

UNIVERSIDADE TÉCNICA DE LISBOA Instituto Superior Técnico

Trabalho Final de Curso

Sistema de navegação para helicóptero autónomo por integração INS/GPS



Álvaro Pires 43735 Nuno Ferraz 43806

Professor responsável: Prof. Carlos Silvestre Docente acompanhante: Eng. Paulo Oliveira

Lisboa, 6 de Fevereiro de 2002

Agradecimentos

Este trabalho que se prolongou por mais de um ano e meio não teria sido possível sem a ajuda e o apoio de muitas pessoas, que de forma directa ou indirecta contribuíram para o resultado final que é descrito neste relatório. Para todas elas sem excepção fica aqui registado o nosso sincero obrigado.

Em primeiro lugar gostaríamos de agradecer a pessoa que esteve por detrás de todo este trabalho, o nosso orientador, Prof. Carlos Silvestre. Ele que nos endereçou este desafio pela primeira vez à mais de dois anos, e que nos acompanhou num caminho que teve dificuldades até ao último dia. Pelo apoio, disponibilidade, investimento e confiança dirigimos-lhe um sincero obrigado.

Ao Eng. Paulo Oliveira, gostaríamos também de dirigir um sincero agradecimento, principalmente pela forma como nos sempre apoiou. A sua dedicação, interesse e gosto pelo evoluir de todo o trabalho foram sempre para nós uma fonte extra de conforto e motivação.

Ao Eng. Miguel Prado gostaríamos de agradecer não só pelos seus comentários sempre pertinentes mas principalmente por se ter revelado um amigo e um apoio sincero desde o início.

Aos Eng. Manuel Rufino, Eng. João Alves, Eng. Luís Sebastião, n Eng. Pedro Alves e Eng. Rita Cunha gostaríamos de agradecer pelas ajudas preciosas que nos forneceram, pelo exemplo de profissionalismo que mostraram e por terem sido uns colegas no DSOR sempre presentes.

Aos colegas André Lourenço, Pedro Freitas, Guilherme Libório, Nuno Paulino dirigimos um obrigado muito especial, pela forma como tornaram o dia a dia de trabalho mais alegre, por se terem entusiasmado com um projecto que não o deles e por terem sempre acreditado e transmitido que conseguiríamos realizar os objectivos.

Mas principalmente gostaríamos de agradecer às pessoas que de mais perto viveram connosco este trabalho, os nossos pais e as nossas namoradas. É a elas que dedicamos o nosso trabalho.

Preâmbulo

Este trabalho foca o desenvolvimento e implementação numa plataforma real de um sistema de navegação inercial e de um sistema de navegação usando filtros complementares para utilização num veículo autónomo como é o caso do helicóptero.

O sistema de navegação inercial (INS) utiliza dois tipos de sensores: o acelerómetro e o giroscópio. O cálculo da atitude, velocidade linear e posição é realizado pela integração das medidas destes sensores. Desta forma, o INS é um sistema em malha aberta e instável. Devido a estas características os resultados são muito sensíveis a polarizações nos sensores, sendo necessário realizar uma calibração inicial que minimize este problema.

O sistema de navegação usando filtros complementares utilizam quatro tipos de sensores: o acelerómetro, o giroscópio, o magnetómetro e o GPS. Os filtros complementares permitem a fusão da informação proveniente de sensores com diferentes características em frequência por a forma a complementarem-se em toda a gama de frequências. Estes filtros têm uma estrutura idêntica a um observador, cujos ganhos podem corresponde à solução estacionária do filtro de *Kalman* linear invariante no tempo.

A implementação dos sistemas de navegação numa plataforma real foi realizada recorrendo a sensores reais e a um arquitectura de *hardware* desenvolvida no laboratório DSOR do ISR. Nesta arquitectura existe um microcontrolador que faz a gestão das operações e dos interfaces com os outros elementos da arquitectura. Existem igualmente na arquitectura, placas Pc Card que fornecem as capacidades de aquisição, processamento e armazenamento necessárias.

Palavras Chave: Sistemas de navegação; INS; INS/GPS; Filtros complementares.

Conteúdo

1	Intr	odução	1
2	\mathbf{Ref}	erenciais e relações de orientação	3
	2.1	Definição dos referenciais	3
	2.2	Matriz de rotação	3
	2.3	Vector de rotação	4
3	Sen	sores	5
	3.1	Acelerómetro	6
	3.2	Giroscópio	6
	3.3	Magnetómetro	6
	3.4	GPS	8
4	\mathbf{Sist}	ema de Navegação Inercial	11
	4.1	Algoritmo de cálculo da atitude	11
	4.2	Algoritmo de cálculo da velocidade linear	13
	4.3	Algoritmo de cálculo da posição	16
	4.4	Implementação	16
	4.5	Análise de Resultados	17
5	\mathbf{Sist}	ema de navegação usando filtros complementares	20
	5.1	Filtro complementar de atitude	20
	5.2	Filtro complementar de posição	26
	5.3	Implementação	31
	5.4	Análise de resultados	32
6	Imp	lementação	37
	6.1	Arquitectura de <i>hardware</i>	38

	6.2	Implementação dos sistemas de navegação na arquitectura de hardware	41
	6.3	Unidade de sensores	43
	6.4	Unidade de Navegação	44
7	Res	ultados experimentais	46
	7.1	INS	46
	7.2	Filtros Complementares	48
8	Con	clusão	53
\mathbf{A}	Veío	culo	55
	A.1	Características do veículo	55
	A.2	Equações do corpo rígido	57
В	Mét	odo dos mínimos quadrados	61
С	\mathbf{Fil}	tro de Kalman Discreto	62
D	Det	erminação do vector K para os filtros complementares unidimen-	
	sion	ais	65
	D.1	Filtro complementar unidimensional de atitude	65
	D.2	Filtro complementar unidimensional de posição	67
\mathbf{E}	Mo	delo Simulink do Veículo+Sensores	69
	E.1	Inicialização de variáveis	70
	E.2	Modelo do veículo	71
	E.3	Modelo dos sensores	73
\mathbf{F}	Liga	ação entre o Matlab e o DSP	75
G	Cali	bração dos sensores	79
	G.1	Calibração dos giroscópios	79
	G.2	Calibração do acelerómetro	81
	G.3	Calibração do GPS	83
	G.4	Calibração do Magnetómetro	84
н	Har	dware	86
	H.1	Placa MC-XAS3	86

	H.2	Placa de interface PCMCIA	88
	H.3	Placa PWROPTO485	96
	H.4	Placa GPSIF	97
	H.5	Conversor AD PCM-DAS16S/16	99
	H.6	PC Card AMC032DFLKA	106
	H.7	Bulletdsp II	109
	H.8	Caixa Peli	113
Ι	Con	figuração da arquitectura de hardware	114
J	Res	ultados experimentais extra	117
	J.1	INS	117
	J.2	Filtros Complementares	118

Lista de Tabelas

A.1	Características do veículo
E.1	Ruído dos sensores
H.1	Interrupção seleccionada por JP3 90
H.2	Descrição dos <i>bits</i> do registo de configuração
H.3	Configuração dos <i>bits</i> PS
H.4	Configuração do $bit \mathbb{R}$
H.5	Configuração do <i>bit</i> CT
H.6	Configuração dos <i>bits</i> AT
H.7	Configuração do <i>bit</i> IE
H.8	Configuração dos bits AM $\dots \dots \dots$
H.9	Configuração do bit BS $\dots \dots \dots$
H.10	Bits EA utilizados
H.11	Registos de configuração
H.12	Registos de I/O $\ldots \ldots \ldots$
H.13	Configuração da escala de funcionamento (registo: Base+6) $\hfill\hfilt$
H.14	Configuração do sinal de disparo (registo: Base+4) $\hfill\$
H.15	Configuração das interrupções (registo: Base+4) $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots 103$
H.16	Frequência do sinal de relógio do $timer$ 1 \hdots
H.17	Mapa de registos de I/O do Bullet d sp II $\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ 110$
H.18	Definição dos bits dos registos de endereço \hdot
H.19	Registo de controlo do Bulletdsp II
H.20	Definição do registo COR $\hfill \ldots $
H.21	Mapa de Memória do Bulletdsp II
I.1	Configuração do conversor A/D
I.2	Configuração da placa de interface PCMCIA do A/D

I.3	Configuração do DSP	5
I.4	Configuração da placa de interface PCMCIA do DSP	5
I.5	Endereços das variáveis de interface entre o XA-S3 e o DSP $\ldots \ldots \ldots 11$	6
I.6	Configuração da placa de interface PCMCIA da <i>Flash</i>	6

Lista de Figuras

3.1	Campo magnético da Terra (extraído de [17])	7
3.2	Sistema NAVSTAR GPS	9
3.3	Trilateração utilizando 3 satélites	10
4.1	Diagrama de funcionamento do INS	17
4.2	Atitude do veículo (simulação 1 e 2)	18
4.3	Velocidade do veículo (simulação 1 e 2)	18
4.4	Posição do veículo (simulação 1 e 2) \ldots	19
4.5	Atitude e posição do veículo (simulação 3)	19
5.1	Filtro complementar de atitude em malha aberta	21
5.2	Filtro complementar unidimensional de atitude	23
5.3	Esquema do filtro complementar unidimensional de atitude	23
5.4	Diagramas de Bode do filtro complementar unidimensional de atitude	24
5.5	Alteração do espaço de integração da estimativa da polarização	26
5.6	Filtro complementar tridimensional discreto de atitude	27
5.7	Filtro complementar unidimensional de posição	28
5.8	Esquema do filtro complementar unidimensional de posição	28
5.9	Diagramas de Bode do filtro complementar unidimensional de posição	29
5.10	Alteração do espaço de integração da estimativa da polarização	30
5.11	Filtro complementar tridimensional discreto de posição	31
5.12	Esquema do sistema de navegação	32
5.13	Atitude: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	33
5.14	Posição: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	34
5.15	Velocidade: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	34
5.16	Polarização dos giroscópios: esq - Simulação 1; dir - Simulação 2	34
5.17	Polarização do acelerómetro: esq - Simulação 1; dir - Simulação 2 $\ .\ .\ .$.	35
5.18	Atitude: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4	35

5.19	Posição: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4	35
5.20	Velocidade: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4	36
5.21	Polarização dos giroscópios: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4	36
5.22	Polarização do acelerómetro: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4	36
6.1	Arquitectura da unidade de navegação	37
6.2	Arquitectura de <i>hardware</i>	38
6.3	Arquitectura de <i>hardware</i>	39
6.4	Esquema de funcionamento da arquitectura de <i>hardware</i>	40
6.5	Fluxograma de funcionamento da arquitectura de <i>hardware</i>	40
6.6	Processo de implementação dos sistemas de navegação no DSP	41
6.7	Unidade de sensores	43
6.8	Esquema da unidade de sensores	44
6.9	Unidade de navegação	45
6.10	Esquema de montagem da placa da implementação	45
7.1	Atitude: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	47
7.2	Velocidade: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	47
7.3	Posição: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	47
7.4	Atitude: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	49
7.5	Posição: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	49
7.6	Velocidade: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	49
7.7	Polarização dos giroscópios: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	50
7.8	Polarização do acelerómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	50
7.9	Atitude: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4	50
7.10	Posição: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4	51
7.11	Velocidade: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4	51
7.12	Plano xoy: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4	51
7.13	Polarização dos giroscópios: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4	52
7.14	Polarização do acelerómetro: esq - Experiência 3; dir- Experiência 4 $\ \ldots$.	52
8.1	Configurações alternativas de filtragem complementar: Esq- <i>Feedforward</i> ;	
	Dir- Feedback (extraído de [6]) \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots	54
A.1	Veículo	55
D.1	Atitude: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	66

D.2	Polarização: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	66
D.3	Posição: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	67
D.4	Polarização: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2	68
E.1	Modelo Simulink do Veículo+Sensores	69
E.2	Menu inicialização variáveis do veículo	70
E.3	Modelo Simulink do Veículo $\ldots \ldots \ldots$	71
E.4	Definição dos coeficientes de atrito	71
E.5	Bloco Dinâmica do corpo rígido	72
E.6	Bloco Posição & Orientação	72
E.7	Modelo Simulink dos Sensores $\ldots \ldots \ldots$	73
E.8	Modelo Simulink dos Sensores	74
F.1	Esquema da memória partilhada	77
F.2	Fluxogramas: esquerda - função do <i>Matlab</i> ; centro - programa anfitrião;	
	direita - programa do DSP	78
G.1	Plataforma de calibração dos giroscópios: Mes a $+$ Motor $\ .$	79
G.2	Teste efectuado com o giroscópio ω_z	80
G.3	Teste efectuado com o acelerómetro	82
G.4	ruído do acelerómetro	83
G.5	Magnetómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	84
G.6	Integração do giroscópio: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	85
G.7	Planos do magnetómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	85
H.1	Placa MC-XAS3 (extraído de [20])	86
H.2	Diagrama de blocos da Placa MC-XAS3 (extraído de [20])	87
H.3	Mapa de memória da Placa MC-XAS3 (extraído de [20])	88
H.4	Placa de interface PCMCIA (extraído de [20])	89
H.5	Diagrama de blocos da Placa de interface PCMCIA (extraído de $[20]$)	89
H.6	Mapa de memória da Placa de interface PCMCIA (extraído de [20])	91
H.7	Configurações possíveis de paginação de memória para diferentes interfaces	
	$PCMCIA(extraído de [20]) \dots \dots$	92
H.8	Descrição do registo de configuração (extraído de $[20]$)	92
H.9	Descrição do registo de configuração de uma página de memória (extraído	
	de $[20]$)	94

H.10	Placa PWROPTO485 (extraído de [20])	96
H.11	Diagrama de blocos da Placa PWROPTO 485 (extraído de [20]) $\ldots\ldots\ldots$	97
H.12	Placa GPSIF (extraído de [20])	98
H.13	Diagrama de blocos da Placa GPSIF (extraído de [20])	98
H.14	Registo de controlo dos timers 82C54 (registo: Base+E)(extraído de [22]) .	104
H.15	Esquema de ligação dos <i>timers</i> (extraído de [21])	104
H.16	Conector da PC Card PCM-DAS16S/16 (extraído de [21])	105
H.17	Arquitectura da PC Card AMC032DFLKA (extraído de [25])	106
H.18	Sequências de comandos dos algoritmos (extraído de $[26]$)	107
H.19	Fluxogramas das operações <i>program</i> e <i>erase</i> (extraído de [26])	108
H.20	Bulletdsp	109
H.21	Diagrama de blocos do Bulletdsp II	110
H.22	Caixa Peli 1450	113
I.1	Mapa de memória do XA-S3	114
I.2	Paginação de um par de <i>chips</i> da <i>Flash</i>	116
J.1	Acelerómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2	118
J.2	Giroscópios: esq- Experiência 1; dir - Experiência 2	118
J.3	Acelerómetro: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4	119
J.4	Giroscópios: esq - Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4	119
J.5	Magnetómetro: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4	120
J.6	GPS: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4	120

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos têm-se assistido a um crescendo na utilização de veículos autónomos. Este facto deve-se às inúmeras evoluções tecnológicas que dotaram estes veículos de maiores capacidades e maior fiabilidade, permitindo assim aumentar o seu leque de aplicações. No entanto, o uso corrente de veículos autónomos ainda se encontra limitado a um número de instituições científicas, uma vez que existem algumas questões por resolver por forma a permitir a utilização de veículos em missões industriais e científicas exigentes. Uma das referida questões é existência de sistemas de navegação fiáveis que permitam aos veículos autónomos deslocarem-se de forma segura nos mais diversos tipos de ambiente.

O sistema de navegação é uma parte essencial de um veículo autónomo, já que é ele que através da informação fornecida pelos sensores, calcula as posições e velocidades lineares e angulares do veículo. Estes dados são essenciais para que um veículo autónomo possa seguir com a maior fidelidade uma dada trajectória.

As primeiras topologias de sistemas de navegação, denominam-se de *Inertial Navi*gation Systems (INS), que através do uso de giroscópios e acelerómetros permitem a obtenção da posição e velocidade linear e angular do veículo. No primeiro INS, denominado de *Gimbal*, os sensores encontravam-se instalados sobre um sistema de suporte que permitia isolar os sensores da rotação do veículo. Devido a este sistema possuir dinâmica, os resultados apresentam um erro associado a essa mesma dinâmica, mas tinha como vantagem não necessitar de um poder computacional muito elevado. Com o aumento da capacidade computacional, esta topologia foi substituída por outra, denominada de *Strapdown*, onde os sensores se encontram fixos à estrutura do veículo.

Os INS são sistemas em malha aberta, e como tal, a integração das medidas dos sensores afectados por ruído e polarizações, originam um erro ilimitado nos resultados. Por forma a colmatar esta limitação, desenvolvem-se soluções integradas INS/GPS. A filtragem complementar corresponde à forma básica da integração de INS com informação proveniente de outros sensores, apresentando uma boa resposta dinâmica e ao mesmo tempo, filtra o ruído associado às medidas dos diversos sensores.

Este trabalho tem como objectivo desenvolver um sistema de navegação para um helicóptero autónomo tendo sido realizada em cooperação com o laboratório DSOR do ISR. O trabalho é constituído por duas partes: na primeira parte é realizado o estudo teórico e simulação de dois sistemas de navegação diferentes, um INS do tipo *Strapdown* e um sistema de navegação usando técnicas de filtragem complementar; na segunda parte é desenvolvida uma plataforma real para implementação dos sistemas de navegação desenvolvidos.

Este relatório está dividido da seguinte forma: no Capítulo 2 descreve-se a notação e os referenciais usados ao longo do trabalho; no Capítulo 3 descrevem-se os sensores utilizados; no Capítulo 4 realiza-se o desenvolvimento de um INS; no Capítulo 5 realiza-se um sistema de navegação usando filtros complementares; no Capítulo 6 descreve-se a implementação realizada; no Capítulo 7 apresentam-se os resultados obtidos; no Capítulo 8 apresentam-se as conclusões finais e sugerem-se alguns tópicos para trabalho futuro.

Capítulo 2

Referenciais e relações de orientação

Neste capítulo serão apresentados os referenciais utilizados, bem como as propriedades das matrizes de rotação e do vector de rotação, parâmetros estes que relacionam as coordenadas de dois referenciais distintos.

2.1 Definição dos referenciais

Considera-se apenas a deslocação de um veículo no referencial local, não contabilizando a rotação da Terra. Assim sendo, os referenciais utilizados são:

- $\{I\}$: Referencial inercial, utilizado para descrever o movimento do veículo no espaço.
- $\{B\}$: Referencial do corpo (*body*). Este referencial corresponde ao referencial do sistema de navegação, onde se encontram instalados os sensores.
- $\{G\}$: Referencial do centro de massa do veículo.

2.2 Matriz de rotação

Uma matriz de rotação (ou matriz de cosenos directores) é uma matriz quadrada cujas colunas são um conjunto de vectores ortonormados que transformam um vector definido num dado referencial, num outro referencial. Sendo a matriz de rotação uma matriz unitária, a sua inversa corresponde à sua transposta. Desta forma, as matrizes de rotação apresentam as seguintes propriedades [2]:

$$V^{A_1} = R^{A_1}_{A_2} V^{A_2} ; \quad V^{A_2} = (R^{A_1}_{A_2})^T V^{A_1} ; \quad R^{A_3}_{A_1} = R^{A_3}_{A_2} R^{A_2}_{A_1}, \tag{2.1}$$

onde $\{A_1\}$, $\{A_2\}$, $\{A_3\}$ são referenciais arbitrários, V^{A_i} um vector coluna expresso no referencial $\{A_i\}$ e $R_{A_i}^{A_j}$ a matriz de rotação que transforma um vector expresso no referencial $\{A_i\}$, noutro expresso no referencial $\{A_j\}$.

Para se representar a orientação do veículo utiliza-se a convenção de *ângulos de Euler* Z-Y-X, tendo como matriz de rotação [2],

$$R_B^I(\Gamma) = \begin{bmatrix} c\psi c\theta & c\psi s\theta s\phi - s\psi c\phi & c\psi s\theta c\phi + s\psi s\phi \\ s\psi c\theta & s\psi s\theta s\phi + c\psi c\phi & s\psi s\theta c\phi - c\psi s\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix},$$
 (2.2)

onde c = cos, s = sin e $\Gamma = [\psi, \theta, \phi]^T$ corresponde aos ângulos das rotações em torno de (Z,Y,X) respectivamente, sendo denominados por *Yaw*, *Pitch* e *Roll*. A dinâmica da matriz de rotação é dada pela seguinte equação [1], [4]

$$\dot{R}_B^I = R_B^I((\omega_B^I)^B \times), \tag{2.3}$$

onde $(\omega_B^I)^B = [p;q;r]^T$ corresponde à velocidade angular de $\{B\}$ calculada em $\{I\}$ e expressa em $\{B\}$ e $((\omega_B^I)^B \times)$ corresponde à matriz de produto externo (*skew-symmetric*)

$$((\omega_B^I)^B \times) = \begin{bmatrix} 0 & -r & q \\ r & 0 & -p \\ -q & p & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.4)

2.3 Vector de rotação

Um vector de rotação define um eixo de rotação entre dois referenciais, onde a sua amplitude corresponde à rotação em torno desse mesmo eixo. A partir do vector de rotação obtém-se a matriz de rotação entre os dois referenciais da seguinte forma [9]:

$$R_{A_2}^{A_1} = I + \frac{\sin\Lambda}{\Lambda} (\lambda \times) + \frac{1 - \cos\Lambda}{\Lambda^2} (\lambda \times)^2, \qquad (2.5)$$

onde $\{A_1\}$, $\{A_2\}$, são referenciais arbitrários, $\lambda = [\lambda_1; \lambda_2; \lambda_3]^T$ corresponde ao vector de rotação, Λ é a amplitude do mesmo e $(\lambda \times)$ é a matriz de produto externo (semelhante à equação 2.4). Uma propriedade dos vectores de rotação é que as suas componentes são idênticas quando expressas em $\{A_1\}$ e em $\{A_2\}$.

Capítulo 3

Sensores

A única forma de se obter uma medição da atitude e da posição de um veículo é através de sensores instalados no mesmo. Existem dois tipos de sensores: os sensores internos (ou inerciais), que permitem medir parâmetros do estado do veículo relativamente ao referencial do veículo $\{B\}$; os sensores externos, que permitem medir parâmetros do estado do veículo relativamente a um referencial inercial $\{I\}$. Os sensores utilizados foram os seguintes:

- Acelerómetro (sensor inercial);
- Giroscópio de velocidade (sensor inercial);
- Magnetómetro (sensor externo);
- GPS (sensor externo).

Estes sensores menos o GPS são triaxiais ou são compostos por uma tríade de sensores individuais colocados ortogonalmente, para se obter a descrição tridimensional das medidas pretendidas. Outro factor que não pode ser desprezado, tem a ver com o facto dos sensores não serem ideais, apresentando problemas como a existência de ruído e de polarizações. Assim sendo, uma medida fornecida por um sensor tem tipicamente a forma

$$\tilde{x}(t) = x(t) + \alpha(t) + r(t), \qquad (3.1)$$

onde \tilde{x} corresponde ao valor medido pelo sensor, x(t) corresponde ao valor real, $\alpha(t)$ é a polarização do sensor e finalmente r(t) que representa o ruído associado à medida efectuado pelo sensor.

3.1 Acelerómetro

O acelerómetro é um sensor inercial que mede as acelerações aplicadas à sua estrutura. Considerando um acelerómetro fixo a um veículo que se considera como sendo um corpo rígido de massa M, com velocidade V^B e velocidade angular $(\omega_B^I)^B$. Da segunda lei de Newton tem-se que[7], considerando o corpo de massa constante,

$$F^{B} = \frac{d}{dt} \left(M V^{B} \right) = M \frac{dV^{B}}{dt} + M \left((\omega_{B}^{I})^{B} \times V^{I} \right).$$
(3.2)

Dividindo por M, o vector aceleração é,

$$a^B = \frac{dV^B}{dt} + \left((\omega_B^I)^B \times V^B \right), \qquad (3.3)$$

onde o primeiro termo corresponde à aceleração específica e o segundo à aceleração centrípeta que resulta da velocidade angular do vector velocidade no referencial $\{I\}$. Um acelerómetro encontra-se também sujeito à aceleração gravítica, desta forma,

$$a^B = \frac{dV^B}{dt} + \left((\omega_B^I)^B \times V^B \right) + R_I^B g^I.$$
(3.4)

3.2 Giroscópio

O giroscópio apresenta dois tipos de funcionamento: o giroscópio livre e o giroscópio de velocidade (*rate-gyro*), sendo este último o giroscópio utilizado. A principal diferença entre ambos tem a ver com a grandeza medida, já que o giroscópio livre permite a medição de ângulos de orientação, enquanto que o giroscópio de velocidade permite medir velocidades angulares.

Assim sendo, um giroscópio de velocidade colocado no veículo $\{B\}$, mede a velocidade angular de $\{B\}$ relativamente a $\{I\}$, expressa em $\{B\}$ (ver Capítulo 2). Mais concretamente,

$$(\omega_B^I)^B = [p;q;r]^T.$$
 (3.5)

3.3 Magnetómetro

O magnetómetro é um dispositivo que mede a direcção e amplitude do campo magnético a que este se encontra sujeito. Desta forma, com o conhecimento das características do campo magnético da Terra e com recurso a um magnetómetro, é possível obter uma medida de orientação [17]. O campo magnético da Terra pode ser aproximado por um dipolo magnético como se ilustra na Figura 3.1.



Figura 3.1: Campo magnético da Terra (extraído de [17])

Como se observa, apesar da inclinação do vector campo magnético poder variar bastante na superfície da Terra, existe sempre uma componente paralela a esta que aponta na direcção do Norte magnético. O Norte magnético da Terra não coincide com o Norte geográfico ou Norte verdadeiro, existindo uma discrepância entre ambos que é de aproximadamente 11.5° medida no plano que contém o centro da terra e os dois pontos. Desta forma, para se obter uma medida de direcção relativamente ao Norte verdadeiro, é necessário compensar a medida obtida relativamente ao norte magnético, com um ângulo chamado de declinação magnética. Este ângulo varia à superfície da Terra sendo necessário recorrer a cartas geográficas ou a modelos magnéticos da terra para o determinar.

O campo magnético medido localmente pelo magnetómetro, poderá não coincidir com o valor previsto do campo magnético da Terra no ponto considerado, devido a este poder ser alterado pela presença de materiais ferromagnéticos, ou pela presença de outros campos magnéticos. Estes materiais ou campos magnéticos poderão estar no meio envolvente ao veículo ou mesmo no próprio veículo. Importa tomar este facto em conta, caso contrário as leituras dos magnetómetros poderiam apresentar valores com um erro substancial.

Existem dois tipos de distorção magnética: a distorção *Hard-Iron* e a distorção *Soft-Iron*. As equações que descrevem ambas as situações são:

$$Hard - Iron: \begin{cases} x = \alpha_1 \cos(\theta_m) + k_1 \\ y = \alpha_2 \sin(\theta_m) + k_2 \end{cases},$$
(3.6)

$$Soft - Iron: \begin{cases} x = \alpha_{11}\cos(\theta_m) + \alpha_{12}\cos(2\theta_m) + k_1 \\ y = \alpha_2 1\sin(\theta_m) + \alpha_{22}\sin(2\theta_m) + k_2 \end{cases},$$
(3.7)

onde θ_m é o ângulo magnético, α_i e α_{ij} os coeficientes de distorção e k_i a polarização magnética. De notar que a medida real que um magnetómetro deveria medir no plano xoy, correspondente a x_{real} e y_{real} , é respectivamente $\cos(\theta_m)$ e $\sin(\theta_m)$.

Em termos físicos o *Hard-Iron*, reflecte a existência de materiais com propriedades magnéticas permanentes, ao invés o *Soft-Iron* contabiliza a existência de materiais que não possuem propriedades magnéticas permanentes, mas adquirem-nas quando estão na presença de um campo magnético exterior. Neste trabalho realiza-se unicamente a compensação de distorção do tipo *Hard-Iron* devido à complexidade do outro tipo de distorção e de esta compensação apresentar resultados satisfatórios. As equações (3.6) e (3.7) foram descritas sobre um plano e não no espaço tridimensional. A equação do *Hard Iron* no espaço tridimensional tem a forma [17]

$$\begin{cases} (\tilde{m}_x)^B = \alpha_1 (m_x)^B + k_1 \\ (\tilde{m}_y)^B = \alpha_2 (m_y)^B + k_2 \\ (\tilde{m}_z)^B = \alpha_2 (m_z)^B + k_3 \end{cases}$$
(3.8)

onde $(\tilde{m}_i)^B$ é a medida do magnetómetro e $(m_i)^B$ é o valor real do campo magnético no eixo *i* do referencial $\{B\}$.

3.4 GPS

O sistema NAVSTAR GPS (*Navigation Satellite Timing and Ranging*) é constituído por 3 segmentos distintos, o segmento do espaço (satélites), o segmento de controlo (estações de base) e o segmento dos utilizadores (receptores de GPS). O segmento do espaço é constituído por uma constelação de 24 satélites, estando 21 deles em funcionamento 98%, a uma altitude de 20200 Km da superfície da Terra com um período de órbita de 12 horas. O segmento de controlo, é o responsável pela estimação dos parâmetros descritivos das suas órbitas e fenómenos meteorológicos da ionosfera, por forma a poder corrigir a posição dos satélites. O segmento dos utilizadores está dividido em dois grupos distintos: os civis e os militares.

A técnica de localização utilizada pelos receptores GPS, é designada de trilateração. A trilateração é um método que, conhecendo a localização exacta de um determinado



Figura 3.2: Sistema NAVSTAR GPS

número de pontos (satélites) descritos num determinado referencial (referencial da Terra), através de cálculos geométricos simples consegue-se obter a posição de um outro ponto nesse mesmo referencial (receptor de GPS). A determinação da distância é feita com base na medida do tempo de propagação do sinal enviado pelo satélite, já que a velocidade de propagação do sinal enviado pelo satélite é igual à velocidade da luz. Assim, conhecendo a distância entre um dado satélite de posição conhecida e o receptor de GPS, ficamos a saber que o receptor estará seguramente numa esfera cujo o raio corresponde à distância medida e o seu centro corresponde à posição do satélite. Desta forma, tal como se pode observar na Figura 3.3, se utilizarmos três satélites, o receptor de GPS poderá estar apenas em dois pontos distintos, e cuja ambiguidade pode ser facilmente eliminada sabendo *apriori* qual a altitude do receptor de GPS ou recorrendo a um quatro satélite.

Na prática utilizam-se sempre no mínimo quatro satélites para determinar a posição do receptor de GPS, pois a distância medida entre um satélite e o receptor de GPS depende da precisão do relógio do receptor de GPS, que ao contrário dos satélites, não utiliza um relógio atómico. Desta forma temos um sistema com 4 equações a 4 incógnitas:

$$\begin{cases} (x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2 = c^2 (t_i + \delta T_i)^2 & i = 1, 2, 3, 4 \\ d = c(t_i + \delta T_i) & , \end{cases}$$
(3.9)

onde (x_i, y_i, z_i) corresponde à posição do satélite i, (X, Y, Z) corresponde à posição do receptor de GPS, c corresponde à velocidade da luz, t_i corresponde ao "Tempo de Chegada" do satélite i e finalmente δT_i ao offset existente entre o satélite i e o receptor de GPS.

São várias as fontes de erro do GPS. Um das fontes de erro tem a ver com o facto dos relógios dos receptores de GPS serem de cristal de quartzo, ao contrário dos relógios



Figura 3.3: Trilateração utilizando 3 satélites

atómicos instalados a bordo de cada satélite (dois de césio e dois de rubídio), originando assim um offset no valor do "Tempo de Chegada" do sinal emitido pelo satélite. Um factor importante é desde logo a incerteza da posição do satélite, já que existindo um erro, o mesmo afecta o resultado da trilateração. A própria propagação, induz erro, já que a velocidade da propagação só é igual a c no vácuo. A ionosfera e troposfera introduzem um erro considerável, erro este que varia consideravelmente com factores como a noite e o dia, ou a inclinação do receptor relativamente ao receptor. O problema do multi-percurso também existe especialmente devido a reflexões em nuvens, água e superfície terrestres.

Capítulo 4

Sistema de Navegação Inercial

Neste capítulo descreve-se o desenvolvimento dos algoritmos de um sistema de navegação inercial (INS) para implementação em tempo discreto, composto por acelerómetros e giroscópios que se encontram fixos à estrutura do INS (topologia *strapdown*). O funcionamento do INS é composto pelo cálculo da atitude através da integração das velocidades angulares medidas pelos giroscópios, pelo cálculo da velocidade linear através da integração das acelerações medidas pelos acelerómetros e finalmente o cálculo da posição é obtido através da integração da velocidade linear. Para implementação do INS desenvolveram-se três algoritmos em tempo discreto, que funcionam a dois ritmos diferentes, respectivamente para o cálculo da atitude, velocidade linear e posição. A integração dos três algoritmos resulta num INS que funciona a três ritmos. Foca-se igualmente neste capítulo alguns dos problemas do INS, nomeadamente a polarização dos sensores que originam um desvio nos resultados finais devido ao INS ser um sistema em malha aberta e instável.

4.1 Algoritmo de cálculo da atitude

A solução desenvolvida para o cálculo da atitude (Γ) baseia-se no cálculo da matriz de rotação entre o instante inicial e um instante de tempo discreto m, sendo,

$$R_{B_m}^I(\Gamma_m) = R_{B_1}^I R_{B_2}^{B_1} \dots R_{B_m}^{B_{m-1}}.$$
(4.1)

A matriz de rotação entre dois instantes de tempo é calculada segundo a equação (2.5),

$$R_{B_m}^{B_{m-1}} = I + \frac{\sin\Lambda_m}{\Lambda_m} (\lambda_m \times) + \frac{1 - \cos\Lambda_m}{\Lambda_m^2} (\lambda_m \times)^2, \qquad (4.2)$$

onde λ_m é o vector que define a rotação de $\{B_m\}$ relativamente a $\{B_{m-1}\}$ no instante t_m e Λ_m é o módulo do vector λ_m . O vector λ_m é calculado pela integração da dinâmica do vector de rotação[9],

$$\dot{\lambda} = (\omega_B^I)^B + \frac{1}{2}\lambda \times (\omega_B^I)^B + \frac{1}{\lambda^2} \left(1 - \frac{\Lambda \sin\Lambda}{2(1 - \cos\Lambda)} \right) \lambda \times \left(\lambda \times (\omega_B^I)^B \right).$$
(4.3)

Logo,

$$\lambda(t) = \int_{t_{m-1}}^{t} \dot{\lambda}(\tau) dt , \quad \lambda_m = \lambda(t_m).$$
(4.4)

De modo a simplificar o cálculo de (4.3), realizam-se simplificações[9] que resultam em,

$$\dot{\lambda} \approx (\omega_B^I)^B + \frac{1}{2}\alpha \times (\omega_B^I)^B, \qquad (4.5)$$

onde,

$$\alpha_m = \int_{t_{m-1}}^{t_m} (\omega_B^I)^B dt.$$
(4.6)

Deste modo, integrando (4.5) de acordo com (4.4), obtém-se,

$$\lambda_m = \alpha_m + \beta_m, \tag{4.7}$$

sendo β_m obtido por,

$$\beta_m = \frac{1}{2} \int_{t_{m-1}}^{t_m} \left(\alpha(t) \times (\omega_B^I)^B \right) dt, \qquad (4.8)$$

onde α_m corresponde à integração dos valores obtidos através dos giroscópios e β_m corresponde ao efeito de *coning* da atitude entre os instantes de tempo t_{m-1} e t_m . Este efeito existe quando o próprio vector de rotação λ , possui um movimento de rotação. Se as velocidades angulares variam lentamente, o valor de β_m pode ser desprezado, ficando assim λ_m reduzido a,

$$\lambda_m \approx \int_{t_{m-1}}^{t_m} (\omega_B^I)^B dt.$$
(4.9)

Por forma a obtermos um algoritmo discreto, é necessário discretizar as equações (4.6) e (4.8). Segundo [9], tem-se que,

$$\Delta \alpha_l = \int_{t_{l-1}}^{t_l} d\alpha, \quad \alpha_l = \alpha_{l-1} + \Delta \alpha_l,$$

$$\alpha_m = \alpha_l(t_l = t_m), \quad \alpha_l(t = t_{m_1}) = 0,$$
(4.10)

$$\Delta \beta_l = \frac{1}{2} \left(\alpha_{l-1} + \frac{1}{6} \Delta \alpha_{l-1} \right) \times \Delta \alpha_l, \quad \beta_l = \beta_{l-1} + \Delta \beta_l,$$
$$\beta_m = \beta_l (t_l = t_m), \quad \beta_l (t = t_{m_1}) = 0, \tag{4.11}$$

onde $d\alpha = (\omega_B^I)^B dt$. O cálculo de $\Delta \alpha_l$ é realizado através da aproximação trapezoidal:

$$\Delta \alpha_l = \frac{1}{2} \left((\omega_{B_l}^I)^B + (\omega_{B_{l-1}}^I)^B \right) T_l, \qquad (4.12)$$

onde $(\omega_{B_l}^I)^B$ e $(\omega_{B_{l-1}}^I)^B$ correspondem respectivamente às medidas do giroscópio nos instantes t_l e t_{l-1} , e T_l é o período de amostragem l.

Este algoritmo funciona a dois ritmos: a um ritmo l integram-se os valores medidos pelo giroscópio e actualizam-se as variáveis $\alpha_l \in \beta_l$; a um ritmo m < l actualizam-se as variáveis $\alpha_m \in \beta_m$ a partir de $\alpha_l \in \beta_l$, por forma a se poder calcular as equações (4.7), (4.2) e (4.1), de modo a se obter Γ_m .

4.2 Algoritmo de cálculo da velocidade linear

A aceleração de um veículo calculada e expressa no referencial $\{I\}$, desprezando a rotação da Terra e considerando que a aceleração gravítica é constante e conhecida, é dada por [10],

$$\dot{v}^{I} = R^{I}_{B}a^{B}_{SF} + g^{I}. ag{4.13}$$

A aceleração centrípeta da equação (3.4) é desprezada, devido a dois factores: primeiro, devido à ausência de um sensor de velocidade; segundo, devido a esta componente ser pequena para velocidades angulares reduzidas, como é o esperado na implementação do sistema de navegação, em causa neste trabalho. Para detalhes sobre possíveis compensações da aceleração centrípeta, consultar [7].

Deste modo, a velocidade linear expressa no referencial $\{I\}$ obtém-se através da integração da equação (4.13).

O algoritmo discreto da velocidade linear, obtém-se directamente da discretização da integração de (4.13),

$$v_m^I = v_{m-1}^I + \Delta v_{SF_m}^I + \Delta v_g^I,$$
(4.14)

onde,

$$\Delta v_g^I = \int_{t_{m-1}}^{t_m} g^I dt, \qquad (4.15)$$

$$\Delta v_{SF_m}^I = \int_{t_{m-1}}^{t_m} R_B^I a_{SF}^B dt.$$
 (4.16)

Sendo g^I constante e conhecido implica que Δv_g^I seja igualmente constante. A equação (4.16) pode ser expandida da seguinte forma,

$$\Delta v_{SF_m}^I = \int_{t_{m-1}}^{t_m} R_{B_{m-1}}^I R_{B_m}^{B_{m-1}} a_{SF}^B dt.$$
(4.17)

Deste modo,

$$\Delta v_{SF_m}^I = R_{B_{m-1}}^I \Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}}, \tag{4.18}$$

$$\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}} = \int_{t_{m-1}}^{t_m} R_{B_m}^{B_{m-1}} a_{SF}^B dt.$$
(4.19)

O termo $\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}}$ é calculado usando um algoritmo de dois ritmos semelhante ao usado para o cálculo da atitude (secção 4.1). Para tal, de acordo com a aproximação realizada na equação (4.9), tem-se que,

$$\lambda_m \approx \alpha_m. \tag{4.20}$$

Substituindo (4.20) na aproximação de primeira ordem de (2.5),

$$R_{B_m}^{B_{m-1}} \approx I + (\alpha_m \times). \tag{4.21}$$

Substituindo a equação (4.21) na equação (4.19),

$$\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}} = v_m + \int_{t_{m-1}}^{t_m} (\alpha(t) \times) a_{SF}^B dt, \qquad (4.22)$$

onde,

$$v_m = \int_{t_{m-1}}^{t_m} a_{SF}^B dt.$$
 (4.23)

Segundo [10], para $(\omega_B^I)^B$
e a_{SF}^B constantes a equação (4.22) resulta em,

$$\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}} = \upsilon_m + \frac{1}{2} \alpha_m \times \upsilon_m. \tag{4.24}$$

Este resultado constitui a definição de baixa frequência de $\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}}$, sendo uma boa aproximação para situações onde $(\omega_B^I)^B$ e a_{SF}^B são aproximadamente constantes num intervalo t_m a t_{m-1} , o que é razoável para um período de amostragem pequeno relativamente à dinâmica esperada da plataforma de implementação. O segundo termo da equação (4.24) denomina-se de compensação de velocidade da rotação Δv_{rot_m} , mais concretamente,

$$\Delta v_{rot_m} = \frac{1}{2} \alpha_m \times \upsilon_m. \tag{4.25}$$

Segundo [10], existe igualmente um termo de alta-frequência para $\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}}$ denominado de *sculling*, sendo definido por,

$$\Delta v_{scul_m} = \frac{1}{2} \int_{t_{m-1}}^{t_m} \left(\alpha_m \times a_{SF}^B + \upsilon_m \times (\omega_B^I)^B \right) dt.$$
(4.26)

Deste modo,

$$\Delta v_{SF_m}^{B_{m-1}} = v_m + \Delta v_{rot_m} + \Delta v_{scul_m}.$$
(4.27)

Por forma a obtermos um algoritmo discreto, é necessário discretizar as equações (4.6), (4.23) e (4.26). A discretização de (4.6) encontra-se realizada em (4.10). Segundo [10],

$$\Delta v_l = \int_{t_{l-1}}^{t_l} a_{SF}^B dt, \quad v_l = v_{l-1} + \Delta v_l,$$

$$v_m = v_l (t_l = t_m), \quad v_l (t = t_{m_1}) = 0,$$
 (4.28)

$$\Delta \upsilon_{scul_{l}} = \Delta \upsilon_{scul_{l-1}} + \delta \upsilon_{scul_{l}},$$

$$\delta \upsilon_{scul_{l}} = \frac{1}{2} \left[\left(\alpha_{l-1} + \frac{1}{6} \Delta \alpha_{l-1} \right) \times \Delta \upsilon_{l} + \left(\upsilon_{l-1} + \frac{1}{6} \Delta \upsilon_{l-1} \right) \times \Delta \alpha_{l} \right],$$

$$\delta \upsilon_{scul_{m}} = \delta \upsilon_{scul_{l}} (t_{l} = t_{m}), \ \delta \upsilon_{scul_{l}} (t = t_{m_{1}}) = 0.$$
(4.29)

O cálculo de Δv_l é realizado através da aproximação trapezoidal,

$$\Delta v_l = \frac{1}{2} \left(a_{SF_l}^B + a_{SF_{l-1}}^B \right) T_l, \tag{4.30}$$

onde $a_{SF_l}^B$ e $a_{SF_{l-1}}^B$ correspondem respectivamente à aceleração específica nos instantes t_l e t_{l-1} , e T_l é o período de amostragem l.

Este algoritmo como já referido funciona a duas velocidades: a uma velocidade lintegram-se os valores medidos pelo acelerómetro e pelo giroscópio, actualizam-se as variáveis α_l , $v_l \in \Delta v_{scul_l}$; a uma velocidade m actualizam-se as variáveis α_m , v_m , Δv_{rot_m} e Δv_{scul_m} a partir das primeiras, por forma a se poder calcular as equações (4.27), (4.17) e (4.14), de modo a se obter a velocidade linear v_m^I .

4.3 Algoritmo de cálculo da posição

A posição é obtida através da integração da velocidade linear, obtida na secção 4.2. Como não é contabilizada a rotação da Terra, o referencial inercial corresponde ao referencial local de navegação. Assim, para se obter a posição do veículo, basta discretizar a seguinte equação,

$$x^{I}(t) = \int_{0}^{t} v(\tau)^{I} d\tau.$$
 (4.31)

Para isso, segue-se a metodologia utilizada nos dois outros algoritmos,

$$\Delta x_m^I = \int_{t_{m-1}}^{t_m} v_m^I dt \ , \ \ x_m^I = x_{m-1}^I + \Delta x_m^I.$$
(4.32)

O cálculo de Δx_m^I é realizado através da aproximação trapezoidal,

$$x_m^I = \frac{1}{2} \left(v_m^I + v_{m-1}^I \right) T_m, \tag{4.33}$$

onde $v_m^I \in v_{m-1}^I$ correspondem respectivamente à velocidade linear nos instantes $t_m \in t_{m-1}$, e T_m é o período de amostragem m.

4.4 Implementação

O algoritmo desenvolvido para a determinação da velocidade (secção 4.2) assenta no pressuposto da existência de um sensor que meça a_{SF}^B [10]. Como os acelerómetros medem conjuntamente a aceleração específica e gravítica, (secção 3.1), torna-se necessário realizar uma compensação de gravidade para se determinar a_{SF}^B . Para tal é necessário conhecer a atitude do veículo que é obtida através do algoritmo descrito na secção 4.1. Deste modo, a implementação do conjunto de algoritmos descritos de modo a formar um INS não funciona

a duas velocidades mas a três, onde, a velocidade rápida do algoritmo de velocidade linear e do algoritmo de posição é idêntica à velocidade mais lenta do algoritmo de atitude, por forma a compensar o efeito da gravidade nas medidas obtidas dos acelerómetros, como descrito na Figura 4.1.



Figura 4.1: Diagrama de funcionamento do INS

Os sensores inerciais apresentam um bom comportamento a alta-frequência, no entanto, a baixa-frequência isso não acontece, estando estes afectados pela existência de polarização. As polarizações ao serem integradas causam um erro que aumenta ao longo do tempo nos resultados do INS, deste modo, o erro dos INS não é limitado, sendo esta a sua principal desvantagem. Este facto surge devido ao facto do INS ser um sistema em malha aberta e instável. De modo a minimizar o erro originado pela polarização, é necessário efectuar uma calibração inicial por forma a reduzir (idealmente eliminar) a polarização. De igual forma as polarizações não são constantes ao longo do movimento do veículo, devido a diversos factores como a variação de temperatura.

4.5 Análise de Resultados

Nesta secção apresentam-se os resultados obtidos da implementação dos algoritmos de INS. Primeiramente apresentam-se os resultados de duas simulações onde os sensores são ideais, por forma a demonstrar o correcto funcionamento dos algoritmos, de seguida apresenta-se os resultados de uma simulação que recorre a sensores com características reais por forma a evidenciar os problemas de um INS. Na primeira simulação os ritmos têm os seguintes valores: $F_1 = 200 \ Hz$, $F_2 = 100 \ Hz$ e $F_3 = 50 \ Hz$. Na segunda simulação $F_1 = 40 \ Hz$, $F_2 = 20 \ Hz$ e $F_3 = 10 \ Hz$. Em ambas as simulações considera-se que os sensores são ideais, não possuindo ruído ou polarização.



Figura 4.2: Atitude do veículo (simulação 1 e 2)



Figura 4.3: Velocidade do veículo (simulação 1 e 2)

Como se pode verificar os resultados obtidos na primeira simulação a estimação fornecida pelo INS segue com grande fidelidade os valores reais. Este facto demonstra o correcto funcionamento dos algoritmos implementados e das aproximações utilizadas. Ao diminuir os ritmos de funcionamento dos algoritmos (simulação 2), os resultados tendem a afastar-se do real, já que as aproximações realizadas nas secções 4.1, 4.2 e 4.3 tornam-se menos correctas. Para um correcto dimensionamento dos ritmos, é necessário ter em consideração as características do movimento executado pelo INS, bem como o poder computacional existente para a implementação dos algoritmos.



Figura 4.4: Posição do veículo (simulação 1 e 2)

Na simulação seguinte os ritmos têm os seguintes valores: $F_1 = 200 \ Hz$, $F_2 = 100 \ Hz$ e $F_3 = 50 \ Hz$. Os sensores utilizados possuem as seguintes características:

$$\sigma_{acel}^2 = 4 \times 10^{-3} \ m.s^{-2}, \quad \sigma_{gyro}^2 = 7 \times 10^{-5} \ rad/s$$

 $Polarização_{acel} = 0.05 \ m/s^2$, $Polarização_{gyro} = 1 \times 10^{-3} \ rad/s$,



Figura 4.5: Atitude e posição do veículo (simulação 3)

Como se observa a estimação da atitude apesar de seguir a atitude real possui um pequeno erro que aumenta ao longo do tempo devido à existência de polarização. Na estimação de posição o erro é muito maior não só pela dupla integração de polarização mas principalmente porque o pequeno erro de estimação de atitude conduz a que a compensação de gravidade não seja executada de forma perfeita.

Capítulo 5

Sistema de navegação usando filtros complementares

Um sistema de navegação pode ser implementado através do uso de filtros complementares. Um filtro complementar permite a fusão da informação proveniente de sensores ruidosos, uns com boa característica na baixa-frequência e outros com boa característica na alta-frequência, por forma a estes se complementarem em toda a gama de frequências de funcionamento. O desenho de um filtro complementar não considera as descrições estatísticas do ruído dos sensores, sendo obtido através de uma análise no domínio da frequência [11], [6]. Como analisado em [11], um filtro complementar tem uma estrutura idêntica a um observador (estimador), cujos ganhos podem corresponder à solução estacionária do filtro de *Kalman* linear invariante no tempo, analisado no Apêndice C.

Um dos problemas que se pretende resolver com os filtros complementares é a compensação das polarizações existentes no acelerómetro e no giroscópio, permitindo desta forma que o erro de estimação se anule.

São dois os filtros complementares implementados, o filtro complementar de atitude e o filtro complementar de posição.

5.1 Filtro complementar de atitude

O estudo do filtro complementar de atitude foi dividido em duas partes distintas: primeiro será analisado o filtro unidimensional e posteriormente o filtro tridimensional.

Filtro unidimensional

Para a implementação do filtro unidimensional de atitude é necessário uma medida de posição angular e uma medida de velocidade angular. Notar que a medida de velocidade angular vem afectada por uma polarização, polarização esta que deve ser eliminada pelo filtro complementar.

Como já referido, um filtro complementar tem a forma de um observador, logo verifica a equação de estado

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases}$$
(5.1)

A filosofia dos filtros complementares, é utilizar um sensor como entrada do sistema (u), e o outro como a observação do sistema (y) [11]. Neste caso, temos como entrada do sistema o sensor de velocidade angular e como observação do sistema o sensor de posição angular. Desta forma, o filtro complementar em malha aberta tem a seguinte forma:



Figura 5.1: Filtro complementar de atitude em malha aberta

Este filtro complementar de 1^a ordem não entra em consideração com a polarização do sensor de velocidade angular. Considere-se um sistema dinâmico descrito pela equação

$$\begin{cases} \dot{x} = ax + bu + f\alpha \\ y = cx \end{cases}, \tag{5.2}$$

onde α é a polarização do sensor de velocidade angular, e f um escalar (dado que este é um sistema de 1^a ordem). A dinâmica do erro de estimação ($\tilde{x} = x - \hat{x}$) resulta em

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{x} - \dot{\tilde{x}} = (a - kc)\tilde{x} + f\alpha.$$
(5.3)

Calculando o valor de k por forma a que o sistema seja estável, concluí-se que o erro de estimação não tende para zero como é pretendido. Para isso é necessário aumentar a

ordem do sistema, incluindo a polarização α no estado que se pretende estimar, por forma a se poder anular o seu efeito:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & f \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} (y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \begin{bmatrix} c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{\alpha} \end{bmatrix}$$
(5.4)

Reescrevendo a equação (5.4), obtemos

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}'} = A'\hat{x}' + B'u + K'(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C'\hat{x}' \end{cases},$$
(5.5)

onde:

$$A' = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B' = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C' = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

A dinâmica do erro de estimação $(\tilde{x'}=x'-\hat{x'})$ resulta em

$$\dot{\tilde{x'}} = \dot{x'} - \dot{\hat{x'}} = (A' - K'C')\tilde{x'}.$$
(5.6)

Neste caso, se o filtro for estável (det(sI - A' + K'C') < 0) então o erro de estimação tende para zero, anulando-se de forma eficaz o efeito da polarização do sensor de velocidade angular. O diagrama de blocos do filtro complementar unidimensional de atitude está representado na Figura 5.2.

Quando este filtro atinge o regime estacionário $(\hat{y} = y)$, o valor de $\hat{\alpha}$ corresponde ao simétrico da polarização α existente no sensor de velocidade angular (u), cancelando desta forma o seu efeito.

Uma característica dos filtros complementares é obter uma estimativa a partir de duas medidas ruidosas da mesma grandeza, cujo ruído de uma das medidas é de altafrequência, filtrado por um filtro Passa-Baixo, e o outro é de baixa-frequência, filtrado por um filtro Passa-Alto, por forma a ambas as medidas se complementarem em toda a gama de frequências. Neste caso específico, têm-se uma medida de posição angular e uma medida de velocidade angular, e o objectivo do filtro é obter uma estimativa de posição angular. Para esta interpretação alternativa é necessário integrar a medida de velocidade



Figura 5.2: Filtro complementar unidimensional de atitude

angular, por forma a obter duas medidas da mesma grandeza. O facto de se integrar a medida de velocidade angular, filtra-se o ruído de alta-frequência, estando assim esta medida afectada por ruído de baixa-frequência. Este filtro complementar desenhado, pode ser esquematizado da seguinte forma apresentada na Figura 5.3.



Figura 5.3: Esquema do filtro complementar unidimensional de atitude

As funções de transferência $H_{PB}(s)$ e $H_{PA}(s)$ obtêm-se da seguinte forma:

$$\begin{cases} H_{PB}(s) = \frac{\hat{Y}(s)}{Y(s)} = C'(sI - A' + K'C')^{-1}K' = \frac{sK_1 + K_2}{s^2 + sK_1 + K_2} \\ H_{PA}(s) = \frac{s\hat{Y}(s)}{U(s)} = sC'(sI - A' + K'C')^{-1}B' = \frac{s^2}{s^2 + sK_1 + K_2} \end{cases}$$
(5.7)

Os diagramas de Bode das funções de transferência $H_{PB}(s)$ e $H_{PA}(s)$ encontramse representados na Figura 5.4. Como se pode verificar, as funções de transferência complementam-se em toda a gama de frequências, isto é $H_{PB}(s) + H_{PA}(s) = 1$. O ponto de cruzamento das duas funções de transferência pode ser ajustado de acordo com a largura de banda pretendida, através dos ganhos do vector K'.



Figura 5.4: Diagramas de Bode do filtro complementar unidimensional de atitude

Filtro tridimensional

O filtro complementar tridimensional de atitude tem uma estrutura semelhante ao filtro unidimensional, mas tem algumas particularidades que não se verificam no filtro unidimensional. No filtro tridimensional, a medida de posição angular (Γ) é obtida através do acelerómetro (*Roll, Pitch*) e do magnetómetro (*Yaw*), enquanto que a medida de velocidade angular ($\dot{\Gamma}$) é obtida através do giroscópio. Notar que apesar do acelerómetro, tal como o giroscópio, apresentar uma polarização no seu funcionamento, no projecto do filtro complementar de atitude considera-se que esta é nula, ou seja, foi previamente eliminada.

Para se obterem os ângulos de *Roll* e de *Pitch* através do acelerómetro, utiliza-se a projecção do vector de aceleração gravítica nos três eixos do acelerómetro. Notar que apenas está presente a aceleração gravítica na medida do acelerómetro quando o veículo se encontra ou parado ou com movimento rectilíneo uniforme.

$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} = R_I^B(\psi, \theta, \phi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g\sin\theta \\ g\cos\theta\sin\phi \\ g\cos\theta\cos\phi \end{bmatrix}.$$
 (5.8)

Desenvolvendo a equação (5.8) obtemos:

$$\frac{a_y}{a_z} = \frac{g\cos\theta\sin\phi}{g\cos\theta\cos\phi} = \tan\phi \Leftrightarrow \phi = \arctan\left(\frac{a_y}{a_z}\right),\tag{5.9}$$
$$\begin{cases} \sin \theta = -\frac{a_x}{g} \\ \cos \theta = \frac{a_y}{g \sin \phi} & \sin \phi \neq 0 \\ \cos \theta = \frac{a_y}{g \cos \phi} & \cos \phi \neq 0 \end{cases} \Rightarrow \theta = \arctan\left(\frac{\sin \theta}{\cos \theta}\right) . \tag{5.10}$$

Devido ao acelerómetro ser um sensor não ideal, é mais correcto usar o valor do módulo da medida do acelerómetro ($||a|| = \sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2}$) em vez de g, por forma a não se obter um valor de θ complexo.

O magnetómetro permite obter a orientação do veículo relativamente ao Norte geográfico, através da projecção do vector campo magnético no plano paralelo à superfície da Terra. Para se obter um referencial paralelo à superfície da Terra (referencial $\{I'\}$), efectua-se um rotação em torno de xx (igual a ϕ) e de seguida em torno de yy (igual a θ) dos valores do magnetómetro expressos no referencial $\{B\}$, ou seja,

$$m^{I'} = R_y(\theta) R_x(\phi) m^B$$
; $m^I = R_z(\psi) m^{I'}$, (5.11)

onde, $m = [m_x; m_y; m_z]^T$ é a medida do magnetómetro. Como referido na Secção 3.3, existe uma discrepância entre o Norte magnético e o Norte geográfico de um ângulo denominado por declinação magnética. Considerando que o magnetómetro se encontra já calibrado e que a declinação magnética é conhecida e igual a α_{dec} , o valor de ψ é dado por

$$\psi = atan2(-(m_y)^{I'}, (m_x)^{I'}) - \alpha_{dec}.$$
(5.12)

A medida de velocidade angular a utilizar no filtro complementar é obtida através de um giroscópio, de acordo com a equação (A.13)

$$\dot{\Gamma} = Q(\Gamma)(\omega_B^I)^B.$$
(5.13)

Por forma a se eliminar correctamente a polarização existente no giroscópio, é necessário proceder a uma alteração ao filtro complementar unidimensional: o espaço de integração da estimativa da polarização $\hat{\alpha}$, terá de ser o mesmo onde realmente existe essa polarização, o que significa que antes e depois do integrador é necessário multiplicar por $Q^{-1}(\Gamma)$ e por $Q(\Gamma)$ respectivamente, como ilustrado na Figura 5.5.

Esta alteração torna o filtro não linear, e para garantir que seja assimptoticamente estável é necessário usar técnicas de análise de estabilidade para equações diferenciais não



Figura 5.5: Alteração do espaço de integração da estimativa da polarização

lineares, tais como o teorema *Lyapunov*. Apesar de não ter sido efectuado esse estudo, pode-se verificar que os resultados obtidos não divergem.

Pretende-se implementar o filtro complementar num sistema de computação, logo torna-se necessário proceder à sua discretização. O método utilizado foi o Zero Order Hold, e para isso utilizou-se o filtro complementar unidimensional [8]:

$$\begin{cases}
A_d = e^{A'T} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
B_d = \int_0^T e^{A'\tau} B' d\tau = \begin{bmatrix} T \\ 0 \end{bmatrix} , \qquad (5.14) \\
C_d = C' = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}
\end{cases}$$

onde T é o período de amostragem. A equação da dinâmica do filtro complementar unidimensional discreto fica

$$\begin{cases} \hat{x}(n+1) = A_d \hat{x}(n) + B_d u(n) + K_d (y(n) - \hat{y}(n)) \\ \hat{y}(n) = C_d \hat{x}(n) \end{cases}$$
(5.15)

O diagrama de blocos do filtro complementar tridimensional discreto de atitude está representado na Figura 5.6.

Os ganhos K_d representam os ganhos do filtro de Kalman estacionário discreto (ver Apêndice C).

5.2 Filtro complementar de posição

O estudo do filtro complementar de posição foi dividido em duas partes distintas: primeiro será analisado o filtro unidimensional e posteriormente o filtro tridimensional.



Figura 5.6: Filtro complementar tridimensional discreto de atitude

Filtro unidimensional

Para a implementação do filtro unidimensional de posição utiliza-se uma medida de posição e uma medida de aceleração. Notar que a medida de aceleração vem afectada por uma polarização, polarização esta que deve ser eliminada pelo filtro complementar. Tal como aconteceu no filtro complementar de atitude, é necessário aumentar a ordem do sistema, incluindo a polarização α no estado que se pretende estimar, por forma a se anular o efeito da polarização da medida de aceleração. Assim sendo, de acordo com a equação (5.4) obtemos

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & f_1 \\ a_{21} & a_{22} & f_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (y - \hat{y}) \\ \vdots \\ k_3 \end{bmatrix} (y - \hat{y})$$

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix}$$
(5.16)

Reescrevendo a equação (5.16), obtemos

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}'} = A'\hat{x}' + B'u + K'(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C'\hat{x}' \end{cases},$$
(5.17)

onde:

$$A' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B' = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Como se pode verificar, a equação (5.17) é idêntica à equação (5.5), a diferença está na ordem do sistema, que neste caso é de 3^a ordem e no caso do filtro complementar de atitude é de 2^a ordem. Assim sendo, o diagrama de blocos do filtro complementar unidimensional de posição está representado na Figura 5.7.



Figura 5.7: Filtro complementar unidimensional de posição

Fazendo uma análise idêntica ao filtro complementar de atitude, o esquema deste filtro está representado na Figura 5.8.



Figura 5.8: Esquema do filtro complementar unidimensional de posição As funções de transferência $H_{PB}(s)$ e $H_{PA}(s)$ obtêm-se da seguinte forma:

$$\begin{cases} H_{PB}(s) = \frac{\hat{Y}(s)}{Y(s)} = C'(sI - A' + K'C')^{-1}K' = \frac{s^2K_1 + sK_2 + K_3}{s^3 + s^2K_1 + sK_2 + K_3} \\ H_{PA}(s) = \frac{s^2\hat{Y}(s)}{U(s)} = s^2C'(sI - A' + K'C')^{-1}B' = \frac{s^3}{s^3 + s^2K_1 + sK_2 + K_3} \end{cases}$$
(5.18)

Os diagramas de Bode encontram-se representados na Figura 5.9. Como se pode verificar, as funções de transferência complementam-se em toda a gama de frequências, verificando uma vez mais $H_{PB}(s) + H_{PA}(s) = 1$. O ponto de cruzamento das duas funções de transferência pode ser ajustado de acordo com a largura de banda pretendida, através do vector de ganhos K'.



Figura 5.9: Diagramas de Bode do filtro complementar unidimensional de posição

Filtro tridimensional

O filtro complementar tridimensional de posição tem uma estrutura semelhante ao filtro unidimensional, mas tem algumas particularidades que não se verificam no filtro unidimensional. No filtro tridimensional, a medida de posição é obtida através de um receptor de GPS, enquanto que a medida de aceleração é obtida através de um acelerómetro. Notar que ao contrário do filtro complementar de atitude, neste filtro o acelerómetro tem por objectivo fornecer o valor da aceleração específica do veículo (expresso no referencial $\{I\}$). De acordo com a equação (3.4), por forma a se obter apenas a aceleração específica, é necessário considerar as restantes componentes. A aceleração centrípeta é desprezada, devido a dois factores: primeiro, devido à ausência de um sensor de velocidade; segundo, devido a esta componente ser pequena para velocidades angulares reduzidas, como é o esperado na implementação do sistema de navegação, em causa neste trabalho. Para detalhes sobre possíveis compensações da aceleração centrípeta, consultar [7]. A aceleração gravítica é compensada utilizando o valor estimado $\hat{\Gamma}$ do filtro complementar de atitude, de acordo com a equação

$$(a_{SF})^{I} = R_{B}^{I} \left(a^{B} - R_{I}^{B}(\hat{\Gamma})g^{I} \right).$$
(5.19)

Tal como no caso do filtro complementar de atitude, para se eliminar correctamente a polarização existente no acelerómetro, é necessário que a integração seja efectuada no espaço correcto. Para isso, é necessário antes e depois do integrador multiplicar por R_I^B e R_B^I respectivamente, como ilustrado na Figura 5.10.



Figura 5.10: Alteração do espaço de integração da estimativa da polarização

Esta alteração torna o filtro não linear, tal como no caso do filtro complementar de atitude. Para mais detalhes sobre estabilidade do filtro após a introdução das matrizes de rotação, consultar [16].

A discretização do filtro complementar de posição através do método Zero Order Hold resulta em [8]

$$\begin{cases} A_d = e^{A'T} = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_d = \int_0^T e^{A'\tau} B d\tau = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} \\ T \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_d = C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$
(5.20)

A equação da dinâmica do filtro complementar unidimensional discreto fica

$$\begin{cases} \hat{x}(n+1) = A_d \hat{x}(n) + B_d u(n) + K_d (y(n) - \hat{y}(n)) \\ \hat{y}(n) = C_d \hat{x}(n) \end{cases}$$
(5.21)

O diagrama de blocos do filtro complementar tridimensional discreto de atitude está representado na Figura 5.11.



Figura 5.11: Filtro complementar tridimensional discreto de posição

Este filtro apresenta uma limitação: o sinal de GPS tem uma frequência de 1 Hz. Assim, este filtro terá como entrada dois sinais de frequências diferentes, sendo desta forma um filtro multi-ritmo. Para mais detalhes sobre a determinação dos ganhos de *Kalman* multi-ritmo, consultar [15].

5.3 Implementação

O sistema de navegação é constituído pelos filtros complementares de atitude e de posição apresentados nas Secções 5.1 e 5.2, estando representado na Figura 5.12.

Como se observa, o vector $\hat{\Gamma}$ obtido no filtro complementar de atitude é utilizado para o cálculo das matrizes $R_B^I(\Gamma)$, $R_I^B(\Gamma)$, $Q(\Gamma) \in Q^{-1}(\Gamma)$. Desta forma, um erro na estimação de Γ conduz a que o erro de estimação das polarizações dos sensores não se anule dado que o o espaço de integração não é o correcto.

Como referido na Secção 5.1, a determinação da medida de posição angular só está correcta quando o sistema de navegação se encontra parado ou com movimento rectilíneo uniforme, dado que o acelerómetro é utilizado para obter as projecções do vector gravítico. Fora destas condições de funcionamento, a medida de posição angular vem afectada de um erro que o filtro não corrige. Apesar de não ter sido implementado, existem técnicas que procuram resolver este problema tais como, o uso de interruptores para abrir/fechar o filtro complementar, ou o uso de funções não lineares (do tipo arctan) que pesam os



Figura 5.12: Esquema do sistema de navegação

ganhos do filtro consoante a aceleração específica medida.

No esquema apresentado na Figura 5.12 descreve-se uma situação ideal em a estimação de α_{acel} a partir do filtro complementar de posição é utilizada para eliminar a polarização do acelerómetro. No entanto, o erro de $\hat{\alpha}_{acel}$ só se anula quando o veículo se encontra parado ou em movimento rectilíneo uniforme devido aos problemas já descritos. Existem duas alternativas para a eliminação da polarização do acelerómetro. A primeira consiste em manter o sistema de navegação parado enquanto as estimativas dos filtros complementares estabilizam, conservando em diante a estimativa de α_{acel} obtida. A segunda consiste em executar uma calibração inicial por forma a eliminar as polarizações dos acelerómetros *a priori*. Ambas as alternativas têm como limitação o facto das polarizações dos acelerómetros variarem ao longo do tempo.

5.4 Análise de resultados

Nesta secção apresentam-se os resultados obtidos da implementação do sistema de navegação utilizando filtros complementares. Primeiramente apresentam-se os resultados de duas simulações em que o sistema de navegação se encontra parado, de seguida apresentam-se os resultados de duas simulações em que o sistema de navegação movimentase no espaço. A diferença entre simulações com o mesmo tipo de movimento reside nos ganhos dos filtros complementares, onde nas simulações 1 e 3 os filtros apresentam uma largura de banda maior do que nas simulações 2 e 4 (a determinação dos ganhos dos filtros encontra-se detalhada no Apêndice D). A orientação inicial do veículo onde se encontra instalado o sistema de navegação é $\Gamma = [10^{\circ}; -20^{\circ}; 15^{\circ}]^{T}$, e os sensores utilizados possuem as seguintes características (consultar Apêndice E para mais detalhes sobre o modelo implementado em *Matlab/Simulink*):

$$\begin{cases} \sigma_a^2 = 5 \times 10^{-3} m/s^2 \\ \alpha_a = 2 \times 10^{-2} m/s^2 \end{cases} \begin{cases} \sigma_\omega^2 = 2 \times 10^{-1} \text{ o}/s \\ \alpha_\omega = 5 \times 10^{-2} \text{ o}/s \end{cases} \begin{cases} \sigma_{GPS_x}^2 = 1.1 \times 10^{-1} m \\ \sigma_{GPS_y}^2 = 1.1 \times 10^{-1} m \\ \sigma_{GPS_z}^2 = 1m \end{cases}$$
(5.22)

Como se pode observar nas figuras que se seguem, nas simulações 1 e 2, a atitude convergiu para o valor inicial, enquanto que a velocidade e a posição convergiram para zero, como esperado. De igual forma, os valores de $\hat{\alpha}_a$ e $\hat{\alpha}_{\omega}$ estabilizaram nos valores simétricos das polarizações existentes dos respectivos sensores, verificando-se assim que o correcto funcionamento dos filtros dimensionados.

Nas simulações 3 e 4, a atitude, a velocidade e a posição estimadas seguem os valores reais. Quando o veículo possui acelerações, que não a gravítica, o cálculo da atitude realizado com o acelerómetro e o magnetómetro é corrompido, afectando assim as estimações dos filtros. Assim pode-se concluir que a realimentação de $\hat{\alpha}_a$ ilustrado na Figura 5.12 não deve ser efectuada, tal como discutido na Secção 5.3.

As respostas dos filtros nas simulações 1 e 3 são mais sensíveis do que nas simulações 2 e 4, devido a terem uma largura de banda maior, apresentando variações exageradas, comparando com as respostas das restantes simulações.



Figura 5.13: Atitude: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2



Figura 5.14: Posição: esq
- Simulação 1; dir- Simulação 2



Figura 5.15: Velocidade: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2



Figura 5.16: Polarização dos giroscópios: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2



Figura 5.17: Polarização do acelerómetro: esq
- Simulação 1; dir
- Simulação 2



Figura 5.18: Atitude: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4



Figura 5.19: Posição: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4



Figura 5.20: Velocidade: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4



Figura 5.21: Polarização dos giroscópios: esq
- Simulação 3; dir
- Simulação 4



Figura 5.22: Polarização do acelerómetro: esq- Simulação 3; dir- Simulação 4

Capítulo 6 Implementação

Por forma a realizar a implementação dos sistemas de navegação desenvolveu-se uma plataforma autónoma de baixo consumo e portátil, denominada de unidade de navegação, que possuí todos os requisitos para o funcionamento dos sistemas de navegação, nomeadamente, os sensores necessários, capacidade de aquisição de sinal, capacidade de processamento e capacidade de armazenamento como descrito na Figura 6.1.



Figura 6.1: Arquitectura da unidade de navegação

A unidade de navegação desenvolvida é composta por uma arquitectura de hardware para processamento em tempo real, por uma unidade de sensores e por uma bateria.

A arquitectura de *hardware* utilizada, realiza toda a gestão das operações através de um microcontrolador, além de realizar o interface com o GPS e com placas PCMCIA que forneceram as capacidades de aquisição, de processamento e armazenamento necessárias.

A implementação dos sistemas de navegação na arquitectura de *hardware* requereu um dispositivo com grande capacidade de processamento, tendo sido igualmente necessário

desenvolver um processo para carregar o código dos sistemas de navegação desenvolvido em computador no referido dispositivo.

Os sensores acelerómetro, giroscópio e magnetómetro encontram-se agrupados numa unidade de sensores.

6.1 Arquitectura de hardware



Figura 6.2: Arquitectura de hardware

A arquitectura de *hardware* utilizada foi desenvolvida no laboratório DSOR do ISR para utilização em sistemas distribuídos de aquisição de dados e actuação em veículos autónomos. Esta arquitectura foi desenvolvida à volta do microcontrolador de 8 *bit Siemens* 509 e do microcontrolador de 16 *bit Philips* XAS3, sendo composta por placas de igual dimensão que são empilhadas e ligadas por um mesmo barramento, o que elimina a necessidade da utilização de *motherboard*, *backplane* ou *cardcage*. A arquitectura de *hardware* utilizada neste trabalho é composta pelas seguintes placas:

- 1 Placa MC-XAS3, possuí o microcontrolador *Philips* XAS3.
- 3 Placa de interface PCMCIA, permite o interface com placas PC Card.
- 1 Placa PWROPTO485, alimenta a arquitectura de hardware.
- 1 Placa GPSIF, fornece o sinal de GPS.

• 1 Placa de sinal, alimenta a unidade de sensores.

Devido à necessidade de melhor aquisição de sinal, maior capacidade de processamento e maior capacidade de armazenamento do que o disponibilizado pelas placas existentes para este tipo de arquitectura, utilizou-se o seguinte *hardware* para integração com a referida arquitectura:

- Pc Card PCM-DAS16S/16, Conversor AD de 16 bit e 16 canais.
- Pc Card Bulletdsp III, *Digital Signal Processor* (DSP).
- Pc Card AMC032DFLKA, Memória Flash 32 Mbyte.

Para mais informações sobre o *hardware* utilizado, consultar o apêndice H. A disposição da arquitectura encontra-se descrita na Figura 6.3



Figura 6.3: Arquitectura de hardware

O microcontrolador *Philips* XAS3 é o centro da arquitectura de *hardware*, sendo ele que realiza toda a gestão do funcionamento da mesma como representado na Figura 6.4, onde se encontram igualmente descritas as funções dos outros componentes.

O microcontrolador é configurado por forma a ser gerada uma interrupção a uma frequência constante com um valor máximo de 200 Hz (*int timer*). Quando esta interrupção é gerada o microcontrolador realiza as operações necessárias por forma a que os



Figura 6.4: Esquema de funcionamento da arquitectura de hardware

valores dos sensores acelerómetro, giroscópios e magnetómetro sejam adquiridos pelo conversor A/D e de seguida verifica se existem novos valores de posição disponíveis por parte do GPS já que este funciona a 1 HZ e os outros sensores podem ser adquiridos a ritmos superiores. Os valores obtidos são enviados para o DSP iniciando este o processamento. Por fim os valores dos sensores são escritos na Flash em conjunto com os resultados obtidos do DSP. Este procedimento encontra-se descrito na Figura 6.5.



Figura 6.5: Fluxograma de funcionamento da arquitectura de hardware

A configuração da arquitectura de hardware encontra-se descrita no Apêndice I.

6.2 Implementação dos sistemas de navegação na arquitectura de *hardware*

A execução de sistemas de navegação em tempo real requer capacidades de processamento que um microcontrolador de 16 *bit* como o *Philips* XA-S3 não tem. Esta é a razão pela qual se recorreu a um dispositivo de com grandes capacidades de processamento como é o DSP. Devido à complexidade que os sistemas de navegação possuem, e à necessidade de os implementar em código C para execução no DSP, desenvolveu-se um método que garantisse a correcta implementação dos mesmos. Este método baseia-se na implementação inicial dos sistemas de navegação em *Matlab/Simulink*, e na migração gradual dos mesmos para o DSP como descrito na Figura 6.6.



Figura 6.6: Processo de implementação dos sistemas de navegação no DSP

Após a implementação inicial dos sistema de navegação em *Matlab/Simulink* em conjunto com um simulador de corpo rígido e dos sensores, os sistemas de navegação são implementados em funções C-mex, que são funções compostas unicamente por código C e por interface mex com o *Matlab*. Depois de testados novamente com o simulador de corpo rígido, o código C destas funções é carregado no DSP através do computador. Nesta fase os sistema de navegação são executados no DSP mas as entradas dos sistemas de navegação continuam a ser geradas em Matlab/simulink no simulador de corpo rígido, sendo a ligação entre as duas parte realizada por memória partilhada como descrito no Apêndice F. Por fim este mesmo código é carregado no DSP por forma a correr na arquitectura de *hardware*, com os sensores reais. Desta forma a implementação é gradual podendo-se de uma forma mais fácil e correcta detectar e corrigir eventuais erros, do que se realizasse uma implementação directa dos sistemas de navegação em código C com o DSP a funcionar na arquitectura de *hardware*.

Na ligação entre o DSP e o *Matlab* o código para o DSP é carregado directamente na SRAM e depois executado, na arquitectura de hardware não existe a possibilidade de carregar directamente o programa na SRAM. Sendo a SRAM uma memória volátil, não é igualmente possível carregar o programa na SRAM do DSP através de um computador e depois executá-lo na arquitectura de hardware.

Desta forma a solução encontrada consiste no carregamento do programa na memória *Flash* do DSP e em seguida na activação do modo *Microcomputer boot loader* que automaticamente carrega o programa contida na memória *Flash* para a memória SRAM e executa-o.

O código desenvolvido para ser carregado na memória *Flash* do DSP, é o mesmo código carregado na SRAM na ligação do *Matlab* com o DSP, com a diferença de que as variáveis de interface terão que ter endereços de *hardware* explícitos. Isto porque na arquitectura de hardware não existem funções que carreguem os dados, leiam os resultados e sinalizem o DSP como num computador. As variáveis de interface e os respectivos endereços de hardware escolhidos encontram-se descritos no Apêndice I.

A compilação do código para ser carregado na memória *Flash* não é realizada da mesma forma para quando este é carregado na SRAM. A compilação terá que seguir os passos definidos no ficheiro *makefile* fornecido pelo fabricante do DSP, para funcionamento em *Autoboot*. No funcionamento *Autoboot*, o DSP ao ser alimentado, automaticamente carrega o program contida na sua memória *Flash* para a memória SRAM e executa-o. Este funcionamento não é o desejado além de requerer que se configure a FPGA do DSP, operação esta muito delicada, que caso mal executada pode inutilizar o DSP. Deste modo utilizou-se o material fornecido para funcionamento em *Autoboot*, já que este fornece os dados necessários para se compilar um programa para ser carregado na *Flash* e executado na SRAM, não se tendo contudo configurado o DSP para funcionar no modo *Autoboot*.

Para carregar o código compilado na *Flash*, é necessário utilizar um programa igualmente fornecido pelo fabricante, denominado de *bullet3.exe*. Este programa só corre no sistema operativo MS-DOS, que não possui o *software* necessário para trabalhar com placas de barramento PCMCIA (*Card Services, Socket Services*). Para tal foi necessário recorrer a um software denominado de *CardSoft* para poder trabalhar com o o DSP.

6.3 Unidade de sensores



Figura 6.7: Unidade de sensores

A unidade de sensores é composta por três giroscópios, um acelerómetro triaxial e um magnetómetro triaxial. Mais especificamente os sensores utilizados são:

- 1 Crossbow CXL02TG3 triaxial accelerometer
- 3 Silicon Sensing Systems Single axis silicon vibrating structure Gyroscope
- 1 Applied Physics Systems Model 113 3-axis fluxgate magnetometer

A disposição do sensores dentro da unidade de sensores encontra-se descrita na Figura 6.8 Como se observa na Figura 6.8, existe um giroscópio (ω_x) que não tem o seu eixo de medida de acordo com os referenciais dos outros sensores, isto acontece por condicionalismos de montagem sendo a correcção realizada aquando do processamento.

A alimentação desta unidade é realizada através da placa de sinal que fornece as tensões +/-5V. Esta placa é colocada no topo da arquitectura de *hardware*, no entanto funciona de forma independente do resto da arquitectura, não existindo ligação com o barramento do MCU. A alimentação dos sensores é feita por esta placa e não pela placa



Figura 6.8: Esquema da unidade de sensores

PWROPTO485, primeiro porque a placa PWROPTO485 não disponibiliza a tensão de -5V necessária para o funcionamento do magnetómetro e segundo porque se verificou que a tensão de 5V à saída da referida placa tem flutuações que atingem os 100mv conforme se o DSP e o XA-S3 se encontrem parados ou em execução. Flutuações estas que tem impacto no ponto de funcionamento dos sensores. Quando os sensores se encontram ligados à placa de sinal, a tensão de saída tem as seguintes características:

- 4.94v com uma variância de 10mv.
- -5.24v com uma variância de 10mv.

6.4 Unidade de Navegação

Por forma a que a implementação dos sistemas de navegação funcionasse de forma completamente autónoma e portátil, montou-se a arquitectura de hardware e a unidade dos sensores numa base metálica que por sua vez é compatível com uma caixa *Peli* (Apêndice H), e com as bancadas de calibração. Montou-se igualmente um suporte de bateria, que permite a utilização de uma bateria que alimenta a placa PWROPTO485 assim como a placa de sinal. A bateria usada é um *YUASA* modelo NP7-12FR, de 7Ah e 12V. Existem dois interruptores na unidade, um é utilizado para alternar o modo de funcionamento do XA entre *bootstrap* e *run*, respectivamente para carregar e correr programas no XA, o outro interruptor está ligado ao porto 4 do XA através da ficha IDC da placa PWROPTO485 e é utilizado para dar início ou término a uma execução de um programa no DSP.



Figura 6.9: Unidade de navegação





Figura 6.10: Esquema de montagem da placa da implementação

Capítulo 7

Resultados experimentais

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais obtidos do sistema de navegação inercial e do sistema de navegação utilizando filtros complementares na unidade de navegação descrita no Capítulo6. Em ambos os casos realiza-se uma experiência com a unidade parada e uma com mum movimento previamente escolhido. Os valores medidos dos sensores durante a experiência encontram-se no Apêndice J.

7.1 INS

Apresenta-se de seguida os resultados obtidos para duas experiências realizadas com a implementação do sistema de navegação inercial, descrito no Capítulo 4, na unidade de navegação, descrita no Capítulo 6. Em ambas as experiências, os ritmos dos algoritmos do INS são: $F_1=200$ Hz, $F_2=100$ Hz, $F_3=50$ Hz. Na primeira experiência, a unidade de navegação encontra-se parada, na segunda experiência, esta é rodada primeiro em torno do eixo z, de seguida em torno do eixo x e por fim em torno do eixo y.

Como se observa na experiência 1, apesar da unidade de navegação se encontrar parada, os resultados divergem. A atitude diverge devido à integração das polarizações dos giroscópios, como se comprova pelos resultados dos giroscópios apresentados no Apêndice J. Tanto a velocidade como a posição divergem não só pela integração e dupla integração das polarizações dos acelerómetros, mas igualmente porque um erro de atitude conduz a um erro na compensação de gravidade, que por sua vez afecta as medidas de velocidade e posição.

Na experiência 2, verifica-se que a atitude calculada, apesar de não existir valores reais para comparação, segue o esperado. Na velocidade e posição, pelas razões já enunciadas, verifica-se desde cedo a divergência dos valores calculados.



Figura 7.1: Atitude: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura 7.2: Velocidade: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura 7.3: Posição: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2

7.2 Filtros Complementares

Apresenta-se de seguida os resultados obtidos para as experiências realizadas com a implementação do sistema de navegação usando filtros complementares, descrito no Capítulo 5, na unidade de navegação, descrita no Capítulo 6.

Realizaram-se duas experiências com a unidade de navegação: numa a unidade foi mantida parada (experiência 1), noutra a unidade foi deslocada por forma a descrever um rectângulo no plano *xoy* (experiência 3). As outras duas experiências realizadas foram executadas *offline* no *Matlab*, utilizando os dados obtidos dos sensores nas duas experiências anteriores. Nas experiências 1 e 3, os ganhos utilizados foram os ganhos mais rápidos (ver Apêndice D), e as condições iniciais dos filtros são nulas, enquanto que nas experiências 2 e 4, os valores de ganhos dos filtros são os mais lentos, e são definidas as condições iniciais através dos primeiros valores obtidos pelo receptor de GPS, para a posição, e através do acelerómetro e magnetómetro, para a atitude.

É importante referir que o acelerómetro utilizado tem, além de ruído branco, um ruído electrónico com a forma de um pente de *diracs* (ver Apêndice G), que inviabiliza toda a teoria da filtragem de *Kalman*, e sendo o filtro de posição um filtro multi-ritmo que funciona a 50Hz e com a entrada do sinal de GPS a 1Hz, significa que durante 1s o filtro encontra-se em malha aberta, sendo o pente de *diracs* integrado duas vezes. Assim sendo, ao contrário dos resultados da simulação, o resultado da estimação de velocidade e de posição apresenta melhores resultados quando se utilizam os ganhos mais rápidos (experiências 1 e 3), dado que se está a pesar mais a contribuição do sinal de GPS em detrimento do sinal do acelerómetro.

Os valores de $\hat{\alpha}_a$ e $\hat{\alpha}_{\omega}$, quando o sistema de navegação se encontra parado, estabilizam nos valores simétricos das polarizações dos sensores, como se pode constatar nos resultados apresentados no Apêndice J.



Figura 7.4: Atitude: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura 7.5: Posição: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura 7.6: Velocidade: esq
- Experiência 1; dir
- Experiência 2



Figura 7.7: Polarização dos giroscópios: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura 7.8: Polarização do acelerómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura 7.9: Atitude: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4



Figura 7.10: Posição: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4



Figura 7.11: Velocidade: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4



Figura 7.12: Plano xoy: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4



Figura 7.13: Polarização dos giroscópios: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4



Figura 7.14: Polarização do acelerómetro: esq- Experiência 3; dir- Experiência 4

Capítulo 8

Conclusão

O objectivo do trabalho que era o de desenvolver uma plataforma real, onde se pudesse implementar algoritmos de sistemas de navegação para uso em veículos autónomo, nomeadamente para um helicóptero, foi atingido, como atestam os resultados obtidos.

Dos sistemas de navegação implementados, constatou-se que o INS apresentava o problema dos resultados divergirem devido à existência de polarizações nos sensores utilizados, já que este é uma sistema em malha aberta. Este facto é mais visível no cálculo da posição, devido à dupla integração da polarização do acelerómetro e devido ao erro na compensação da gravidade originado pelo erro no cálculo da atitude. A realização de uma calibração inicial o mais correcta possível, é muito importante para minimizar as polarizações, mas mesmo com uma calibração muito fina, os sensores utilizados não permitem a sua utilização em malha aberta. Por exemplo, existem giroscópios que apresentam um erro de 1°/hora no cálculo de posição angular; os giroscópios utilizados apresentam polarizações na ordem de $0.01^{\circ}/s$, ou seja, um erro 36 vezes pior!

O sistema de navegação usando filtros complementares, apresentou resultados que não divergiam devido à utilização de magnetómetro e de GPS em conjunção com o acelerómetro e giroscópio já utilizados no INS. Esta fusão sensorial, além de ter uma boa resposta dinâmica, tem ainda a vantagem de filtrar o ruído associado às medidas dos sensores em questão. O funcionamento dos filtros foi o esperado, verificando-se que quando o sistema de navegação se encontrava parado, este estimava correctamente as polarizações dos giroscópios e do acelerómetro. Quando em movimento, a estimação de atitude possui um erro que o filtro não corrige, originado pela existência de aceleração específica nos acelerómetros que corrompe o cálculo da atitude obtida com este sensor e o magnetómetro.

No INS, a integração discreta dos sensores utiliza aproximações mais correctas do que a realizada nos filtros complementares, que corresponde à aproximação *zero-order hold* (escalão invariante). De igual forma o sinal de GPS nem sempre se encontra disponível, e quando está, a medida de altitude apresenta por vezes erros muito elevados. Quanto ao magnetómetro, este pode sofrer influência de campos magnéticos exteriores, que originam uma incorrecta estimação de atitude, principalmente no ângulo de *yaw*.

Como trabalho futuro, sugere-se a alteração da topologia de filtragem complementar, por forma a se poder aproveitar as técnicas de discretização do INS, e simultaneamente corrigir os erros do sistema inercial através do uso de sensores adicionais como é o caso do GPS e magnetómetro. Na Figura 8.1 estão representadas duas configurações possíveis. Na primeira, utiliza-se um filtro de *Kalman* que tem por objectivo estimar o erro do sistema inercial, para posteriormente o poder eliminar. A observação do filtro de *Kalman* representado corresponde aos erros do sistema inercial e aos erros associados às medidas dos sensores adicionais. Esta configuração denomina-se de *Feedforward* devido à correcção das medidas no INS ser executada fora deste, não modificando o INS internamente. Isso já não acontece na configuração *Feedback*, onde a estimativa do erro das medidas do INS vão alterar o funcionamento deste. Segundo [6], esta topologia resulta no uso de um filtro de *Kalman* extendido, em contraste com o filtro de *Kalman* simples da configuração *Feedforward*.



Figura 8.1: Configurações alternativas de filtragem complementar: Esq-*Feedforward*; Dir-*Feedback* (extraído de [6])

Apêndice A

Veículo

Neste apêndice será apresentado o modelo de um veículo a simular onde irá ser instalado o sistema de navegação, por forma a se poder estimar a atitude, velocidade e posição.

A.1 Características do veículo

Seja um veículo com a forma de um paralelepípedo, onde se instalam 6 propulsores que possibilitam a existência de 6 graus de liberdade no seu movimento: 3 graus para a translação e outros 3 para a rotação. Os propulsores estão instalados da forma que se apresenta na Figura A.1:



Figura A.1: Veículo

As principais características do veículo estão expressas na Tabela A.1:

Massa (Kg)	10
Altura (m)	0.25
Comprimento (m)	1
Largura	0.75
C.M. (m)	$[0; 0; 0]^T$
Propulsores 1 (m)	$[0; \pm 0.3; 0]^T$
Propulsores $2 (m)$	$[0;0;\pm 0.1]^T$
Propulsores 3 (m)	$[\pm 0.4; 0; 0]^T$

Tabela A.1: Características do veículo

Para se poder resolver as equações de estado da velocidade linear e angular, é necessário calcular o tensor de inércia deste veículo. O tensor de inercia é igual a [2]

$$I_B = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{xy} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{xz} & -I_{yz} & I_{zz} \end{bmatrix}.$$
 (A.1)

Admitindo uma distribuição de densidade de massa uniforme, o cálculo dos momentos de inércia e dos produtos de inércia é dado por [2]:

$$I_{xx} = \int \int \int_{B} (y^{2} + z^{2}) \rho dv \quad I_{yy} = \int \int \int_{B} (x^{2} + z^{2}) \rho dv$$

$$I_{zz} = \int \int \int_{B} (x^{2} + y^{2}) \rho dv \quad I_{xy} = \int \int \int_{B} xy \rho dv$$

$$I_{xz} = \int \int \int_{B} xz \rho dv \qquad I_{yz} = \int \int \int_{B} yz \rho dv$$

(A.2)

Resolvendo os integrais e substituindo os valores pelos apresentados na Tabela A.1, obteve-se:

$$I_B = \begin{bmatrix} 0.52083 & 0 & 0\\ 0 & 0.88542 & 0\\ 0 & 0 & 1.3021 \end{bmatrix}.$$
 (A.3)

Notar que os produtos de inércia são nulos, já que o referencial $\{B\}$ está colocado no centro de massa do veículo $\{G\}$, o que significa que $\{B\}$ representa o referencial principal deste corpo (ver [2]).

As forças e os momentos aplicados ao veículo são provocados por:

- Peso;
- Atritos linear e angular;
- Forças aplicadas nos propulsores do veículo.

A força provocada pelo peso do veículo depende do vector de gravidade, da massa do veículo e da orientação deste:

$$F_P = R_I^B m g^I = m g^B. aga{A.4}$$

Como o referencial $\{B\}$ está colocado sobre o centro de massa, não existe momento de força provocado pelo peso do veículo. De modo a se estabilizar o veículo, utilizou-se atritos artificiais directamente proporcionais às velocidades lineares e angulares respectivamente, mas com sinal contrário a essas grandezas:

$$\begin{cases} F_a = -K_{lin} (v_B^I)^B \\ N_a = -K_{ang} (\omega_B^I)^B \end{cases}$$
(A.5)

As forças aplicadas nos propulsores vão originar o aparecimento de uma força no centro de massa do veículo, e a um momento de forças em torno dele:

$$\begin{cases} F_{prop} = \sum_{n=1}^{6} F_n \\ N_{prop} = \sum_{n=1}^{6} P_n \times F_n \end{cases}$$
(A.6)

Em que F_n corresponde à força aplicada no propulsor n, e P_n a distância entre o centro de massa do veículo (origem do referencial $\{B\}$) e o propulsor n. Desta forma concluí-se que as forças e momentos aplicadas ao veículo são:

$$\begin{cases} F_{ext} = F_P + F_a + F_{prop} \\ N_{ext} = N_a + N_{prop} \end{cases}$$
(A.7)

A.2 Equações do corpo rígido

O modelo de estado da dinâmica e cinemática do corpo rígido está dividido em três partes:

• Modelo de estado das velocidades linear e angular (dinâmica);

- Modelo de estado da orientação (cinemática);
- Modelo de estado da posição (cinemática).

Modelo de estado das velocidades linear e angular

Para se obter as equações do movimento de translação e de rotação do referencial do veículo $\{B\}$ em relação ao referencial inercial $\{I\}$, utilizam-se as equações de Newton e de Euler. Nesta secção, estamos a considerar que o referencial $\{B\}$ está assente sobre um ponto qualquer do veículo e não no seu centro de massa $\{G\}$, dado que se $\{G\}$ e $\{B\}$ forem coincidentes, será um caso particular das equações que se seguem. As equações de Newton e Euler, quando aplicadas ao centro de massa de um corpo rígido são da seguinte forma:

$$\begin{cases} (F_G)^I = m.(\dot{v}_G)^I \\ \frac{d}{dt}(L_G)^I = (N_G)^I \end{cases},$$
(A.8)

onde $(F_G)^I$ é a força total aplicada ao centro de massa do veículo, $(\dot{v}_G)^I$ a aceleração do centro de massa do veículo, $(L_G)^I$ o momento angular e $(N_G)^I$ o momento das forças exteriores, tudo expresso no referencial $\{I\}$. Quando a equação de *Euler* é aplicada a um ponto diferente do centro de massa ficamos com (referencial $\{B\}$ não coincidente com o referencial $\{G\}$), logo,

$$\frac{d}{dt}(L_B)^I = (N_B)^I + m\left((P_B)^I - (P_G)^I\right) \times \frac{d}{dt}(v_B)^I,$$
(A.9)

onde $(L_B)^I$ representa o momento angular aplicado no referencial $\{B\}$, $(N_B)^I$ o momento das forças exteriores aplicadas no referencial $\{B\}$, $(v_B)^I$ a velocidade da origem de $\{B\}$, $(P_B)^I$ a posição da origem de $\{B\}$ e $(P_G)^I$ a posição do centro de massa, tudo expresso no referencial $\{I\}$. Por manipulação algébrica obtém-se as equações que se seguem [1]:

$$\begin{cases} N = M_R \dot{\Omega} + M_{RT} \dot{U} + \Omega \times (M_{RT} U + M_R \Omega) + U \times (M_{TR} \Omega) \\ F = M_T \dot{U} + M_{TR} \dot{\Omega} + \Omega \times (M_{TR} \Omega + M_T U) \end{cases},$$
(A.10)

onde:

• $U = (v_B^I)^B = [u; v; w]^T$, velocidade linear da origem de $\{B\}$ calculada em $\{I\}$, expressa em $\{B\}$;

- $\Omega = (\omega_B^I)^B = [p;q;r]^T$, velocidade angular da origem de $\{B\}$ calculada em $\{I\}$, expressa em $\{B\}$;
- M_R = I_V, matriz dos efeitos inerciais de rotação devido à rotação, sendo I_V o tensor de inércia;
- $M_{RT} = m\left((P_G)^B \times\right)$, matriz dos efeitos inerciais de rotação devido à translação;
- $M_{TR} = -m \left((P_G)^B \times \right) = (M_{RT})^T$, matriz dos efeitos inerciais de translação devido à rotação;
- $N = (N_B)^B$, momento de força total aplicada no veículo expressa em $\{B\}$;
- $F = (N_B)^B$, força total aplicada no veículo expressa em $\{B\}$;

Definindo

$$\begin{cases} X = M_R - M_{RT} M_T^{-1} M_{TR} \\ Y = M_T - M_{TR} M_R^{-1} M_{RT} \end{cases},$$
(A.11)

obtém-se finalmente a equação dinâmica sob a forma de modelo de estado [1]:

$$\begin{cases} \dot{U} = Y^{-1} \left\{ F - M_{TR} M_R^{-1} \left[N - \Omega \times (M_R \Omega + M_{RT} U) - U \times (M_{TR} \Omega) \right] \\ -\Omega \times (M_T U + M_{TR} \Omega) \right\} \\ \dot{\Omega} = X^{-1} \left\{ N - M_{RT} M_T^{-1} \left[F - \Omega \times (M_T U + M_{TR} \Omega) \right] - \Omega \times (M_R \Omega + M_{RT} U) \\ -U \times (M_{TR} \Omega) \right\} \end{cases}$$
(A.12)

Modelo de estado da orientação

Para se representar a orientação do veículo, optou-se pela utilização da convenção de $\hat{a}ngulos \ de \ Euler \ Z-Y-X$, onde matriz de rotação está apresentada na equação (2.2). Desenvolvendo a equação da dinâmica da matriz de rotação (equação (2.3)), obtém-se a equação matricial

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sin\phi \sec\theta & \cos\phi \sec\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \dots$$
(A.13)

Esta equação corresponde à dinâmica da orientação do vector $\{B\}$ relativamente a $\{I\}$, estando representada sob a forma de modelo de estado. Notar que a matriz Q (matriz 3x3) apresenta singularidades quando $\theta = \pm \pi/2$. Existem outras representações que também poderiam ser utilizadas e que não apresentam singularidades, tais como, a integração da equação da dinâmica da matriz de rotação (equação (2.3), e o uso de quaterniões. A primeira, tem como principal desvantagem o grande número de equações que é necessário integrar, provocando desta forma uma aumento da ordem do sistema, e a integração discreta não garante que a matriz de rotação se mantenha unitária. Quanto aos quaterniões, apesar de estes não apresentarem singularidades, decidiu-se não os utilizar dado que o movimento que se pretende descrever com o veículo não implica passar pelas singularidades da matriz Q, e esta matriz permite descrever a orientação do veículo com um número mínimo de variáveis.

Modelo de estado da posição

A equação de estado para a posição da origem do referencial $\{B\}$, relativamente a $\{I\}$, é obtida através da integração da equação seguinte:

$$\frac{d}{dt} \left(P_{BORG} \right)^I = R_B^I U, \tag{A.14}$$

onde $R_B^I U$ corresponde à velocidade do veículo calculada em $\{I\}$, expressa em $\{I\}$.
Apêndice B

Método dos mínimos quadrados

O método dos mínimos quadrados é deduzido, por exemplo, para a seguinte equação:

$$y = ax + b, \tag{B.1}$$

onde $x \in y$ correspondem ao valor medido e real (ou vice-versa), enquanto que $a \in b$ são os parâmetros a estimar. Deste modo, para um conjunto de pontos (x_i, y_i) , obtemos a seguinte representação matricial:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & 1 \\ x_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ x_n & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \Leftrightarrow Y = AX.$$
(B.2)

Como o objectivo é minimizar Y - AX, definimos a seguinte funcional de custo:

$$J(\hat{X}) = \left\| Y - A\hat{X} \right\|^2 = \left(Y - A\hat{X} \right)^T \left(Y - A\hat{X} \right).$$
(B.3)

Fazendo $\frac{\partial J}{\partial \hat{X}} = 0$, obtém-se:

$$\frac{\partial}{\partial \hat{X}} \left(Y^T Y - Y^T A \hat{X} - \hat{X}^T A^T Y + \hat{X}^T A^T A \hat{X} \right) = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow -A^T Y - A^T Y + A^T A \hat{X} + A^T A \hat{X} = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow A^T A \hat{X} = A^T Y \Leftrightarrow \hat{X} = (A^T A)^{-1} A^T Y,$$

(B.4)

onde $\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{a}; \ \hat{b} \end{bmatrix}^T$.

Apêndice C Filtro de Kalman Discreto

Considere-se o modelo de estado discreto descrito pelas equações

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + w(k) \\ y(k) = C_d x(k) + v(k) \end{cases},$$
(C.1)

onde

- $x(k) = (n \times 1)$ vector de estado no instante t_k ;
- $A_d = (n \times n)$ matriz de transição que relaciona o estado x(k) com o estado x(k+1);
- $w(k) = (n \times 1)$ vector que se assume ser ruído branco com matriz de covariância conhecida;
- $y(k) = (m \times 1)$ saída ou observação do modelo de estado considerado no instante t_k ;
- $C_d = (m \times n)$ matriz que relaciona a observação e o vector de estado no instante t_k ;
- $v(k) = (m \times 1)$ erro na observação, que se assume ser ruído branco com matriz de covariância conhecida.

As matrizes de covariância dos vectores $w(k) \in v(k)$ são dados por

$$E[w(k)w(i)^{T}] = \begin{cases} Q & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases},$$
(C.2)

$$E[v(k)v(i)^{T}] = \begin{cases} R & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases},$$
(C.3)

$$E[w(k)v(i)^T] = 0 \quad \forall_{i,k}.$$
(C.4)

Segundo [6], assume-se uma estimativa inicial $\hat{x}^{-}(k)$, que se baseia em todo o conhecimento *a priori* do sistema no instante t_k . O erro de estimação é dado por

$$e^{-}(k) = x(k) - \hat{x}^{-}(k),$$
 (C.5)

e a matriz de covariância é igual a

$$P^{-}(k) = E[e^{-}(k)e^{-}(k)^{T}] = E[(x(k) - \hat{x}^{-}(k))(x(k) - \hat{x}^{-}(k))^{T}].$$
(C.6)

Através da observação do sistema y(k) e da estimativa $\hat{x}^{-}(k)$, obtém-se uma outra estimativa $\hat{x}(k)$ (a posteriori), através da relação linear

$$\hat{x}(k) = \hat{x}^{-}(k) + K(k) \left(y(k) - C_d \hat{x}^{-}(k) \right),$$
 (C.7)

sendo K(k) o vector de ganhos do filtro de Kalman discreto. A matriz de covariância do erro de estimação a posteriori é igual a

$$P(k) = E[e(k)e(k)^{T}] = E[(x(k) - \hat{x}(k))(x(k) - \hat{x}(k))^{T}].$$
 (C.8)

Substituindo a equação (C.7) na equação (C.8), e após algumas manipulações algébricas obtém-se [6]

$$P(k) = (I - K(k)C_d) P^{-}(k) (I - K(k)C_d)^{T} + K(k)RK^{T}(k).$$
(C.9)

A equação (C.9) é válida para quaisquer valores de K(k), sejam estes os ganhos óptimos (ganhos de Kalman) ou não. Os valores de K(k) que se desejam obter, são aqueles que minimizam os termos da diagonal principal de P(k), já que estes correspondem às variâncias do erro de estimação dos elementos do vector de estado que se deseja estimar. Assim sendo, os valores do vector K(k) obtêm-se da seguinte forma:

$$\frac{d\left(\sum diag\left(P(k)\right)\right)}{dK(k)} = 0,$$
(C.10)

onde $\sum diag(P(k))$ corresponde à soma dos erros quadráticos médios dos elementos do vector de estado. Desta forma, o vector K(k) fica [6]

$$K(k) = P^{-}(k)C_{d}^{T} \left(C_{d}P^{-}(k)C_{d}^{T} + R\right)^{-1}.$$
 (C.11)

Substituindo a equação (C.11) na equação (C.9), e através de algumas manipulações algébricas obtém-se

$$P(k) = (I - K(k)C_d) P^{-}(k).$$
(C.12)

Através da equação (C.1), o erro da estimativa $\hat{x}^{-}(k+1)$ fica igual a

$$e^{-}(k+1) = x(k+1) - \hat{x}^{-}(k+1) = A_d e(k) + w(k), \qquad (C.13)$$

e a matriz de covariância do erro $e^-(k+1)$

$$P^{-}(k+1) = E[e^{-}(k+1)e^{-T}(k+1)] = E[(A_{d}e(k) + w(k))(A_{d}e(k) + w(k))^{T}]$$

= $A_{d}P(k)A_{d}^{T} + Q$ (C.14)

Substituindo as equações (C.12) e (C.11) na equação (C.14) obtemos a equação de Riccati discreta:

$$P^{-}(k+1) = A_{d}P^{-}(k)A_{d}^{T} - AP^{-}(k)C_{d}^{T} \left(C_{d}P^{-}(k)C_{d}^{T} + R\right)^{-1}C_{d}P^{-}(k)A_{d}^{T} + Q. \quad (C.15)$$

A solução estacionária da equação de *Riccati*, corresponde a fazer $P^{-}(k+1) = P^{-}(k)$, originando desta forma a que os ganhos K(k) sejam constantes ao longo do tempo.

Apêndice D

Determinação do vector K para os filtros complementares unidimensionais

Neste apêndice apresentam-se os procedimentos efectuados para a determinação do ganhos dos filtros complementares. De notar que esta determinação foi efectuada através dos filtros unidimensionais apresentados nas Figuras 5.2 e 5.7, tendo o filtro de posição a particularidade de ser um filtro multi-ritmo.

Os ganhos dos filtro complementares são os ganhos do filtro de *Kalman* discreto, descrito no Apêndice C. Para cada um dos filtros escolheram-se dois vectores de ganhos diferentes, de modo a se obterem duas respostas diferentes dos filtros, uma mais rápida, o que corresponde a uma largura de banda mais elevada, e outra mais lenta, que corresponde a uma largura de banda mais elevada, e outra mais lenta, que corresponde a uma largura de banda mais elevada.

D.1 Filtro complementar unidimensional de atitude

Os valores dos ganhos K do filtro de atitude obtiveram-se da seguinte forma:

$$\begin{cases} R_1 = 4 \times 10^4 \\ Q_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} , \begin{cases} R_2 = 4 \times 10^4 \\ Q_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \end{cases}$$
(D.1)

resultando assim:

$$K_1 = \begin{bmatrix} 1.49 \times 10^{-2} \\ 4.96 \times 10^{-3} \end{bmatrix}, \quad K_2 = \begin{bmatrix} 6.69 \times 10^{-3} \\ 4.98 \times 10^{-4} \end{bmatrix}.$$
 (D.2)

Como se pode constatar, os valores de K_2 são inferiores aos valores de K_1 , resultado da diminuição do elemento da matriz Q relacionado com o segundo elemento do vector de estado $\hat{x'}(k)$, que corresponde à estimativa da polarização do sensor de velocidade angular, $\hat{\alpha}$ (ver Secção 5.1). Nas Figuras D.1 e D.2 apresentam-se os resultados do filtro complementar de atitude unidimensional com os ganhos K_1 (simulação 1) e K_2 (simulação 2), com $\alpha = 1^{\circ}/s$ e com f = 50Hz. Como se pode constatar, ambas as estimativas $\hat{\alpha}$ tendem para o valor desejado, ou seja, para o simétrico da polarização do sensor de velocidade angular, anulando-se assim eficazmente o erro de estimação da posição angular.



Figura D.1: Atitude: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2



Figura D.2: Polarização: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2

D.2 Filtro complementar unidimensional de posição

Os valores dos ganhos K do filtro de atitude obtiveram-se da seguinte forma:

$$\begin{cases} R_1 = 1 \times 10^4 \\ Q_1 = \begin{bmatrix} 200 & 0 & 0 \\ 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 50 \end{bmatrix}, \begin{cases} R_2 = 1 \times 10^4 \\ Q_2 = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$
(D.3)

resultando assim:

$$K_{1} = \begin{bmatrix} 8.59 \times 10^{-1} \\ 5.98 \times 10^{-1} \\ 1.88 \times 10^{-1} \end{bmatrix}, \quad K_{2} = \begin{bmatrix} 5.29 \times 10^{-1} \\ 1.94 \times 10^{-1} \\ 3.43 \times 10^{-2} \end{bmatrix}.$$
 (D.4)

Como $Q_1/R_1 > Q_2/R_2$, significa que o tempo de estabelecimento do filtro quando se utilizam os ganhos K_1 é inferior ao tempo de estabelecimento do filtro no caso de se utilizarem os ganhos K_2 . Nas Figuras D.3 e D.4 apresentam-se os resultados do filtro complementar de posição unidimensional multi-ritmo, com os ganhos K_1 (simulação 1) e K_2 (simulação 2), onde f = 50Hz e com a entrada do sensor de posição a 1Hz, e $\alpha = 0.1m/s^2$. Como se pode constatar, ambas as estimativas $\hat{\alpha}$ tendem para o valor desejado, ou seja, para o simétrico da polarização do sensor de aceleração, anulando-se assim eficazmente o erro de estimação da posição.



Figura D.3: Posição: esq- Simulação 1; dir- Simulação 2



Figura D.4: Polarização: esq
- Simulação 1; dir
- Simulação 2

Apêndice E

Modelo Simulink do Veículo+Sensores



Figura E.1: Modelo Simulink do Veículo+Sensores

Neste Apêndice é descrito o funcionamento do modelo desenvolvido em *Simulink* do veículo e do conjunto de sensores. O objectivo deste modelo é gerar valores realistas do comportamento de um veículo no espaço 3D, bem como dos sensores instalados a bordo, por forma a que se testar os sistemas de navegação desenvolvidos.

E.1 Inicialização de variáveis

Antes de se iniciar qualquer simulação do movimento do veículo no espaço, é necessário inicializar um conjunto de variáveis. Para isso, é necessário fazer um *double click* no bloco **Inicialização das variáveis do veículo**, originando o aparecimento do menu apresentado na Figura E.2, menu este onde se encontram os parâmetros do veículo apresentados no Apêndice A.



Figura E.2: Menu inicialização variáveis do veículo

Para além das variáveis do veículo, é necessário introduzir uma matriz de forças, forças essas que correspondem às forças originadas pelos seis propulsores instalados no veículo (ver Apêndice A) e um vector de tempo, cujos elementos correspondem aos instantes de tempo onde ocorrem as forças. De referir que a matriz das forças (*Fin*) tem 6 colunas, uma para cada propulsor, e tem o mesmo número de linhas do vector de tempo. Exemplo:

$$t = \begin{bmatrix} 0\\2\\6\\20\\60 \end{bmatrix} ; Fin = \begin{bmatrix} 5 & -5 & 0 & 0 & 0 & 0\\3 & 2 & -4 & 10 & 5 & 6\\0 & 0 & 3 & 3 & 0 & 4\\5 & 5 & 0 & 0 & 4 & 7\\0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A matriz Fin e o vector t devem ser introduzidos na prompt do Matlab.

E.2 Modelo do veículo



Figura E.3: Modelo Simulink do Veículo

O modelo do veículo desenvolvido em *Simulink*, apresentado na Figura E.3, é constituído pelas equações da dinâmica e cinemática do corpo rígido descritas no Apêndice A.2 (equações (A.12), (A.13) e (A.14)), bem como pelas equações das forças e momentos aplicados ao veículo, descritas no Apêndice A.1 (equações (A.5), (A.6) e (A.7)). Para se definir os coeficientes de atrito à qual o veículo está sujeito, deve-se fazer um *double click* sobre o bloco **Atritos**, aparecendo de seguida o menu da Figura E.4.

os (mask)			
cientes de atrito de	velodidade lin	ear e angular.	
meters			
Atrito Velocidade Lir	hear		
2			
Atrito Velocidade Ar	ngular		
4			
2 Atrito Velocidade Ar 4	ngular		

Figura E.4: Definição dos coeficientes de atrito

As equações (A.12), (A.13) e (A.14), foram implementadas nos blocos **Dinâmica do** corpo rígido e **Posição & Orientação** (Figuras E.5 e E.6).



Figura E.5: Bloco Dinâmica do corpo rígido



Figura E.6: Bloco Posição & Orientação

De referir, que não foi implementado o efeito do peso no cálculo das forças aplicadas ao veículo, tal como tinha sido apresentado no Apêndice A. Caso estivesse presente o efeito da gravidade, para se executar uma determinada trajectória, seria necessário anular o efeito da gravidade através das forças que se aplicam nos propulsores. Assim pode-se considerar que as forças aplicadas nos propulsores são aquelas que originam o movimento do veículo, e existem outros propulsores virtuais que anulam o efeito da gravidade.

E.3 Modelo dos sensores



Figura E.7: Modelo Simulink dos Sensores

O modelo dos sensores desenvolvido em *Simulink* apresenta-se na Figura E.7. São quatro os sensores que se encontram instalados a bordo do veículo, sensores estes que se encontram descritos no Capítulo 3.

Para simular o ruído dos sensores utilizou-se o bloco de *Simulink Random Number*, que corresponde a um sinal aleatório com uma distribuição normal. As variâncias dos sinais de ruído encontram-se descritos na Tabela E.1.

Sensor	σ^2
Acelerómetro	$0.005 \ m/s^2$
Giroscópio	$0.2 ^{\mathrm{o}}/s$
Magnetómetro	
GPS	0.1 m

Tabela E.1: Ruído dos sensores

Os blocos de *Simulink* implementados para cada um dos blocos encontram-se representados na Figura E.8.



Figura E.8: Modelo Simulink dos Sensores

Apêndice F

Ligação entre o Matlab e o DSP

Neste Apêndice é descrita a ligação que se estabeleceu entre o *Matlab* e o DSP. Esta ligação tem por objectivo testar os algoritmos implementados no DSP antes de este ser colocado na placa de interface PCMCIA do sistema de navegação, por forma a se poder detectar e corrigir erros de implementação.

O Bulletdsp vem acompanhado de um CD de instalação que contém *drivers* que permitem o seu funcionamento em ambiente *Windows*. O DSP para funcionar necessita de uma aplicação em *Windows* (programa anfitrião) que esteja a ser executada em paralelo com este, tendo esta aplicação as seguintes funcionalidades:

- inicializar o DSP;
- carregar na RAM do DSP o programa executável;
- iniciar a execução do programa do DSP;
- enviar os dados que o DSP irá processar;
- receber os resultados do DSP;
- terminar a execução do programa do DSP.

As funções do DSP utilizadas que permitem ao programa anfitrião controlar e comunicar com o DSP são as seguintes (retirado de [24]):

• **DspInit**: inicializa o DSP. Deve ser chamada antes do que qualquer outra função e só deve ser chamada uma vez.

- **FdspOpen**: deve ser a primeira função a ser chamada com o prefixo *Fdsp*, e tem por objectivo abrir o dispositivo em questão.
- FdspClose: fecha o dispositivo aberto pela função FdspOpen.
- **FdspDlExec**: faz o *download* de um programa executável do programa anfitrião para a RAM do DSP.
- FdspRun: inicia a execução do programa executável no DSP.
- FdspHalt: pára a execução do programa do DSP.
- FdspBoardType: devolve o tipo de DSP que se encontra ligado ao PC.
- FdspDlA32b: faz o download de um array do programa anfitrião para o DSP.
- FdspUpA32b: faz o *upload* de um *array* do DSP para o programa anfitrião.
- FdspDlI32b: faz o download de uma variável do programa anfitrião para o DSP.
- FdspUpI32b: faz o upload de uma variável do DSP para o programa anfitrião.
- DspErrMsg: devolve uma mensagem de erro.
- FfindLabelName: devolve o endereço de memória de uma variável global do DSP, por forma a que o programa anfitrião tenha acesso a esta mesma variável.

Todas estas funções encontram-se na biblioteca d32util.lib.

O sincronismo entre o DSP e o programa anfitrião é obtido através do uso de uma variável global do programa a correr DSP (flag), variável esta que o programa anfitrião tem igualmente acesso. O mesmo sucede com os dados e resultados, que são transferidos de uma aplicação para outra através de uma variável global (DspIO).

Por forma a se poder efectuar a ligação do DSP ao *Matlab*, é necessário que a função de *Matlab* em causa consiga comunicar com o programa anfitrião que funciona em paralelo com o DSP. Para esse efeito, utiliza-se uma zona de memória partilhada, que é sincronizada através do uso de dois semáforos, como é ilustrado na Figura F.1:



Figura F.1: Esquema da memória partilhada

As funções que permitem criar e utilizar uma zona de memória partilhada e os dois semáforos são as seguintes:

- CreateFileMapping: cria ou abre uma zona de memória partilhada.
- **MapViewOfFile**: mapeia a zona de memória partilhada no espaço de endereçamento do processo activo.
- UnmapViewOfFile: retira um mapeamento de zona de memória partilhada do espaço de endereçamento do processo activo.
- CreateSemaphore: cria ou abre um semáforo.
- ReleaseSemaphore: incrementa o contador do semáforo de um determinado valor.
- WaitForSingleObject: fica preso no semáforo até que este seja liberto por um sinal enviado pela função ReleaseSemaphore.

O funcionamento da ligação entre o *Matlab* e o DSP é descrito através dos fluxogramas apresentados na Figura F.2.

Para se ligar o DSP ao Matlab, é necessário utilizar três compiladores diferentes:

- Microsoft Visual C++ 6.0: para gerar o programa anfitrião.
- Texas Instrument C3X Code Composer 4.10.36: para gerar o executável a enviar para o DSP.
- Matlab C-Mex: para gerar a *dll* necessária para o *Matlab*.



Figura F.2: Fluxogramas: esquerda - função do *Matlab*; centro - programa anfitrião; direita - programa do DSP

Apêndice G

Calibração dos sensores

Neste apêndice são apresentados os procedimentos de calibração efectuados por forma a se calibrar os sensores do sistema de navegação.

G.1 Calibração dos giroscópios

Por forma a se poder calibrar os três giroscópios, utiliza-se a plataforma de calibração da Figura G.1.



Figura G.1: Plataforma de calibração dos giroscópios: Mesa + Motor

O motor usado é o modelo RHS-20-6012-TEO50AL-SP da Harmonic Drive Systems Inc., motor de 123W com um binário nominal de 20Nm e uma velocidade nominal de

60*rpm*. Este motor tem uma caixa de redução com uma relação igual a 50, tendo acopolado ao veio do motor um *encoder* óptico com uma resolução de 500 impulsos por revolução do motor. Desta forma, obtemos

$$f_{mesa} = \frac{f_{encoder}}{25000} \Leftrightarrow \omega_{mesa} = \frac{2\pi f_{encoder}}{25000}.$$
 (G.1)

Com esta plataforma de calibração obtém-se uma medida com boa precisão da velocidade angular segundo um determinado eixo de rotação. Assim, para se calibrar os três giroscópios, é necessário colocar a caixa dos sensores em três posições diferentes, por forma a alinhar o eixo de rotação do motor com o eixo de medida de cada um dos giroscópios.

Os giroscópios têm uma característica linear, logo verifica-se a relação

$$\tilde{\omega}_{[rad.s^{-1}]} = a\tilde{\omega}_{v_{[V]}} + b. \tag{G.2}$$

Por forma a se obterem as constantes $a \in b$, utiliza-se o método do mínimos quadrados, descrito no Apêndice B. Assim, amostra-se o giroscópio cujo eixo se encontra coincidente com o eixo de rotação do motor em vários pontos de funcionamento. O teste efectuado com o giroscópio ω_z encontra-se na Figura G.2.



Figura G.2: Teste efectuado com o giroscópio ω_z

Após realizados os testes dos três giroscópios, calculam-se os valores médios de cada um dos patamares e relacionam-se com os valores lidos através de um frequencímetro ligado ao *encoder* óptico. Os resultados obtidos foram os seguintes:

$$\begin{cases} a_x \approx 0.8877 \ rad.s^{-1}.V^{-1} \\ b_x \approx -2.1854 \ rad.s^{-1} \end{cases}, \begin{cases} a_y \approx 0.8871 \ rad.s^{-1}.V^{-1} \\ b_y \approx -2.1882 \ rad.s^{-1} \end{cases}, \begin{cases} a_z \approx 0.8879 \ rad.s^{-1}.V^{-1} \\ b_z \approx -2.1865 \ rad.s^{-1} \\ (G.3) \end{cases}$$

Como a tensão de saída dos giroscópios está compreendida no intervalo [0; 5]V, implica que:

$$\begin{cases} -2.1854 \leq \tilde{\omega}_x \leq 2.2531 \quad rad.s^{-1} \\ -2.1882 \leq \tilde{\omega}_y \leq 2.2473 \quad rad.s^{-1} \\ -2.1865 \leq \tilde{\omega}_z \leq 2.2530 \quad rad.s^{-1} \end{cases}$$
(G.4)

Quanto ao ruído presente nos giroscópios, tem uma variância igual a

$$\begin{cases} \sigma_x^2 \approx 7.01 \times 10^{-5} \ rad.s^{-1} \\ \sigma_y^2 \approx 6.56 \times 10^{-5} \ rad.s^{-1} \\ \sigma_z^2 \approx 6.77 \times 10^{-5} \ rad.s^{-1} \end{cases}$$
(G.5)

G.2 Calibração do acelerómetro

A calibração do acelerómetro é efectuada através da projecção do vector de aceleração gravítica nos três eixos do acelerómetro. O método de calibração utilizado consiste em expor cada um dos eixos do acelerómetro a -1G e a 1G, medindo em cada uma das situações a tensão aos terminais desse mesmo eixo do acelerómetro. Assim, calculando a média e o diferencial das medidas de tensão, obtém-se respectivamente o valor de zero-G voltage e o valor da sensibilidade em Volt/G:

$$\begin{cases} z_{G_{[V]}} = \frac{V_{max} + V_{min}}{2} \\ S_{[V/G]} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2} \end{cases}$$
(G.6)

O acelerómetro tem uma característica linear, logo verifica a relação

$$\tilde{a}_{[V]} = S_{[V/G]}\tilde{a}_{[G]} + z_{G_{[V]}} \Leftrightarrow \tilde{a}_{[G]} = \frac{1}{S_{[V/G]}}\tilde{a}_{[V]} - \frac{z_{G_{[V]}}}{S_{[V/G]}}.$$
(G.7)

Por forma a alinhar cada um dos eixos do acelerómetro com 1G e com -1G utiliza-se um nível de bolha com uma precisão de 1mm/m, permitindo assim anular ângulos de *Pitch* e de *Roll*. Os resultados obtidos foram os seguintes:

$$\begin{cases} S_x \approx 0.7914 \ V/G \\ z_{G_x} \approx 2.5270 \ V \end{cases} \begin{cases} S_y \approx 0.8347 \ V/G \\ z_{G_y} \approx 2.5124 \ V \end{cases} \begin{cases} S_z \approx 0.8192 \ V/G \\ z_{G_z} \approx 2.4880 \ V \end{cases} .$$
(G.8)

Na Figura G.3 encontra-se representado um teste de validação da calibração efectuada, onde se pode verificar que a calibração foi bem sucedida, havendo uma variação do módulo do vector gravítico inferior a 2%.



Figura G.3: Teste efectuado com o acelerómetro

Como a tensão de saída do acelerómetro está compreendida no intervalo [0; 5]V, implica que:

$$\begin{cases}
-3.1931 \le \tilde{a}_x \le 3.1248 \quad G \\
-3.0099 \le \tilde{a}_y \le 2.9802 \quad G \\
-3.0371 \le \tilde{a}_z \le 3.0664 \quad G
\end{cases}$$
(G.9)

O acelerómetro apresenta, além de ruído branco, um ruído electrónico que tem a forma de um pente de *diracs*, tal como se pode verificar na Figura G.4 (resultado de uma amostragem com f = 50Hz). Nessa mesma Figura encontra-se igualmente o resultado da *fft* realizada a cada uma das medidas do acelerómetro, verificando-se a existência de picos indesejados.

Apesar disso, a variância do acelerómetro é igual a:

$$\begin{cases} \sigma_x^2 \approx 5.1 \times 10^{-3} \ m/s^2 \\ \sigma_y^2 \approx 5.6 \times 10^{-3} \ m/s^2 \\ \sigma_z^2 \approx 4.8 \times 10^{-3} \ m/s^2 \end{cases}$$
(G.10)



Figura G.4: ruído do acelerómetro

G.3 Calibração do GPS

A calibração do GPS consiste em determinar a posição inicial do sistema de navegação, por forma a se obter as coordenadas (x, y, z) do mesmo expresso no referencial inercial. Para isso, calcula-se a posição média fornecida pelo GPS.

O receptor de GPS fornece as medidas de latitude e longitude em mas, e a altitude em cm. Assim, latitude e longitude do sistema de navegação expressa em graus fica

$$\begin{cases} latitude_{[\circ]} = \frac{latitude_{[mas]}}{36 \times 10^5} \\ longitude_{[\circ]} = \frac{longitude_{[mas]}}{36 \times 10^5} \end{cases}.$$
(G.11)

Por forma a se obter o valor das coordenadas (x, y, z) da origem do referencial $\{B\}$ quando este se desloca no espaço, assume-se que a Terra é aproximada a um plano. Desta forma obtemos:

$$\begin{aligned} x_{[m]} &= (latitude_{[\circ]} - latitude_{ini[\circ]}) \times 60 \times 1852 \\ y_{[m]} &= (longitude_{[\circ]} - longitude_{ini[\circ]}) \times 60 \times 1852 \times \cos\left(latitude_{[\circ]} \times \frac{\pi}{180^{\circ}}\right) , \quad (G.12) \\ z_{[m]} &= -(altitude_{[cm]} - altitude_{ini[cm]}) \times 0.01 \end{aligned}$$

sendo 1 grau igual a 60 minuto e 1 milha náutica igual a 1852 metro/minuto.

G.4 Calibração do Magnetómetro

A calibração é realizada em duas fases, na primeira a unidade de navegação é colocada alinhada com o plano xoy do referencial $\{I\}$ e rodada em torno do eixo z por forma a calibrar os eixos $x \in y$ do magnetómetro. Na segunda fase a unidade de navegação é colocada na vertical, ou seja alinhada com o plano xoz do referencial $\{I\}$ e rodada segundo o eixo z do mesmo referencial, obtendo-se assim a calibração para o eixo zdo magnetómetro e um novo valor de calibração para o eixo x. Por forma a fixar a unidade de navegação utiliza-se uma tripé em alumínio, dado que este material não possui propriedades magnéticas.

Para se obter a medida real do campo magnético terrestre, inicia-se a calibração alinhando o eixo x da unidade de navegação com o Norte magnético com a utilização de um compasso. Durante a calibração, a medida real é obtida pela integração do giroscópio segundo o eixo de rotação. Estes valores são depois compensados com o valor de declinação e inclinação magnética. Desta forma o vector magnético terrestre é unitário.

As constantes de distorção magnética e de desvio magnético são obtidas utilizando o método dos mínimos quadrados, descrito no Apêndice B, sobre os valores obtidos.

Apresentam-se de seguida os resultados das duas experiências realizadas, respectivamente no plano *xoy* (experiência 1) e no plano *xoz* (experiência 2).



Figura G.5: Magnetómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2

Os valores obtidos para a correcção da distorção magnética são:

$$\begin{cases} \alpha_x \approx 1.805V \\ k_x \approx 0.018V \end{cases} \begin{cases} \alpha_y \approx 1.828V \\ k_y \approx -0.117V \end{cases} \begin{cases} \alpha_z \approx 1.761V \\ k_z \approx -0.077V \end{cases}$$
(G.13)



Figura G.6: Integração do giroscópio: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura G.7: Planos do magnetómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2

Quanto ao ruído no presente nos magnetómetros, tem uma variância igual a:

$$\begin{aligned}
\sigma_x^2 &\approx 2.823 \times 10^{-3}V \\
\sigma_y^2 &\approx 2.392 \times 10^{-3}V \\
\sigma_z^2 &\approx 1.769 \times 10^{-3}V
\end{aligned}$$
(G.14)

Apêndice H

Hardware

Neste apêndice descreve-se de uma forma geral as características do *hardware* utilizado para o desenvolvimento da unidade de navegação. De igual forma, nos casos em que tal se revele importante, descreve-se algumas das opções de configuração do *hardware*.

H.1 Placa MC-XAS3



Figura H.1: Placa MC-XAS3 (extraído de [20])

A placa MCXAS3 é uma placa microcontroladora equipada com CAN 2.0 desenhada para ser utilizada em arquitecturas distribuídas de tempo real, onde o tamanho e o consumo energético são de extrema importância. A placa foi desenvolvida a partir do microcontrolador *Philips* PXAS3, que é um microcontrolador de 16 *bit* de alta performance, membro da *eXtended Architecture* que é uma extensão do núcleo do 8051. A placa possui igualmente dois controladores de CAN, *Intel* 82527, que tornam possível a ligação entre duas redes de CAN *Bus*. Esta placa é o núcleo de um sistema empilhado de acordo com o descrito anteriormente, sendo igualmente denominada de MCU.

As especificações técnicas mais importantes são:

- Um Microcontrolador de 16 bit Philips PXAS3.
- Dois Controladores de CAN Intel 82527.
- Até 512 *Kbyte* de memória *Flash*.
- Até 1 *Mbyte* de memória RAM estática.
- Uma XPLA *Philips/Xilinxs* PZ5128.
- Até 15 *Mbyte* de memória mapeada para periféricos.
- Compatibilidade com dispositivos de 8 *bit*.

Na Figura H.2 apresenta-se o diagrama de blocos da placa.



Figura H.2: Diagrama de blocos da Placa MC-XAS3 (extraído de [20])

Todos os periféricos são mapeados na memória de dados. A descodificação dos endereços para efeitos de mapeamento é realizada por uma PLA da *Philips/Xilinx*.

A Figura H.3 descreve o mapa de memória da placa respectivamente para memória de dados e memória de programa.



Figura H.3: Mapa de memória da Placa MC-XAS3 (extraído de [20])

Os espaços de memória destinados para a RAM e para a *Flash*, diferem de acordo com o tipo de acesso gerado (dados ou programa), por forma a que os programas sejam colocados no início da memória de programa e os dados sejam sejam colocados no início do espaço de memória de dados. De qualquer forma, é possível aceder à RAM no espaço de memória de programa, permitindo que programas corram a partir da RAM, assim como é possível aceder à *Flash* no espaço de memória de dados, permitindo que programas escrevem nesta memória não-volátil.

Para mais informações sobre a placa, consultar [20].

H.2 Placa de interface PCMCIA

A placa de interface PCMCIA foi desenhada por forma a trazer, a arquitecturas de *hardware* baseadas na placa MCXAS3, um barramento de interface *standard* que permitisse a utilização de todo um conjunto de dispositivos desenvolvidos para o barramento PCMCIA. Esta placa gera ciclos de acesso PCMCIA, adaptando a duração dos ciclos do MCU à do ciclo PCMCIA, e expande o espaço de endereçamento do MCU, permitindo o acesso aos três espaços de 64 *Mbyte* definidos no *standard* PCMCIA. As características técnicas mais importantes são:

- Suporta placas PCMCIA do tipo I,II e III.
- Suporta placas do tipo Memória e Memória + I/O.



Figura H.4: Placa de interface PCMCIA (extraído de [20])

- Suporta placas que funcionem à mesma tensão do barramento do MCU.
- Permite que várias placas de interface possam estar ligadas simultaneamente no barramento do MCU.

A placa de interface PCMCIA versão 2.X foi desenvolvida à volta de dois circuitos CPLD (U1 e U2) que são responsáveis pela descodificação e o interface de barramento enquanto os circuitos U4 e U5 fornecem a isolação eléctrica das linhas PCMCIA de dados. Na figura H.5 apresenta-se o diagrama de blocos da placa.



Figura H.5: Diagrama de blocos da Placa de interface PCMCIA (extraído de [20])

A placa de interface PCMCIA foi desenhada para permitir que várias placas do mesmo tipo pudessem ser ligadas simultaneamente no barramento MCU. Para distinguir as placas existe um *jumper* (JP1) na placa, que atribui uma identificação, denominada de CARDID, de 3 *bit* a cada placa.

O JP3 na placa de interface permite escolher qual a interrupção gerada no MCU como resposta a um pedido do interface. A selecção é realizada de acordo com a Tabela H.1.

Jumper JP3	Interrupção
D	INT1
2	IRQ2
3	IRQ3
4	IRQ4
5	IRQ5
6	IRQ6
7	IRQ7

Tabela H.1: Interrupção seleccionada por JP3

Os IRQ2 até IRQ7 encontram-se multiplexados na linha INT 0 do MCU.

Cada placa de interface utiliza dois espaços de endereçamento mapeados no espaço de memória de dados do MCU. O primeiro é a tabela de configuração da placa, tem um tamanho de 16 *byte*, é composto por registos de configuração e de estado, e o seu endereço base é calculado da seguinte forma:

CONFIG_BASE=6DFC00h+CARDID×10h

O segundo espaço de endereçamento é a zona utilizada para aceder ao dispositivo ligado ao barramento PCMCIA, tem um tamanho variável de acordo como o tamanho de página seleccionado, e o seu endereço base é calculado da seguinte forma:

$\label{eq:pcmcia_base} \ensuremath{\mathsf{PCMCIA_BASE}} = 800000 \ensuremath{\mathsf{h}} + \ensuremath{\mathsf{CARDID}} \times 100000 \ensuremath{\mathsf{h}}$

O mapa de memória de cada interface PCMCIA no MCU está descrito na Figura H.6.



Figura H.6: Mapa de memória da Placa de interface PCMCIA (extraído de [20])

O espaço de memória onde os dispositivos ligados ao barramento PCMCIA são acedidos está dividido em quatro páginas. A dimensão de cada página é definida no registo de configuração e pode ser de 256 *Kbyte*, 512 *Kbyte*, 1 *Mbyte* ou 2 *Mbyte*. O endereço base de cada página é calculado da seguinte forma:

$PAGE_BASE(n) = PCMCIA_BASE + PageSize \times n$

Onde n representa o número da página, que varia entre 0 e 3.

Na configuração dos espaços de memória é necessário particular atenção quando diversas placas de interface se encontram ligadas simultaneamente, de modo a que páginas de memória de diferentes placas não se sobreponham. Como descrito na Figura H.7 existem diversas combinações de tamanhos de páginas que resultam em atribuição de espaços de memória válida. Este facto é relevante já que diferentes dispositivos PCMCIA podem requerer a atribuição de diferentes tamanhos de espaços de memória por parte do MCU.



Figura H.7: Configurações possíveis de paginação de memória para diferentes interfaces PCMCIA(extraído de [20])

O registo de configuração que permite configurar alguns parâmetros de um interface PCMCIA, tem a estrutura descrita na Figura H.8 e está localizado no endereço CON-FIG_BASE+0Ah.



Figura H.8: Descrição do registo de configuração (extraído de [20])

Os bits deste registo estão descritos na Tabela H.2.

Bits	Descrição
PS	Page size
CT	Card type
R	PCMCIA Reset
AT	Access time
IE	Interrupt enable

Tabela H.2: Descrição dos bits do registo de configuração

Os *bits* PS definem o tamanho de cada página de memória utilizada para aceder ao dispositivo PCMCIA, de acordo com a Tabela H.3:

Bits PS	Tamanho de Página
00	256 Kbyte
01	512 Kbyte
10	1 Mbyte
11	2 Mbyte

Tabela H.3: Configuração dos bits PS

O *bit* R quando activo coloca o dispositivo no barramento PCMCIA no estado de *reset*. A Tabela H.4 realiza a descrição do referido *bit*.

$Bit \ R$	Estado do dispositivo PCMCIA
0	Normal
1	Reset

Tabela H.4: Configuração do bit R

O *bit* CT selecciona o tipo de dispositivo introduzido no barramento PCMCIA. As opções são Memória e Memória+I/O como descrito na Tabela H.5.

$Bit \ CT$	Tipo de placa PCMCIA
0	Memória
1	Memória + I/O

Tabela H.5: Configuração do bit CT

Os *bits* AT definem o tempo dos ciclos de acesso de memória no barramento PCMCIA. A Tabela H.6 mostra os tempos de acesso definidos pela especificação PCMCIA e os tempos de acesso real. Estes tempos diferem porque o tempo de acesso real tem que ser múltiplo do período de relógio do MCU.

O *bit* IE define se o dispositivo introduzido no barramento PCMCIA pode gerar interrupções no MCU, tal como descrito Tabela H.7.

Bits AT	Tempo de acesso necessário	Tempo de acesso real
000	100 ns	102 ns
001	150 ns	$170 \mathrm{ns}$
010	200 ns	203 ns
011	250 ns	271 ns
100	600 ns	610 ns

Tabela H.6: Configuração dos bits AT

Bit IE	Função	
0	Interrupções não geradas	
1	Interrupções geradas	

Tabela H.7: Configuração do bit IE

Cada página de memória possui, igualmente, um registo de configuração que está localizado no endereço:

$REG_ADDR(n) = CONF_BASE + n \times 2$

Onde n é o número da página e que varia entre 0 e 3.

A estrutura de cada registo de configuração de página está descrita na Figura H.9.



Figura H.9: Descrição do registo de configuração de uma página de memória (extraído de [20])

Os *bits* AM definem qual o espaço de endereçamento do dispositivo acedido pela página. Sendo este escolhido da forma descrita na Tabela H.8.

Bits AM	Espaço de endereçamento
00	Memoria
01	Configuração
10	I/O
11	Reservado

Tabela H.8: Configuração dos bits AM

Os *bits* BS seleccionam o tamanho do barramento PCMCIA de acordo com a Tabela H.9.

Bit BS	Tamanho do acesso
0	16 bit
1	8 bit

Tabela H.9: Configuração do bit BS

No modo de acesso de 8 bit só os endereços ímpares é que são considerados.

O barramento PCMCIA tem 26 linhas de endereçamento, que podem endereçar um espaço de memória de 64 *Mbyte*. Por outro lado, o barramento MCU apenas possui 23 linhas de endereçamento que podem endereçar um espaço de memória de 16 *MByte*. Devido à diferença de número de linhas de endereçamento e ainda de nem todas as linhas do barramento MCU serem utilizadas para endereçar um dispositivo no barramento PCM-CIA é necessário definir os restantes *bits* para formar um endereço PCMCIA de 26 *bit*. Isto é realizado pelos *bits* EA de acordo com a Tabela H.10.

Bits PS	Bits EA utilizados	Tamanho de Pagina
00	25-18	256 Kbyte
01	25-19	512 Kbyte
10	25-20	1 Mbyte
11	25-21	2 Mbyte

Tabela H.10: Bits EA utilizados

Para mais informações sobre a placa de interface PCMCIA consultar, [20].

H.3 Placa PWROPTO485



Figura H.10: Placa PWROPTO485 (extraído de [20])

A placa PWROPTO485 foi desenhada por forma a disponibilizar, a arquitecturas de hardware baseadas na placa MCXAS3, um conjunto de funcionalidades acrescidas de alimentação, de RS-485 e de comunicação CAN. A placa ao ser introduzida numa pilha de placas da referida arquitectura, fornece directamente $+5V e \pm 12V$ a essa mesma pilha. De igual forma possui um conector que permite o fornecimento das referidas tensões a equipamentos externos. Todas as tensões são geradas nesta placa a partir de uma única alimentação externa que pode variar entre 9V e 36V. A placa complementa o circuito CAN bus existente na placa MC-XAS3 fornecendo acoplamento óptico e terminação de barramento para as linhas de CAN. A placa também inclui dois half-duplex transceivers RS485 isolados opticamente, que podem ser configurados para fornecer comunicação half-duplex ou full-duplex pelos dois interfaces série existentes na placa MC-XAS3. A placa também tem dois conectores IDC onde se encontra disponível o porto 4 do Philips XA-S3.

As especificações técnicas mais importantes são:

- Fornece +5V, $\pm 12V$ desacoplado de uma única fonte de alimentação de tensão.
- Tensão de alimentação entre 9V e 36V.
- Isolação óptica de CAN *bus*.
- Terminação de CAN *bus*.
- 1 Philips 82C250 CAN bus transceiver que permite a ligação até 110 nós.
- Ligação de I/O digital paralelo ao MCU bus
- Comunicação RS-485 full-duplex por um canal, ou half-duplex por dois canais.

Na Figura H.11 apresenta-se o diagrama de blocos da placa PWROPTO485.



Figura H.11: Diagrama de blocos da Placa PWROPTO485 (extraído de [20])

Para mais informações sobre a placa PWROPTO485 consultar [20].

H.4 Placa GPSIF

A placa GPSIF foi desenhada por forma a disponibilizar a arquitecturas de *hardware* baseadas na placa MCXAS3, medidas de GPS (*Global Positioning System*) compatíveis com o barramento do MCU. Deste modo, a placa GPSIF realiza o interface entre uma placa de recepção de GPS da *Motorola* de 3V e o barramento MCU. Mais especificamente converte os sinais série de 3V da placa de GPS para sinais de 5V e converte sinais série de 5V do barramento MCU para sinais de 3V. A placa GPSIF também fornece a alimentação de 3V à placa de GPS.

As características técnicas mais importantes são:

- Realiza o interface entre o modelo M12 e compatíveis do receptor de GPS OEM da *Motorola* e o MCU ou um dispositivo externo via RS-232.
- Fornece o GPS Pulse Per Second(PPS) ao MCU ou a um dispositivo externo.



Figura H.12: Placa GPSIF (extraído de [20])

- Possui um conversor interno DC/DC de 5V para 3V.
- Permite a selecção da tensão de alimentação da antena de GPS (3V ou 5V).

Na Figura H.13 apresenta-se o diagrama de blocos da placa GPSIF.



Figura H.13: Diagrama de blocos da Placa GPSIF (extraído de [20])

Para mais informações sobre a placa GPSIF consultar [20].

H.5 Conversor AD PCM-DAS16S/16

A Pc Card tipo II PCM-DAS16S/16 é um conversor analógico-digital (AD) bipolar de 16 bits com 16 canais de entrada (single ended). A conversão AD é realizada em 10 μ s, velocidade esta que se mantém em todas as condições e em todas as frequências de aquisição. O que varia com a frequência de aquisição, é o tempo entre duas conversões consecutivas, desta forma, a frequência máxima de funcionamento deste conversor AD é de 100 KHz. Este AD apresenta várias escalas de funcionamento programáveis bipolares e possui timers programáveis, que têm como objectivo gerar sinais de disparo e interrupções. Sempre que é efectuada uma conversão, o resultado dessa conversão é colocado num FIFO, que funciona como buffer entre o circuito AD e o barramento PCMCIA. Este FIFO armazena até 512 amostras.

O interface com esta placa é efectuado através dos registos de I/O e de configuração. O mapa de registos desta placa encontra-se resumido nas Tabelas H.11 e H.12.

Registos	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
COR	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х
	SRES	IREQ	Х	Х	Х	Х	Х	Х
CCSR	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х
	Х	Х	Х	CISD	Х	PWDN	INTR	Х

Tabela H.11: Registos de configuração

				0	0	1		
Registos	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Base+0	AD15	AD14	AD13	AD12	AD11	AD10	AD9	AD8
	AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0
Base+2	DIO7	DIO6	DIO5	DIO4	DIO3	DIO2	DIO1	DIO0
	CH8H	CH4H	CH2H	CH1H	CH8L	CH4L	CH2L	CH1L
Base+4	INTE	INT4	INT2	INT1	Х	OVR	TS1	TS0
	EOC	U/B	Х	INTB	MA3	MA2	MA1	MA0
Base+6	CRDY	BME	GC	OC	G3	G2	G1	G0
	UDIR	LDIR	PWRD	Х	FFNE	CLK1	CTR0	TRG0
Base+8	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х
	CTR07	CTR06	CTR05	CTR04	CTR03	CTR02	CTR01	CTR00
Base+A	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х
	CTR17	CTR16	CTR15	CTR14	CTR13	CTR12	CTR11	CTR10
Base+C	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х	Х
	CTR27	CTR26	CTR25	CTR24	CTR23	CTR22	CTR21	CTR20
Base+E	X	X	X	X	Х	Х	Х	Х
	SC1	SC0	RW1	RW0	M2	M1	M0	BCD

Tabela H.12: Registos de I/O

Onde:

D0D15	Barramento 16 bits
AD0AD15	Analog data input
CH1HCH8H	Mux channel setting - upper limit
CH1LCH8L	Mux channel setting - lower limit
DIO0DIO7	8 Bidi rectional digital I/O $$
INTE	Interrupt enable
INT1INT4	Interrupt source select
OVR	FIFO overrun flag
TS0, TS1	AD start conversion trigger source select
EOC	End of conversion flag
U/B	Unipolar/Bipolar select
INTB	External interrupt status / Interrupt clear
G0G3	Programmable gain select
UDIR, LDIR	Digital I/O direction select
PWRD	Board power down
CTR0	Counter 0 control
TRG0	Trigger enable
CISD	CIS Disable
BME	Burst Mode Enable
GC	Gain cal enable
OC	Offset cal enable
CKL1	Counter 1 select
CRDY	CIS Busy status
MA0MA3	Mux address bits
FFNE	FIFO Not Empty flag status
SC0, SC1	Select Counter
RW0, RW1	Read/Write (Counters)
M0M2	Mode (Counters)
BCD	Binary Coded Decimal (Counters)
CTR00CTR07	Counter 0
CTR10CTR17	Counter 1
CTR20CTR27	Counter 2

O endereço **Base**, correspondem ao registo do MCU onde se encontra endereçado o primeiro registo de I/O da PC Card PCM-DAS16S/16. Esse registo corresponde à **PAGEBASE(0)** (ver secção H.2).

O conversor AD tem uma resolução de 1/65536 da escala de funcionamento. A escala de funcionamento pode ser configurada através do registo **Base+6**, entre quatro hipóteses (Tabela H.13).

Bipolar [v]	LSB $[\mu v]$	G3	G2	G1	G0
+/-10	305	1	0	0	0
+/-5	153	0	0	0	0
+/-2.5	76	0	0	0	1
+/-1.25	38	0	0	1	0

Tabela H.13: Configuração da escala de funcionamento (registo: Base+6)

O disparo (*Trigger*) é o evento que inicia um ciclo de aquisição. Existem três formas de disparar o conversor:

• Software:

O sinal de disparo pode ser realizado por software em qualquer momento. Para isso, basta escrever no endereço **Base+0** (*Start Conversion*).

• Externo:

O sinal de disparo é um sinal externo, o que é útil para realização de sincronização com eventos externos.

• Timer programável:

O sinal de disparo é originado através de um timer programável.

O sinal de disparo é definido através de registo **Base+4** (Tabela H.14).

Disparo	TS1	TS0
Software	0	Х
Externo	1	0
Timer	1	1

Tabela H.14: Configuração do sinal de disparo (registo: Base+4)

Esta placa pode gerar interrupções, desde que o bit **INTE** do registo **Base+4** seja igual a "1". Existem várias fontes de interrupções, como se pode observar na Tabela H.15.

Interrupção	TS4	TS2	TS1
Nenhuma	0	0	0
Timer	0	0	1
Externo	0	1	0
FIFO not empty	0	1	1
FIFO half full	1	0	0
End of channel scan	1	0	1

Tabela H.15: Configuração das interrupções (registo: Base+4)

Esta PC Card contém três *timers* programáveis 82C54, cujo registo de controlo corresponde ao registo **Base+E** (Figura H.14). Para mais informações sobre estes *timers*, consultar [22].

O esquema de ligação dos *timers* programáveis nesta PC Card, está representado na Figura H.15.

1, A	0 = .	11 CS =	$0 \overline{RD} = 1 \overline{WR} = 0$					
			D ₇ D ₆ D ₅ D ₄	D ₃	D ₂ I	D ₁ D ₀	7	
			SC1 SC0 RW1 RW	0 M2 I	M1 M	M0 BCD	J	
c —	Sele	ect Counte	er:	M — N	IODE:			
SC	;1	SC0		M2		M1	MO	
0		0	Select Counter 0	0		0	0	Mode 0
0		1	Select Counter 1	0		0	1	Mode 1
1		0	Select Counter 2	X		1	0	Mode 2
		1	Read-Back Command	X		1	1	Mode 3
			(See Read Operations)	1		0	0	Mode 4
w	- Re	ad/Write		1		0	1	Mode 5
W1	RWO)						
0	0	Counter	Latch Command (see Read	BCD:				
		Operatio	ns)	0	Bir	nary Count	er 16-bits	
0	1	Read/W	rite least significant byte only.	1	Bir	nary Codeo	d Decimal (E	3CD) Counter
1	0	Read/W	rite most significant byte only.		(4	Decades)		
1	1	Read/Wi	rite least significant byte first, at significant byte.					

Figura H.14: Registo de controlo dos timers 82C54 (registo: Base+E)(extraído de [22])



Figura H.15: Esquema de ligação dos timers (extraído de [21])

Como se pode verificar na Figura H.15, existe um gerador de onda quadrada de 10 MHz, que origina um sinal de relógio com uma frequência igual a 100 KHz para o timer 0, enquanto que para o timer 1, o sinal de relógio pode ter uma frequência igual a 10 MHz ou a 1 MHz. Essa selecção é feita através do bit **CLK1** do registo **Base+6** (Tabela H.16).

Bit CLK1	Frequência do sinal de relógio
0	1 MHz
1	10 MHz

Tabela H.16: Frequência do sinal de relógio do timer 1

O sinal de relógio do *timer 2* corresponde à saída do *timer 1*, logo, só funciona se este se encontrar igualmente em funcionamento. Os sinais de disparo e as interrupções originadas por *timers* (Tabelas H.14 e H.15), são controlados através do sinal de saída do *timer 2*.

Na Figura H.16 encontra-se o esquema do conector de 33 pinos, que permite a ligação entre a PC Card PCM-DAS16S/16 e os sinais analógicos que se pretendem amostrar.



Figura H.16: Conector da PC Card PCM-DAS16S/16 (extraído de [21])

Para obter mais informações sobre esta PC Card, consultar [21].

H.6 PC Card AMC032DFLKA

A PC Card AMC032DFLKA é a uma memória *Flash* série D de 32 *Mbyte*, alimentada a 5 *Volt* e de baixo consumo de potência. Uma característica importante de referir da memória *Flash*, tem a ver com o facto de esta ser uma memória não volátil.

A arquitectura desta PC Card encontra-se ilustrada na Figura H.17.



Figura H.17: Arquitectura da PC Card AMC032DFLKA (extraído de [25])

Os 32 *Mbyte* de memória desta PC Card estão divididos em oito pares de *chips* de 2 *Mbyte*, sendo cada par de *chips* constituído por trinta e dois blocos de 64 *Kword*. O barramento de dados é de 16 *bits* (*word-wide access mode*), onde os 8 *bits* menos significativos (*Even byte*) são endereçados no conjunto de blocos par, enquanto que os 8 *bits* mais significativos (*Odd byte*) são endereçados no conjunto de blocos ímpar. O acesso pode ser efectuado directamente através de uma *word*, ou através de um *byte*, o *Even byte* para aceder a um endereço dos blocos par ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um endereço dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego dos blocos far ou o *Odd byte* para aceder a um enderego d

Esta placa contém algoritmos que possibilitam programar, apagar um *chip*, ou apagar um determinado sector de um *chip*. Estes algoritmos são constituídos por um conjunto de ciclos de escrita, que podem variar de 1 ciclo (ex: *read*) até 6 ciclo (ex: *chip erase*). As sequências de comandos encontram-se resumidas na Figura H.18.

							Bus C	ycles						
	Command	ycles	Fir	st	Second		Thir	d	Fourth		Fifth		Sixth	
	Sequence	0	Addr	Data	Addr	Data	Addr	Data	Addr	Data	Addr	Data	Addr	Data
Read		1	RA	RD				1						
Reset		1	ххх	F0										
	Manufacturer ID	4	ххх	AA	ххх	55	XXX	90	X00	01				
Autoselect	Device ID	4	ххх	AA	ххх	55	XXX	90	X01	3D				
	Sector Group Protect Verify		XXX		XXX XXX		XXX	00	SGA	XX00				
		4	ххх			1 33	XXX] 90	X02	XX01				
CFI Query	•	1	XX	98										
Program		4	ххх	AA	ххх	55	XXX	A0	PA	PD				
Unlock Bypas	38	3	XXX	AA	xxx	55	XXX	20						
Unlock Bypas	ss Program	2	XXX	A0	PA	PD								
Unlock Bypas	ss Reset	2	ххх	90	XXX	00								
Chip Erase		6	ххх	AA	ххх	55	XXX	80	ххх	AA	xxx	55	ххх	10
Sector Erase		6	ххх	AA	XXX	55	XXX	80	XXX	AA	xxx	55	SA	30
Erase Suspe	nd	1	ххх	B0	ſ									
Erase Resum	ne	1	XXX	30										

Legend:

X = Don't care

RA = Address of the memory location to be read.

RD = Data read from location RA during read operation.

PA = Address of the memory location to be programmed. Addresses latch on the falling edge of the WE# or CE# pulse, whichever happens later. PD = Data to be programmed at location PA. Data latches on the rising edge of WE# or CE# pulse, whichever happens first.

SA = Address of the sector to be verified (in autoselect mode) or erased. Address bits A20–A16 select a unique sector. SGA = Address of the sector group to be verified. Address bits A20–A18 select a unique sector group.

Figura H.18: Sequências de comandos dos algoritmos (extraído de [26])

Notar que as sequências de comandos não devem ser interrompidos por nenhuma interrupção do microcontrolador. Outro aspecto importante de referir, tem a ver com o facto de aquando da programação da *Flash*, um *bit* não pode ser programado de "0" para "1", apenas de "1" para "0". Assim, antes de se programar a *Flash*, deve-se verificar se esta se encontra apagada, ou seja, com todos os *bits* a "1". No caso de isso não acontecer, deve-se em primeiro lugar executar a operação *chip erase* ou *sector erase*.

Os fluxogramas da operação programe da operação eras eencontram-se esquematizados na Figura H.19.



Figura H.19: Fluxogramas das operações program e erase (extraído de [26])

Como se pode verificar na Figura H.19, estas operações demoram um certo tempo a serem executadas, e no caso especifico da operação *program*, é necessário ter em atenção se as suas limitações de velocidade são impeditivas de um correcto funcionamento de todo o sistema, que funciona em tempo real.

H.7 Bulletdsp II



Figura H.20: Bulletdsp

O Bulletdsp II é uma Pc Card do tipo II que contém um *Digital Signal Processor* (DSP) TMS320C32 da *Texas Instruments*, um *input/output audio stereo* de qualidade de CD, SRAM, DRAM e *Flash*. Deste modo, o Bulletdsp III é uma placa DSP de alta performance para a utilização nas mais diversas aplicações, com bastante preponderância para o processamento de sinal áudio. O Bulletdsp III possui as seguintes características:

- 256 KByte SRAM.
- 4 *Mbyte* DRAM.
- 512 Kbyte Flash.
- Frequência de funcionamento de 60 MHz.

O diagrama de blocos do Bulletdsp II encontra-se representado na Figura H.21:

O TMS320C32 é um DSP de 32 *bit* de vírgula flutuante, trabalha a 50 *MHz* e pode executar 25 milhões de instruções por segundo (MIPS). Como este DSP é capaz de realizar duas operações de vírgula flutuante em cada instrução, é possível atingir um funcionamento de 50 MFLOPS (Million floating point operations per second). De notar que o DSP trabalha de forma independente do sistema anfitrião.



Figura H.21: Diagrama de blocos do Bulletdsp II

Os 512 *Kbyte* de memória *Flash* podem conter o programa do utilizador que o Bulletdsp II copia para a sua SRAM sempre que é ligado. O sector alto da *Flash* está reservado para dados de configuração da placa.

A única forma de aceder ao Bulletdsp II é através de um conjunto de registos de I/O. Este possui dezasseis endereços de I/O, sendo os primeiros dez usados por seis registos de 16 *bit*. O mapa de registos está descrito na Tabela H.17.

Registo	Offset	Descrição	Acesso
DREGL	0	Registo de dados com o LSB	R/W
DREGH	2	Registo de dados com o MSB	R/W
ACTRL	4	Registo de endereço com o LSB	W
ACTRL	6	Registo de endereço com o MSB	W
CTRL	8	Registo de controlo	W

Tabela H.17: Mapa de registos de I/O do Bulletdsp II

O par de registos **ACTRL** e **ACTRH** é onde se escreve o endereço da memoria do Bulletdsp II onde se pretende ler ou escrever. Este endereço aponta sempre para uma *long word* (4 *byte*), já que o DSP lê e escreve a 32 *bit*. O registo **ACTRL** é automaticamente incrementado quando registo **DREGH** é lido ou escrito. Os *bits dos* registos de endereço

Bit	ACTRH	ACTRL	Bit	ACTRH	ACTRL
15	Х	a15	07	a23	a7
14	Х	a14	06	a22	a6
13	Х	a13	05	a21	a5
12	Х	a12	04	a20	a4
11	Х	a11	03	a19	a3
10	Х	a10	02	a18	a2
09	Х	a9	01	a17	al
08	Х	a8	00	a16	a0

são definidos da forma descrita na Tabela H.18.

Tabela H.18: Definição dos bits dos registos de endereço

Os registo **DREGL** e **DREGH** contêm ou os dados escritos do anfitrião para o DSP, ou os dados lidos do DSP para o anfitrião. Uma aplicação não pode aceder directamente à memória do DSP, em vez disso, os dados são pré-adquiridos aquando de uma operação de leitura ou mantidos durante operações de escrita até que o barramento local do DSP seja adquirido pela lógica de controlo e a operação de memoria seja realizada. O registo **DREGL** contém os *bits* de dados 0-15 e o registo **DREGH** contém os *bits* de dados 16-31. A memória do DSP é sempre lida ou escrita num acesso de 32 *bit*.

O registo de controlo configura alguns parâmetros de funcionamento do DSP. A descrição deste registo encontra-se Tabela H.19.

Bits	Nome	Descrição
0-4		Reservado para uso futuro
5	MCPL	1 = Modo Microcomputer Boot Loader
6	IR2	1 = Activa pin de interrupção do DSP IR2
7	RESET	1 = Modo de execução do DSP
8-15		Reservado para uso futuro

Tabela H.19: Registo de controlo do Bulletdsp II

Se o *bit* MCPL é activado quando o *bit* de RESET se encontra activado, o TMS320C32 entra no modo *Microcomputer Boot Loader*. Ao colocar-se o *bit* de RESET a zero, o DSP fica em estado de reset o que reduz o consumo de energia a um nível mínimo. O registo **COR** encontra-se no espaço de configuração do Bulletdsp II e tem a estrutura descrita na Tabela H.20.

Bit	Nome	Descrição	Default
0	ENABLE	1 = Placa realiza I/O	0
1	DRAM	1 = Placa realiza DRAM refresh	Х
3	PWRDWN	1 = Desliga relógio do processador e do codec	1
4	Autoboot	1 = DSP realiza Autoboot	0

Tabela H.20: Definição do registo COR

O mapa de memória do Bulletdsp II encontra-se descrito na Tabela H.21.

Endereçamento	Acesso	Tamanho	Tipo	Comentários
0x000000-0x03FFFF	RW	1 Mbyte	0 wait state RAM	só acesso de 32 bit
0x900000-0x97FFFF	RO	512 Kbyte	Memória Flash	LSB contem dados
0x980000-0x9FFFFF	WO	512 Kbyte	Memória Flash	LSB contem dados
0xA00000-0xA00003	RW	4 byte	Codec	LSB contem dados
0xB00000-0xBFFFFF	RW	4 Mbyte	7 wait state DRAM	só acesso de 32 bit

Tabela H.21: Mapa de Memória do Bulletdsp II

H.8 Caixa Peli



Figura H.22: Caixa Peli 1450

A caixa utilizada para conter a unidade de navegação é a Peli 1450 *protector case* que tem as seguintes características:

- Dimensões internas 380x265x165mm
- Peso 2.95Kg
- Inquebrável
- Estanque até 100m de profundidade

A utilização desta caixa confere à unidade de navegação uma maior portabilidade e uma maior protecção. A fixação da unidade de navegação é realizada através de uma furação realizada nos pés da caixa que é compatível com uma das furações existentes na chapa metálica da unidade de navegação.

Apêndice I

Configuração da arquitectura de *hardware*

O mapeamento de memória do XA-S3 encontra-se descrito na Figura I.1



Figura I.1: Mapa de memória do XA-S3

O conversor A/D realiza a aquisição de sinal dos giroscópios, acelerómetro e magnetómetro. Para o seu funcionamento é necessário realizar as configurações descritas na Tabela I.1.

Escala de funcionamento	+/-5v
Trigger	Software

Tabela I.1: Configuração do conversor A/D

A placa de interface PCMCIA que contém o conversor A/D tem a configuração descrita na Tabela I.2

CARDID	6
Tamanho de página	256 Kbyte
Tipo de placa	Memória + I/O

Tabela I.2: Configuração da placa de interface PCMCIA do A/D

O DSP realiza o processamento na arquitectura de *hardware* nomeadamente executa os sistemas de navegação . Para o seu funcionamento é necessário realizar as configurações descritas na Tabela I.3.

Bit	Valor
ENABLE	1
MCPL	1
RESET	1

Tabela I.3: Configuração do DSP

Desta forma o DSP automaticamente carrega o programa que se encontra na sua memória *Flash* para a sua memória RAM e inicia a execução desse programa. O DSP com esta configuração permite operações de *input/output*.

A placa de interface PCMCIA que contém o DSP, tem a configuração descrita na Tabela I.4.

CARDID	7
Tamanho de página	256 Kbyte
Tipo de placa	Memória + I/O

Tabela I.4: Configuração da placa de interface PCMCIA do DSP

As variáveis de interface entre o XA-S3 e o DSP, com os respectivos endereços encontramse descritas na Tabela I.5

Na PC Card *Flash* são escritos os valores obtidos dos sensores, assim como os resultados obtidos do DSP. Esta PC Card está inserida numa placa de interface PCMCIA, cujas páginas de memória têm 1 *Mbyte* de tamanho, como descrito na Tabela I.6.

Endereço	Descrição
0x4000	Valores dos sensores
0x5000	Resultados
0x3000	Flags
0x3300	Calibrações

Tabela I.5: Endereços das variáveis de interface entre o XA-S3 e o DSP

CARDID	0	
Tamanho de página	1 Mbyte	
Tipo de placa	Memória + I/O	

Tabela I.6: Configuração da placa de interface PCMCIA da Flash

Para mapear a *Flash* apenas se utiliza uma única página, como as palavras no MCU têm 8 bit de tamanho e na Flash têm 16 bit, uma página de memória do MCU ocupa 500 *Kword* em cada par de *chips*. Desta forma, cada par de *chips* está dividido em quatro páginas de 500 *Kword*, como é ilustrado na Figura I.2.



Figura I.2: Paginação de um par de chips da Flash

Apêndice J

Resultados experimentais extra

Neste apêndice apresentam-se os sinais dos sensores resultantes das experiências efectuadas com os sistemas de navegação representadas no Capítulo 7.

J.1 INS

Os valores das polarizações do acelerómetro e dos giroscópios obtidos durante as duas experiências são os seguintes:

polarização do acelerómetro:

polarização dos giroscópios:



Figura J.1: Acelerómetro: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2



Figura J.2: Giroscópios: esq- Experiência 1; dir- Experiência 2

J.2 Filtros Complementares

Os valores das polarizações do acelerómetro e dos giroscópios obtidos durante as duas experiências são os seguintes:

polarização do acelerómetro:

polarização dos giroscópios:



Figura J.3: Acelerómetro: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4



Figura J.4: Giroscópios: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4



Figura J.5: Magnetómetro: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4



Figura J.6: GPS: esq- Experiência 1,2; dir- Experiência 3,4

Bibliografia

- [1] Silvestre, Carlos. Tese de Mestrado. Instituto Superior Técnico, 1990.
- [2] Craig, John J. Introduction to Robotics: Mechanics and Control. Addison-Wesley, 1986.
- [3] Friedland, Barand. Control System Design: An Introduction to State-Space Methods. MacGraw-Hill, 1987.
- [4] Britting, Kenneth R. Inertial Navigation Systems Analysis. Wisley-Interscience, 1971.
- [5] Barger, V.;Olsson, M. Classical Mechanics: A Modern Perspective. MacGraw-Hill, 1973.
- [6] Brown, R.; Hwang, P. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering Third Edition. John Wiley & Sons, 1997.
- [7] Merhav, Shmuel. Aerospace Sensor Systems and Applications. Springer Verlag, 1996.
- [8] Ribeiro, Maria. Análise de Sistemas Lineares. Instituto Superior Técnico, 1997.
- [9] Savage, P. G. Strapdown Inertial Navigation Integration Algoritms Design Part 1: Attitude Algorithms. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 21, No. 1, 1998, pp. 19-28.
- [10] Savage, P. G. Strapdown Inertial Navigation Integration Algoritms Design Part 2: Velocity and Position Algorithms. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 21, No. 2, 1998, pp. 208-221.
- [11] Higgins JR., Walter. A Comparison of Complementary and Kalman Filtering. Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-11, No. 3, May 1975, pp. 321-325.

- [12] Randle, J. Seth; Horton, Michael. Low Cost Navigation Using Micro-Machined Technology. Intelligent Transportation Systems Conference, November 1997.
- [13] Nebot, Eduardo; Durrant-Whyte, Hugh. Initial calibration and alignment of an Inertial Navigation.
- [14] Cooper, Simon; Durrant-Whyte, Hugh. A Kalman Filter Model for GPS Navigation of Land Vehicles.
- [15] S. Bittanti, P. Colaneri; G. Nicolau. An algebraic Riccati equation for the discretetime periodic prediction problem, Systems & Control Letters, pp. 71-78, 1990.
- [16] Pascoal, A.; Kaminer, I.; Oliveira, P. Navigation System Design using Time-Varying Complementary Filters. IEEE Aerospace and Electronic Systems, Outubro de 2000, pp. 1099-1115.
- [17] Caruso, Michael J.Applications of Magnetoresistive Sensors in Navigation Systems. Honeywell Inc.
- [18] XA-G3 Data Sheet. Philips, Abril 1999.
- [19] XA-S3 Data Sheet. Philips, Dezembro 2000.
- [20] Alves, J.; Silvestre, C.; Pascoal, A. A Distributed Architecture For Real Time Control. IST-ISR, Janeiro 2000.
- [21] PCM-DAS16D/16 PCM-DAS16S/16. Computer Boards, Inc. Janeiro 2000.
- [22] 82C54 CHMOS Programmable Interval Timer. Intel, Outubro 1994.
- [23] TMS320C3x User's Guide. Texas Instruments, 1994.
- [24] Application Programming Interface Manual. Communication Automation & Control, Inc., Março 1997.
- [25] FlashLite D series PC Card. M-Systems, Julho 1998.
- [26] Am29F0117D Data Sheet. AMD, Março 2001.