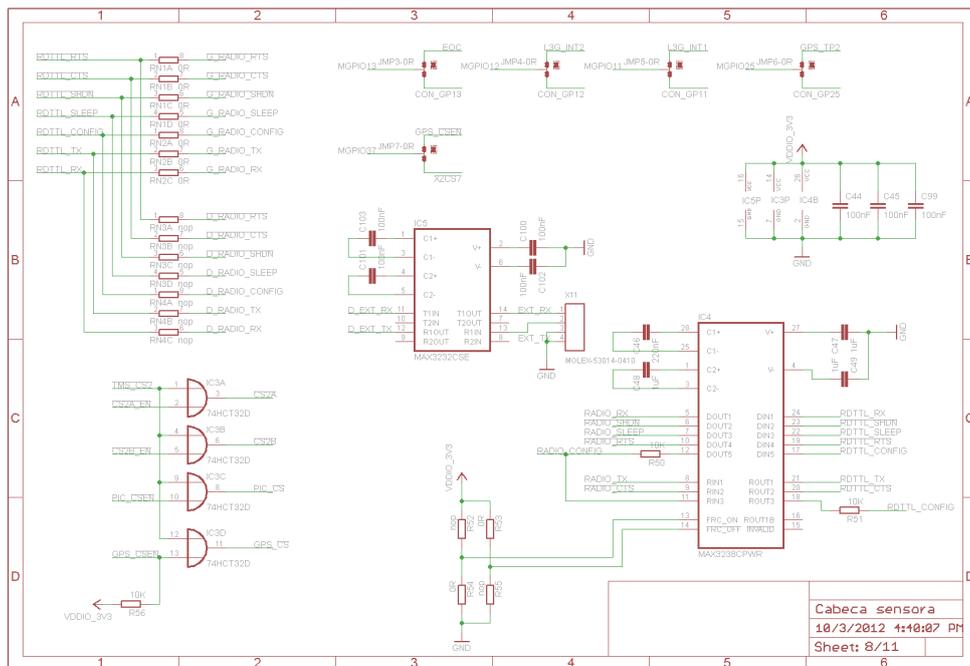


Figura I.11: Diagrama esquemático (folha 08) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

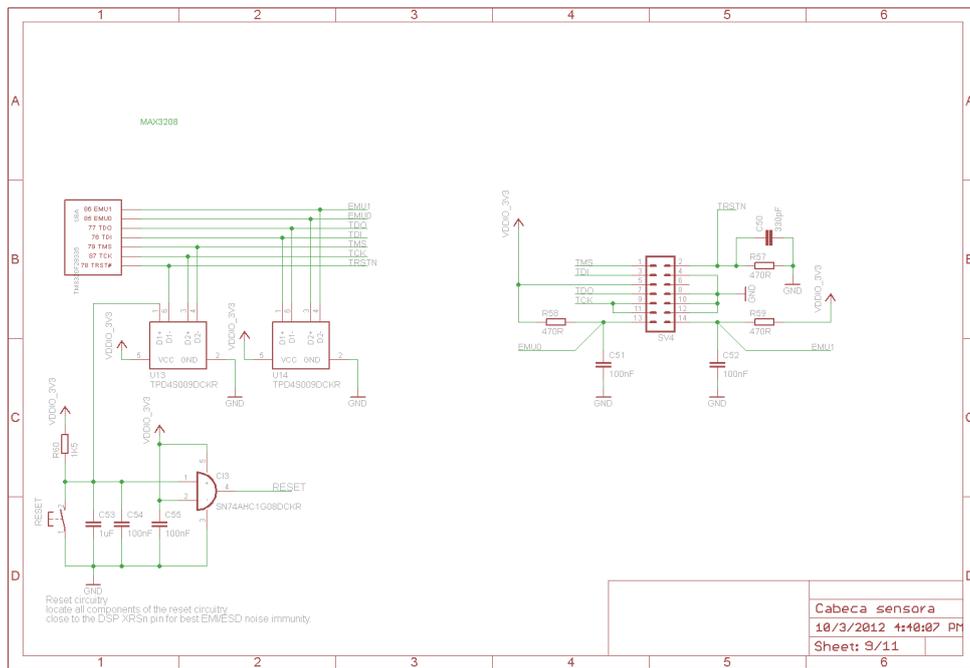


Figura I.12: Diagrama esquemático (folha 09) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

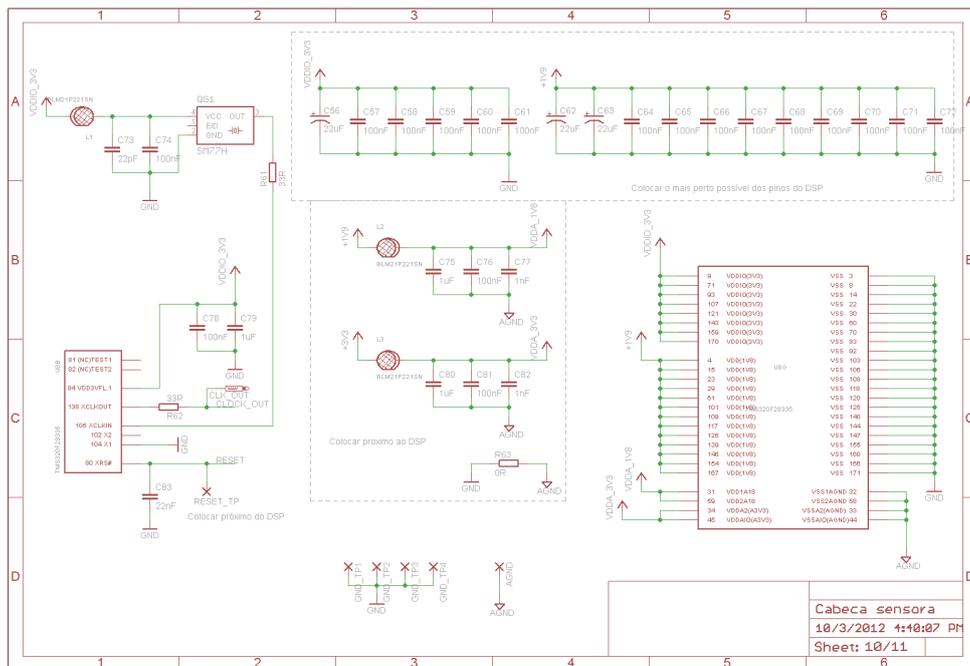


Figura I.13: Diagrama esquemático (folha 10) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.

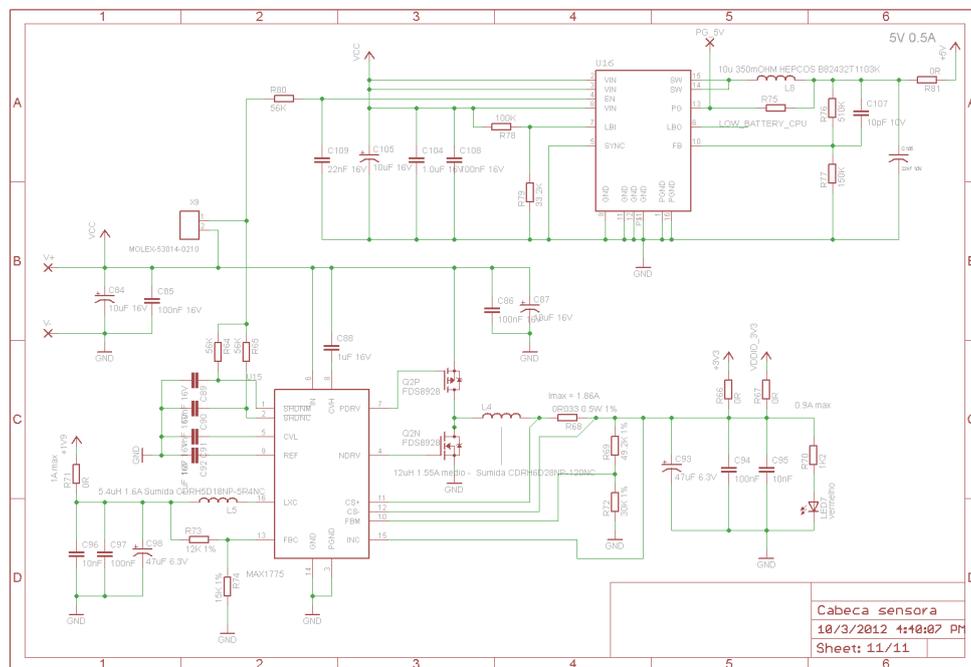


Figura I.14: Diagrama esquemático (folha 11) do projeto eletrônico da Cabeça Sensora.