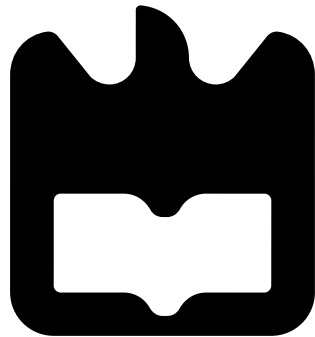




**Ricardo Manuel
Castro Portugal
Granja Bento**

**Desenvolvimento de um Sistema de Medida Inercial
para a equipa CMBADA**





**Ricardo Manuel
Castro Portugal
Granja Bento**

**Desenvolvimento de um Sistema de Medida Inercial
para a equipa CAMBADA**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Manuel Bernardo Salvador Cunha, Professor auxiliar do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro e do Professor José Luís Costa Pinto de Azevedo, Professor auxiliar do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

o júri / the jury

presidente / president

Professor Doutor Tomás Oliveira e Silva

Professor Associado do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

Professor Doutor Eduardo Alexandre Pereira da Silva

Professor Adjunto do Instituto Superior de Engenharia do Porto

Professor Manuel Bernardo Salvador Cunha

Professor auxiliar do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

Professor José Luís Costa Pinto de Azevedo

Professor auxiliar do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

agradecimentos / acknowledgements

Agradeço aos meus orientadores pela oportunidade que me deram em realizar este trabalho e pela confiança e autonomia que ao longo deste trabalho me foi depositada. Agradeço ao Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro pelos recursos disponibilizados. Agradeço também aos meus colegas de laboratório pela ajuda na resolução dos problemas que foram surgindo pontualmente, pela sua experiência na utilização dos aparelhos disponíveis do laboratório, assim como, pelo ambiente agradável de trabalho.

O meu mais profundo agradecimento vai para a minha família por todo o apoio incondicional e confiança depositada nas minhas capacidades. Assim como à estrutura familiar e educação que me ofereceram, permitindo-me atingir o final do curso. Finalmente agradeço também aos meus amigos por todo o apoio e solidariedade.

Palavras chave

Sistema de medida Inercial, acelerómetro, giroscópio, microcontrolador, sensores MEMS

Resumo

Com o objectivo de acrescentar uma fonte de informação sensorial complementar aos robôs da equipa de futebol CAMBADA, o trabalho descrito na presente dissertação visou o desenvolvimento de um sistema de medida inercial (SMI) baseado num microcontrolador com um acelerómetro de três eixos e um giroscópio de um eixo. A informação recolhida pelo SMI destina-se a ser analisada em conjunto com os dados sensoriais colhidos a partir de outros módulos presentes nos robôs, permitindo, através de algoritmos de fusão sensorial, estimar a translação e rotação dos robôs com objectivo de obter com uma maior precisão uma avaliação do seu comportamento dinâmico em campo bem como otimizar a avaliação do seu posicionamento e postura e melhorar os algoritmos de controlo. Esta dissertação começa por apresentar um levantamento do estado da arte bem como um resumo dos principais aspectos tecnológicos deste tipo de dispositivos sensoriais com realce para as suas aplicações e principais limitações. A dissertação inclui ainda os aspectos relacionados com o projecto e instanciação de um módulo SMI, bem como a apresentação e análise crítica dos resultados obtidos a partir de um conjunto de testes laboratoriais. Por fim apresenta-se uma breve conclusão crítica sobre o comportamento e a performance do módulo desenvolvido bem como a indicação de eventual trabalho futuro.

Keywords

Inertial measurement system, accelerometer, gyroscope, microcontroller, MEMS sensors

Abstract

With the objective of adding an extra source of sensorial information complementing the robotic football team CAMBADA, this work focused on the development of an inertial measurement unit (IMU), based on a microcontroller, a three axis accelerometer and a one axis gyroscope. With the information gathered by the IMU, together with other sensorial data modules present in the robots, it is possible to use sensor fusion algorithms to estimate the robots translations and rotations, fulfilling the objective of obtaining an accurate evaluation of its tracking, posture and improving its control algorithms. This thesis begins by presenting a look into the state of the art as well as a brief look into the major technological aspects of this kind of sensorial devices highlighting the most important applications and their limitations. This work also includes the aspects regarding the project and the implementation of the developed IMU module, as well as a presentation and a critical analysis of the obtained results from a series of laboratorial tests. Finally a brief critical analysis regarding the behavior and performance of the developed module is discussed, as well as the eventual future work.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Estado da arte	1
1.3 Organização deste trabalho	4
2 Sistema de Medida Inercial (SMI)	7
2.1 Configurações de sistemas inerciais	7
2.1.1 Sistemas mecânicos giro-estabilizados (<i>gimbal systems</i>)	7
2.1.2 Sistemas do tipo <i>strapdown</i>	7
2.2 Sensores Inerciais do tipo MEMS	8
2.3 Acelerómetros MEMS	9
2.3.1 Características do erro dos acelerómetros	10
2.4 Giroscópios MEMS	12
2.4.1 Características do erro dos giroscópios	12
2.5 Sistemas de Navegação <i>dead reckoning</i>	14
2.5.1 Teoria de navegação inercial	14
2.5.2 Equações do sistema	14
2.5.3 Propagação de erros	15
2.6 Fusão sensorial	16
3 Desenvolvimento do SMI	19
3.1 Os sensores MEMS	19
3.1.1 Caracterização dos sensores	20
3.1.2 Interfaces de comunicação dos sensores	21
3.1.3 Microcontrolador PIC	23
3.2 Projecto do protótipo	23
3.3 Protótipo Final	23

3.4	Fluxograma do software do microcontrolador	24
4	Procedimento experimental	27
4.1	Calibração	27
4.2	Calibração dos acelerómetros	28
4.3	Calibração do giroscópio	28
4.4	Cálculo de velocidades e posições angulares	29
4.5	Filtro passa-baixo	30
4.6	Variação da frequência de amostragem <i>vs</i> drift final	31
4.6.1	Escolha da frequência de amostragem	31
5	Resultados	33
5.1	Erros dos sensores	33
5.1.1	Acelerómetro MMA7260Q	33
5.1.2	Acelerómetro LIS3L02AL	34
5.1.3	Acelerómetro LIS3LV02DL	36
5.1.4	Giroscópio MLX90609	37
5.2	Medidas inerciais	38
5.2.1	Velocidades lineares	38
5.2.2	Posições angulares	41
5.3	Diferença entre rotação no eixo e na periferia	42
5.4	Variação da tensão de offset com a temperatura	43
5.5	Leitura simulânea dos eixos x e y do acelerómetro LIS3LV02DL	45
6	Conclusões e trabalho futuro	47
	Bibliografia	49
	A Projecto do esquemático	51
	B Construção do PCB	57

Lista de Figuras

1.1	Performance dos acelerómetros. Fonte ([5][12])	3
1.2	Performance dos giroscópios. Fonte ([5][12])	3
2.1	Plataforma giro-estabilizada	8
2.2	Algoritmo do tipo <i>strapdown</i> . Fonte([6])	8
2.3	Modelo físico do transductor de aceleração. Fonte (MMA726Q datasheet) .	9
2.4	Exemplo conceptual de um acelerómetro do tipo vibratório	10
2.5	Giroscópio de massa vibratória. Fonte([6])	12
2.6	Referencial global e referencial do corpo	15
2.7	Sistema <i>strapdown</i> a duas dimensões	16
3.1	MMA7260Q	20
3.2	LIS3L02AL (IC da direita)	20
3.3	LIS3LV02DL	20
3.4	MLX90609	20
3.5	Diagrama de blocos da placa	24
3.6	Protótipo final	24
3.7	Fluxograma utilizado durante a fase de testes	25
4.1	Relação entre a aceleração/velocidade angular aplicada nos sensores e a sua saída. [17]	28
4.2	Configuração para a calibração do giroscópio.	30
5.1	Dados do MMA7260Q	34
5.2	Sinal com ruído	34
5.3	Passeio aleatório associado	34
5.4	Dados do LIS3L02AL	35
5.5	Sinal com um filtro passa baixo analógico	36
5.6	Sinal a calibrar	36
5.7	Sinal calibrado	37
5.8	Resposta do LIS3LV02DL	37
5.9	Resposta do Giroscópio	38
5.10	Calibração do Giroscópio	38
5.11	Aceleração com atrito	39

5.12	Velocidade com atrito	39
5.13	Velocidade sem atrito	40
5.14	Configuração utilizada no deslocamento	40
5.15	Velocidades medidas no <i>rail</i>	41
5.16	Aceleração obtida com o LIS3LV02DL	41
5.17	Velocidade medida com o LIS3LV02DL	41
5.18	Velocidade angular	42
5.19	Posição angular	42
5.20	Histograma com os ângulos detectados	42
5.21	Velocidade angular	43
5.22	Posição angular	43
5.23	Histograma com os ângulos detectados	43
5.24	Velocidade de Rotação	44
5.25	Influência da temperatura	44
5.26	Velocidades com a direcção do movimento a aproximadamente 45°	45
5.27	Velocidade com a direcção do movimento sobre o eixo X	46
A.1	Esquemático da alimentação do circuito	51
A.2	Esquemático do microcontrolador	52
A.3	Esquemático do Andar de Amplificação	53
A.4	Esquemático dos sensores MMA7260Q e MLX90609	54
A.5	Esquemático da nova placa com o sensor LIS3L02AL	55
A.6	Esquemático da placa com o sensor acelerómetro digital LIS3LV02DL	55
A.7	Esquemático do módulo CAN	56
B.1	Layout visto de cima	58
B.2	Layout visto de baixo	58
B.3	Layout com o LIS3L02AL visto de cima	58
B.4	Layout com o LIS3L02AL visto de baixo	58
B.5	Placa final sem componentes vista de cima	59
B.6	Placa final sem componentes vista de baixo	59

Lista de Tabelas

3.1	Descrição dos sensores	19
3.2	Principais características do acelerómetro MMA7260Q (fonte: Datasheet MMA7260Q)	21
3.3	Principais características do acelerómetro LIS3L02AL (fonte: Datasheet LIS3L02AL)	21
3.4	Principais características do acelerómetro LIS3LV02DL	22
3.5	Principais características do giroscópio MLX90609	22
4.1	Tensões de offset sob as forças de $0g$ e $\pm 1g$	29
4.2	Tensões de offset sob as forças de $0g$ e $\pm 1g$	29

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

O objectivo neste trabalho é o de conceber e desenvolver um sistema de medida inercial (SMI) que permita medidas de velocidade, posição e orientação de robôs.

Pretende-se que este SMI venha a ser integrado na equipa de futebol robótico CAM-BADA (Cooperative Autonomous Mobile roBots with Advanced Distributed Architecture) do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro, que compete regularmente em competições nacionais e internacionais, na liga de robôs médios do RoboCup [7].

O futebol robótico fomenta a integração de comportamentos cooperativos na atitude dos robôs durante o jogo. Para que este comportamento colectivo seja bem sucedido, o comportamento individual de cada robô é um aspecto fundamental.

O comportamento individual de cada robô é apoiado na percepção que o mesmo tem da realidade envolvente através dos seus sistemas sensoriais. A fonte de informação mais importante é baseada em visão artificial complementada por informação local de odometria ao nível dos motores e por um sensor magnético sensível ao campo eléctrico terrestre. Com o objectivo de desambiguar aspectos relacionados com a localização em campo, e também para suportar comportamentos rápidos de natureza reactiva, surge este sistema de medida inercial cujos resultados podem ser utilizados na fusão sensorial como fonte de informação extra.

Este trabalho pode ser dividido essencialmente em três partes: a construção e desenvolvimento do IMU (Inercial Measurement Unit); configurações e procedimentos para calibração dos sensores utilizados, e no final, a análise das medidas e das performances obtidas.

1.2 Estado da arte

Um problema muito comum a sistemas robotizados é encontrar uma solução em tempo útil a perguntas como: *onde estou, para onde vou e como se chega até lá*. Percorrendo a

literatura produzida até à data, podemos categorizar as soluções em dois grupos distintos: posicionamento absoluto e posicionamento relativo (baseado em informações passadas). Dada a inexistência de um método perfeito para cada caso, geralmente as soluções passam por combinar métodos de ambas as categorias[1][13].

As soluções de navegação absolutas implicam que a posição actual do objecto não dependa de informações passadas e, assim, trazem a grande vantagem de não existir erro cumulativo nas medidas. Um exemplo bem conhecido e documentado disto mesmo é a tecnologia GPS (*Global Satellite Positioning*). O principal problema/limitação é o facto de o sinal GPS não estar sempre disponível devido a problemas de cobertura causados por obstáculos entre os satélite e o objecto a ser localizado, assim como as limitações na precisão das medidas, que incluem um erro muitas vezes superior ao aceitável para a aplicação em causa.

As soluções de navegação relativas, também conhecidas como do tipo *dead reckoning* ou *deduced reckoning*, são um método que calcula a posição actual de um objecto tendo como informações passadas a posição anterior, a velocidade e o tempo decorrido. Um método simples de implementação é a odometria em que, através de encoders, é possível medir a rotação das rodas, calculando conseqüentemente o deslocamento assim como a sua orientação obtendo uma boa estimativa da posição do robô[15]. Outra solução, dentro do posicionamento relativo, a que se dará atenção neste trabalho são os sistemas de medida inercial. Este método utiliza giroscópios e acelerómetros para medir taxas de aceleração e de rotação. Uma vez conhecida a aceleração linear e a velocidade angular em três dimensões de um objecto, consegue-se descrever o deslocamento do sistema com ajuda de operações matemáticas adicionais[12].

As medidas obtidas por estes sensores são integradas uma ou duas vezes até resultarem em posição. A principal vantagem destes métodos é serem auto-contidos, isto é, o seu sistema é suficiente para fazer uma estimativa da posição sem recorrer a informações de outros sistemas. Por outro lado, têm a desvantagem de ter um erro que aumenta ao longo do tempo (*drift*), no caso dos sistemas de medida inercial esse erro deve-se, fundamentalmente, ao erro cumulativo das integrações do sinal corrompido com ruído, enquanto que na odometria ele decorre de erros nas medidas físicas das rodas ou ao efeito de escorregamento das rodas no pavimento.

Até recentemente, os sistemas de medida inercial estiveram restritos a aplicações cujo custo era pouco importante. Assim apenas eram utilizados em âmbitos militares ou aeroespaciais. Com os progressos feitos no fabrico de sensores inerciais do tipo MEMS (micromachined electromechanical systems) e com as melhorias obtidas na sua performance, estes sensores ficaram mais baratos, com tamanhos mais reduzidos assim como com um baixo consumo de potência, tornando possível o seu uso em novas aplicações para as quais o custo final baixo seja um critério relevante.

O mercado dos sensores MEMS é um negócio em expansão com cada vez mais dispositivos a serem produzidos. Algumas aplicações já atingiram a maturidade, no entanto existem novas aplicações que emergem. Actualmente são as aplicações automobilísticas que têm a maior fatia do mercado, no entanto, prevê-se que no final de 2011 aplicações para electrónica de consumo passem a liderar o mercado[9]. Alguns exemplos para estas

aplicações são: os sistemas de *airbag*, controlo de cintos de segurança ou controlo de tracção dos automóveis; sistemas de estabilização para câmaras de filmar, sistemas de *backup* ao GPS, monitorização de choques aquando dos embarques de encomendas frágeis, brinquedos electrónicos como é o caso da nintendo wii, aplicações robóticas, e muitas outras. Existe assim, claramente, um enorme potencial comercial nesta tecnologia emergente.[5]

Os requisitos dos sensores inerciais variam de forma significativa conforme os fins para os quais são destinados. As figuras 1.1 e 1.2 mostram as performances necessárias para cada aplicação [5]. Em geral, os sistemas que necessitam de uma maior performance são aqueles que são destinados a aplicações militares. Estes combinam a tecnologia GPS com a alta performance dos sistemas de medida inercial, referências temporais precisas e comunicações radiofrequência para obter uma informação precisa da localização e orientação do objecto. Os valores de drift para este caso devem ser da ordem dos 0.1° /hora no caso dos giroscópios e da ordem dos μg para o caso dos acelerómetros. Para estas aplicações são usados giroscópios de fibra óptica ainda que com os avanços da última década, se atinjam com os acelerómetros e giroscópios do tipo MEMS performances já não muito distantes das atingidas pelos sensores inerciais ópticos.

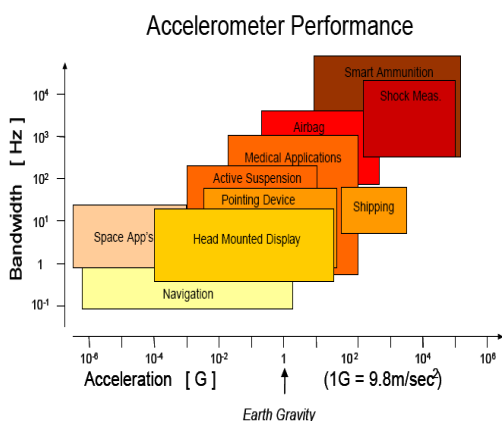


Figura 1.1: Performance dos acelerómetros. Fonte ([5][12])

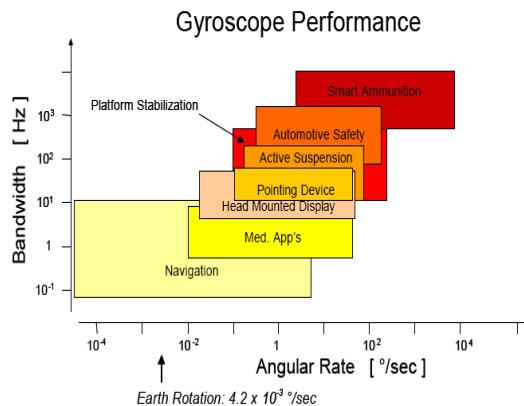


Figura 1.2: Performance dos giroscópios. Fonte ([5][12])

As aplicações industriais necessitam de sensores inerciais para efeitos de controlo e de monitorização. Por exemplo, no transporte de mercadorias, são colocados acelerómetros nos contentores com o objectivo de monitorizar choques que a carga possa sofrer. Nos computadores portáteis mais recentes, são colocados acelerómetros junto do disco rígido para que, caso se detecte algum choque ou movimento mais brusco do portátil, seja possível proteger a cabeça magnética do disco rígido, suspendendo a operação, seja de leitura ou escrita. Como a performance neste tipo de aplicações não é tão crítica como no caso das militares ou aeroespaciais, a tecnologia MEMS é preferível devido à sua performance satisfatória e custo reduzido. [12]

Em resumo, podemos constatar, na actualidade, a existência de um esforço para conferir inteligência computacional a objectos comuns que outrora não o tinham, como brinquedos, ferramentas ou roupas. Estes objectos, agora munidos de sensores e microcontroladores com tamanhos cada vez mais reduzidos, podem agora fazer cálculos, comunicar e "sentir". A integração de sensores inerciais com os seus preços e tamanhos cada vez mais reduzidos oferece aos dispositivos propriedades cinestésicas, abrindo portas a novas aplicações como as descritas acima. O problema principal destes sensores é o seu constante acumular de erros posicionais que limita a precisão do posicionamento ou orientação. Esta situação é minimizada com a utilização de filtros de Kalman[3] ou com técnicas híbridas onde dois ou mais sensores de movimento são usados em paralelo protegendo cada um as vulnerabilidades do outro. Para que o mercado dos sensores cinestésicos possa continuar a crescer é necessário que os fabricantes continuem a fabricar sensores inerciais cada vez mais precisos, baratos e com tamanhos reduzidos. [8]

1.3 Organização deste trabalho

Esta dissertação está organizada em 6 capítulos. O primeiro capítulo faz uma introdução justificando através do enquadramento os motivos para a elaboração deste trabalho. É apresentado um levantamento do estado da arte resumindo sumariamente: as principais soluções/técnicas de navegação e de posicionamento existentes, as suas vantagens e limitações; as aplicações e tendências existentes no mercado bem como os maiores desafios por resolver.

O segundo capítulo descreve de forma mais detalhada as diferentes configurações de sistemas de medida inercial, descrevendo o funcionamento dos sensores inerciais existentes, os erros neles inerentes. São igualmente apresentadas as bases matemáticas que fundamentam a navegação inercial. No final deste capítulo são descritas algumas soluções que permitem pôr em prática as técnicas de fusão sensorial.

No terceiro capítulo é apresentado o SMI desenvolvido para este trabalho. Faz-se uma exposição dos sensores utilizados, uma breve comparação entre eles e enuncia-se o seu modo de funcionamento, vantagens e desvantagens. É ilustrado através de um diagrama de blocos o modo de construção deste sistema, apresentando-se em conclusão o protótipo final e o fluxograma de funcionamento utilizado para os testes deste.

O quarto capítulo descreve o procedimento experimental utilizado neste trabalho. O processo de calibração dos sensores, os problemas de ruído que se verificaram, e a abordagem utilizada para os resolver. A escolha da frequência de amostragem é também discutida neste capítulo.

No quinto capítulo os resultados obtidos neste trabalho são apresentados. Resultados relativamente aos erros dos sensores e simetria dos eixos, resultados relativos às medidas inerciais efectuadas, bem como a efeitos de temperatura e sua possível compensação.

O sexto capítulo faz uma conclusão sumária, descrevendo as principais conclusões a retirar deste trabalho de desenvolvimento. Finalmente, é enumerado o trabalho futuro que terá que ser realizado com o objectivo de aperfeiçoar/complementar este sistema de medida

inercial desenvolvido.

Capítulo 2

Sistema de Medida Inercial (SMI)

2.1 Configurações de sistemas inerciais

Tipicamente os SMIs são agrupados em duas categorias: em sistemas de plataforma giro-estabilizada onde os sensores estão montados numa plataforma que mantém a mesma orientação independentemente da dinâmica a que o objecto está sujeito (*gimbal systems*), e em sistemas onde os acelerómetros e giroscópios estão fixos na estrutura cuja dinâmica se pretende descrever (*strapdown systems*).

2.1.1 Sistemas mecânicos giro-estabilizados (*gimbal systems*)

Na configuração de plataforma giro-estabilizada, os sensores inerciais estão montados numa plataforma que está isolada de qualquer movimento de rotação. Ligado a esta plataforma estão braços (*gimbals*) que garantem liberdade nos três eixos de rotação. Estes sinais são enviados para motores de torção que rodam os braços de forma a cancelar a rotação, mantendo a plataforma alinhada com a estrutura principal. Para seguir a orientação do dispositivo, os ângulos entre cada braço adjacente podem ser medidos utilizando detectores angulares. Para calcular a posição do dispositivo é necessário proceder à dupla integração dos sinais dos acelerómetros montados na plataforma. Um exemplo deste tipo de dispositivos é ilustrado na figura 2.1.

2.1.2 Sistemas do tipo *strapdown*

Em configurações do tipo *strapdown* os acelerómetros e giroscópios estão fixos na estrutura que está sujeita ao movimento, e assim, à saída dos sensores, temos a informação relativa ao movimento da estrutura onde os sensores estão fixados. Para efeitos de navegação é necessário transformar estes sinais em coordenadas globais através da integração da velocidade angular devolvida pelo giroscópio e posteriormente integrar os sinais provenientes dos acelerómetros. Este procedimento é descrito na figura 2.2

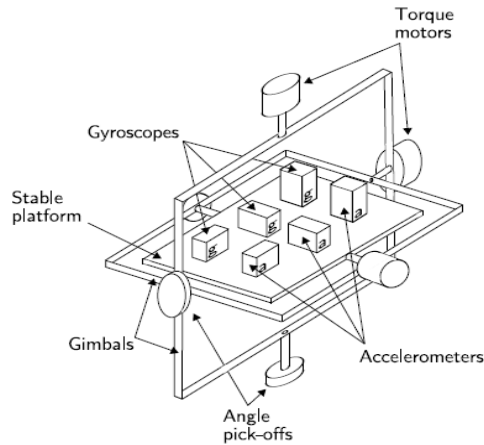


Figura 2.1: Plataforma giro-estabilizada

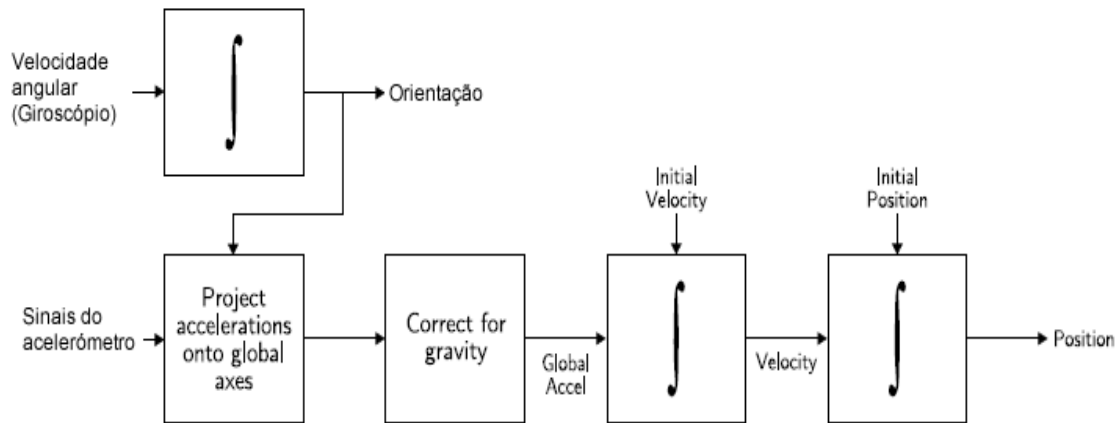


Figura 2.2: Algoritmo do tipo *strapdown*. Fonte([6])

2.2 Sensores Inerciais do tipo MEMS

A tecnologia do tipo MEMS utiliza o silício como matéria prima principal no fabrico destes sensores inerciais, permitindo a utilização das técnicas de fabrico e processamento em série já utilizadas na maioria dos componentes electrónicos integrados. Estas técnicas de precisão fabricam estruturas mecânicas cada vez mais pequenas resultando em sensores semicondutores com vantagens claras, nomeadamente no reduzido número de partes envolvidas comparativamente com sensores inerciais mecânicos, com tamanho reduzido, construção resistente e robusta, baixo consumo de potência, baixa latência, custo de fabrico reduzido, pouca manutenção, compatibilidade com ambientes hostis, entre outras [14]. Estas vantagens tornam possível as aplicações descritas no estado da arte.

2.3 Acelerómetros MEMS

Estes dispositivos têm como função medir acelerações lineares com grande precisão ao longo de um eixo, podendo ser divididos em duas classes distintas, distinguindo-se pela forma como cada um deles detecta a aceleração aplicada:

- Acelerómetros do tipo pendular, medindo o deslocamento da massa de prova na presença de uma aceleração, i.e., um sensor mecânico com componentes de silício;

Um exemplo deste tipo de sensores são os acelerómetros do tipo pendular, onde o movimento é detectado através da alteração da capacitância entre a massa de prova e um substrato utilizando eléctrodos num substrato isolador. A figura 2.3 ilustra o modelo físico de funcionamento do sensor MMA7260Q da Freescale Semiconductors. Neste exemplo, à medida que a placa do centro se move para um dos lados devido à aceleração aplicada, varia a distância da placa até às placas das extremidades. De um dos lados essa distância aumenta e, conseqüentemente, diminui do outro lado. Utilizando a equação para um condensador de placas paralelas ($C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$) [C a capacitância em faradays, A a área das placas, ϵ_0 a permitividade no vácuo, ϵ_r a permitividade relativa do dieléctrico e d a distância entre as placas], a capacitância é medida e, com acondicionamento de sinal específico, é possível extrair a informação relativa à aceleração. Desta forma, na saída temos uma tensão que é proporcional à aceleração.

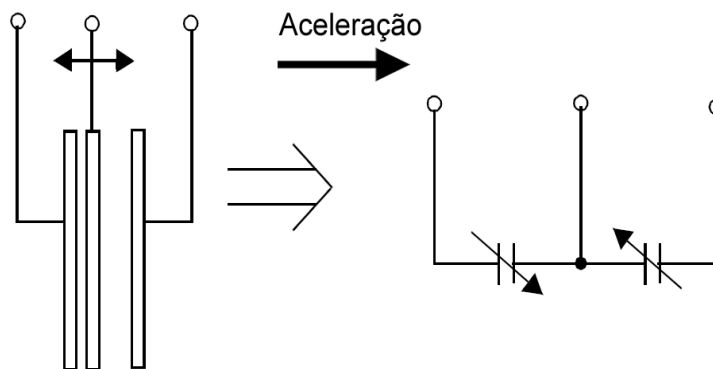


Figura 2.3: Modelo físico do transductor de aceleração. Fonte (MMA726Q datasheet)

- Acelerómetros do tipo vibratório, geralmente possuindo um par de cristais de quartzo montados de forma simétrica e cada um sustentando uma massa de prova. Cada cristal vibra à sua frequência de ressonância e, quando sujeitos a uma aceleração, um cristal sofrerá uma compressão e o outro uma distensão. O cristal em compressão sofrerá uma diminuição na frequência e o cristal sob a distensão sofrerá um aumento na frequência. A diferença medida das frequências é directamente proporcional à aceleração aplicada no dispositivo. Um exemplo destes dispositivos é apresentado na figura 2.4.

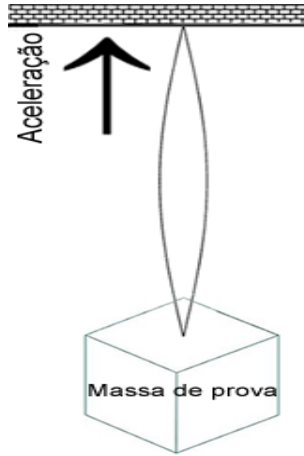


Figura 2.4: Exemplo conceptual de um acelerómetro do tipo vibratório

2.3.1 Características do erro dos acelerómetros

Nesta secção é apresentada uma breve descrição dos erros presentes nos acelerómetros e sua descrição.

- Erro de offset ou erro sistemático:

Este erro é um erro que se mantém constante em magnitude ao longo de todas as observações. Ao deixar o dispositivo em repouso ao longo de algum tempo, é possível medir este valor de erro sistemático ϵ , e posteriormente subtraí-lo ao valor da saída do acelerómetro. Se tal não for corrigido obtém-se um erro na posição, fruto da dupla integração que cresce com o quadrado do tempo (2.1). É necessário conhecer com precisão a orientação do dispositivo uma vez que este é sensível ao campo gravítico da terra. Por isso, para estimar o erro sistemático a utilização de um suporte de precisão (e.g. a utilização de um torno em conjunto com nível) é recomendável.

$$s(t) = \epsilon \cdot \frac{t^2}{2}. \quad (2.1)$$

- Ruído branco termo-mecânico / Velocidade em "passeio aleatório" (*random walk*):

As amostras de saída de um acelerómetro são perturbadas por um ruído termo-mecânico ou ruído branco, este ruído é caracterizado por uma sequência com média e covariância nula e variância σ^2 finita. Ao se integrar o sinal de erro $\epsilon(t)$ ao longo de um intervalo $t = n \cdot \delta t$ resulta a expressão 2.2 com n sendo o número de amostras recebidas e δt o tempo entre amostras sucessivas.

$$\int_0^t \epsilon(\tau) d\tau = \delta t \sum_{i=1}^n N_i \quad (2.2)$$

Utilizando as propriedades lineares da esperança matemática (i.e. obedecem ao princípio da sobreposição e da homogeneidade) e a definição de variância podemos concluir que $E[aX+bY] = aE[X]+yE[Y]$ e que $Var[aX+bY] = a^2 \cdot Var[X]+y^2 \cdot E[Y]+2ab \cdot Cov(X, Y)$. Sendo a e b constantes e X e Y variáveis aleatórias. Utilizando estas relações podemos verificar que:

$$E\left(\int_0^t \epsilon(\tau) d\tau\right) = \delta t \cdot n \cdot E(N) = 0 \quad (2.3)$$

$$Var\left(\int_0^t \epsilon(\tau) d\tau\right) = \delta \cdot t^2 \cdot n \cdot Var(N) = \delta \cdot t^2 \cdot n \cdot \sigma^2; \quad (2.4)$$

Assim podemos concluir que este ruído introduz um erro no cálculo da velocidade cujo desvio padrão cresce com a raiz quadrada do tempo.

$$\sigma_v(t) = \sigma \sqrt{\delta t \cdot t} \quad (2.5)$$

Geralmente, o que é pretendido é uma estimativa no erro de posição, o que significa proceder ao duplo integral do erro da aceleração. Assumindo que δt é suficientemente pequeno, ou paralelamente, que a frequência de amostragem é grande, podemos aproximar o valor da variância a :

$$Var\left(\int_0^t \int_0^t \epsilon(\tau) d\tau d\tau\right) = \frac{\delta t^4 n(n+1)(2n+1)}{6} \cdot Var(N) \approx \frac{1}{3} \delta t \cdot t^3 \cdot \sigma^2 \quad (2.6)$$

Conclui-se assim que no cálculo da posição temos um desvio padrão que cresce proporcionalmente com $t^{\frac{3}{2}}$. [6]

$$\sigma_s(t) \approx \sigma \cdot t^{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{\frac{\delta t}{3}}. \quad (2.7)$$

- Ruído rosa (*Flicker noise*)

Este ruído é também conhecido como ruído $1/f$ uma vez que, à medida que nos aproximamos da região das baixas frequências, a sua densidade espectral de potência aumenta. A altas frequências o ruído rosa tende a ficar abafado pelo ruído branco. Este erro introduz flutuações no erro sistemático provocando alterações na tensão de offset ao longo do tempo. Assim sendo, é geralmente modelado como um processo do tipo "passeio aleatório" (*random walk*).

Utilizando este processo conclui-se que o ruído rosa introduz um "passeio aleatório" de segunda ordem cuja incerteza aumenta proporcionalmente com $t^{\frac{3}{2}}$ no cálculo da velocidade, e um "passeio aleatório" de terceira ordem cuja incerteza aumenta proporcionalmente com $t^{\frac{5}{2}}$ no cálculo da posição.

- Efeitos da temperatura

Diferenças de temperatura podem causar variações na tensão de offset. No entanto, esta relação não é linear e depende de cada dispositivo em particular. Como foi descrito previamente ao descrever o erro sistemático, qualquer tensão residual introduzida no offset causa um erro na posição que cresce proporcionalmente com o quadrado do tempo. É comum os sistemas de medida inercial terem um sensor de temperatura integrado de forma a poder compensar os efeitos dependentes da temperatura.

- Erros de calibração

Os erros de calibração apenas são visíveis quando o dispositivo está sujeito a uma aceleração. Erros de escala ou erros de alinhamento podem ser visíveis mesmo quando o dispositivo está estático devido à aceleração da gravidade.

2.4 Giroscópios MEMS

O princípio de funcionamento dos giroscópios MEMS é baseado no efeito de Coriolis que actua numa massa de prova para detectar rotação angular (figura 2.5). O elemento vibratório vibra na direcção de \mathbf{v} , quando o giroscópio roda, a massa de prova vai sofrer uma vibração adicional perpendicular à vibração original causada pela força de Coriolis. A força de Coriolis é descrita pela equação (2.8):

$$F_c = 2m(\mathbf{v} \times \boldsymbol{\omega}). \quad (2.8)$$

Existem várias geometrias disponíveis para sensores MEMS (e.g. osciladores simples, osciladores balanceados, osciladores em anel ou cilíndricos [14]). Muitas delas utilizam o efeito piezo-eléctrico para exercer e detectar as vibrações. Assim produzem à saída do sensor uma tensão proporcional à variação da capacitância causada pelo movimento.

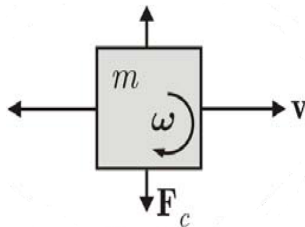


Figura 2.5: Giroscópio de massa vibratória. Fonte([6])

2.4.1 Características do erro dos giroscópios

Nesta secção é apresentada uma breve descrição dos erros presentes nos giroscópios e sua descrição.

- Erro de offset ou erro sistemático:

O erro sistemático é a média da tensão de saída do giroscópio quando este não está sujeito a nenhuma rotação. Quando a sua saída é integrada introduz um erro que cresce linearmente com o tempo isto é: $\theta(t) = \epsilon \cdot t$. Este erro é estimado quando o sensor se encontra livre de perturbações exteriores procedendo a uma média ponderada da tensão de saída para um longo intervalo de tempo. Uma vez conhecida esta média basta subtrair este valor pelo valor presente na saída do sensor.

- Ruído branco termo-mecânico / Velocidade em "passeio aleatório" (*random walk*):

Os giroscópios também têm, à semelhança do que acontece com os acelerómetros, saídas perturbadas por sequências de ruído branco. Como foi demonstrado na secção anterior a integração deste ruído introduz um erro do tipo "passeio aleatório" cujo desvio padrão cresce proporcionalmente com \sqrt{t} .

$$\sigma_{\theta}(t) = \sigma \sqrt{\delta t \cdot t} \quad (2.9)$$

É usual este erro ser descrito pelos fabricantes como ARW (*angle random walk*) com unidades geralmente expressas em $^{\circ}/\sqrt{h}$. Esta medida significa que se tivermos um dispositivo com um ARW de $0.1^{\circ}/\sqrt{h}$, ao fim de uma hora teremos um desvio padrão na orientação de 0.1° , ao fim de duas horas teremos um desvio padrão com o valor de $0.1 \cdot \sqrt{2} = 0.141^{\circ}$. Por vezes os fabricantes podem descrever o ruído de outra forma sob a forma de densidade espectral de potência (PSD *power spectral density*) em $(^{\circ}/h)^2/Hz$. É possível converter de uma unidade para outra utilizando a equação 2.10 (fonte [16]):

$$ARW(^{\circ}/\sqrt{h}) = \frac{1}{60} \cdot \sqrt{PSD((^{\circ}/h)^2/Hz)} \quad (2.10)$$

- Ruído rosa (*Flicker noise*)

O ruído rosa, como foi explicado na secção anterior, está presente em praticamente todos os dispositivos integrados, provocando alterações na tensão de saída do sensor variando o erro sistemático causando um "passeio aleatório" de segunda ordem no ângulo calculado cujo desvio padrão aumenta proporcionalmente com $t^{\frac{3}{2}}$.

- Efeitos da temperatura

Assim como no caso dos acelerómetros, os giroscópios quando sujeitos a diferenças de temperatura podem sofrer alterações na sua tensão de offset, modificando o erro sistemático que, como já vimos, provoca um erro que é proporcional à raiz quadrada do tempo. Se o sensor possuir um sensor de temperatura integrado é possível compensar estas alterações da tensão de offset.

- Erros de calibração

Da mesma forma que os acelerómetros, os erros de calibração caracterizam-se por erros de escala, que apenas são possíveis de identificar quando o dispositivo está sujeito a uma rotação.

2.5 Sistemas de Navegação *dead reckoning*

A navegação é a técnica através da qual podemos saber onde estamos, a que velocidade nos movemos em que direcção vamos e onde nos encontramos em relação ao ambiente que nos rodeia [18]. As técnicas *dead reckoning* já utilizadas desde os tempos das descobertas marítimas utilizando instrumentos como astrolábios, sextantes ou quadrantes permitiram aos navegadores conhecer a sua posição futura com base nas informações do presente.

Esta secção apresenta um caso particular deste cálculo de posicionamento deduzido, a navegação inercial.

2.5.1 Teoria de navegação inercial

A navegação inercial é exequível através da integração de um conjunto de sensores proprioceptivos: acelerómetros sensíveis a acelerações lineares e giroscópios sensíveis a velocidades de rotação. Ambos em relação ao espaço inercial que os rodeia. No entanto, os acelerómetros são incapazes de distinguir a aceleração total do corpo, da aceleração em relação ao espaço inercial, e da aceleração causada pelo campo gravitacional terrestre. Assim, no momento da leitura dos dados fornecidos pelos acelerómetros, é necessário ter em conta a contribuição da gravidade para a aceleração total com vista a calcular a aceleração do corpo em relação ao espaço inercial.

Nesta secção apresentam-se os fundamentos teóricos que suportam a navegação inercial.

2.5.2 Equações do sistema

As equações aqui apresentadas destinam-se a um sistema de duas dimensões, admitindo-se que os eixos de sensibilidade do acelerómetro foram convenientemente colocados de forma perpendicular à direcção da força da gravidade, simplificando significativamente o sistema. É este o cenário típico que encontraremos no caso particular de aplicação do robô da equipa CAMBADA.

A figura 2.6 ilustra o referencial global que ao longo de todo o tempo se mantém fixo, o referencial do corpo que se move à medida que este interage com o ambiente e o ângulo θ que mede a diferença angular entre o referencial global e o referencial do corpo

A figura 2.7 mostra com mais detalhe o ambiente onde se pretende inserir o sistema de medida inercial, com os sensores fixos na estrutura do robô. O acelerómetro com a capacidade de detectar acelerações lineares sobre os eixos X_c e Y_c , e o giroscópio sensível à rotação em torno de Z_c (paralelo a Z_g).

Sabendo que a matriz de rotação para rotações no sentido anti-horário é definida como 2.11 e que os vectores de aceleração são compostos por duas componentes (x, y) :

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

$$\vec{a}_c = \begin{bmatrix} a_{cx} \\ a_{cy} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

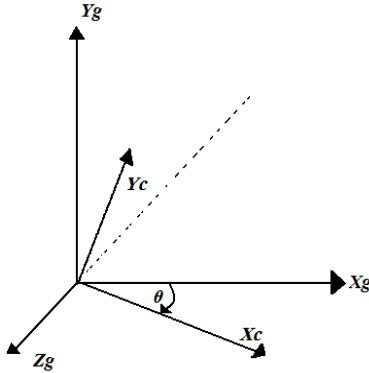


Figura 2.6: Referencial global e referencial do corpo

A aceleração em relação ao referencial global é o resultado do produto do vector aceleração devolvido pelo acelerómetro com a matriz de rotação. O conjunto de equações da dinâmica do sistema que têm que ser resolvidas apresentam-se de seguida. (Adaptadas de [14])

$$\dot{\theta} = \omega \quad (2.13)$$

$$\vec{a}_g = \begin{bmatrix} a_{gx} \\ a_{gy} \end{bmatrix} = C(\theta) \cdot \vec{a}_c \quad (2.14)$$

$$\dot{\vec{v}}_g = \vec{a}_g \quad (2.15)$$

$$\dot{\vec{x}}_g = \vec{v}_g \quad (2.16)$$

Com referência à figura 2.7 a orientação do corpo, θ , é calculada integrando em ordem ao tempo, a velocidade angular medida ω . Esta informação é utilizada para actualizar a matriz de rotação com vista a calcular a aceleração em relação ao referencial global. Posteriormente e com sucessivas integrações a velocidade e a posição do corpo são estimadas. É também importante referir que é necessário conhecer com precisão as condições iniciais de posição, velocidade e orientação para efectuar as integrações.

2.5.3 Propagação de erros

Como em todos os sistemas digitais, sempre que há uma conversão analógico-digital, convertendo-se um conjunto contínuo de valores num conjunto discreto é introduzido incontornavelmente um erro de quantificação que é na melhor das hipóteses majorado por metade do *bit* menos significativo.

A velocidade angular obtida pelo giroscópio é integrada conforme o algoritmo anteriormente descrito. Nestas circunstâncias, sendo o giroscópio um dispositivo do tipo MEMS, é alvo de ruído como descrito na secção 2.4.1. Assumindo que o erro sistemático e o

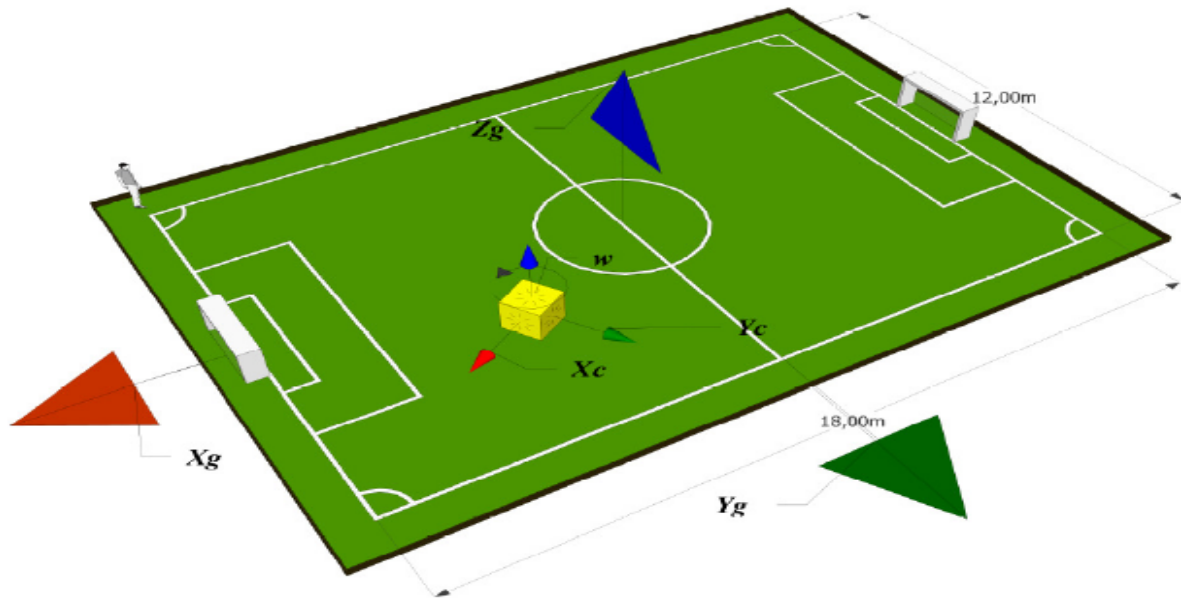


Figura 2.7: Sistema *strapdown* a duas dimensões

ruído branco são as fontes de ruído mais significativas, podemos obter erros que crescem proporcionalmente com o tempo.

Os erros provenientes dos acelerómetros propagam-se ao longo das sucessivas integrações como foi visto em 2.3.1. Erros no giroscópio também se reflectem no cálculo da velocidade e da posição uma vez que a matriz de rotação utilizada para projectar as acelerações locais em acelerações globais é obtida pós integração da velocidade angular. Assim a aceleração local é integrada na direcção errada.

Neste modelo foi também assumido que os eixos (x_c, y_c) dos acelerómetros estão perfeitamente perpendiculares com a direcção da gravidade. Caso ocorra, por exemplo, uma inclinação ϵ do corpo devido a uma lombada no percurso a ser percorrido, surge uma componente na aceleração com magnitude $g \cdot \sin(\epsilon)$ a ser projectada nos eixos perpendiculares (x, y) . Esta componente pode ser detectada uma vez que o eixo z_c do acelerómetro deixa de estar paralela com o eixo z_g . No entanto, nas condições em que o sensor está montado, o sistema é incapaz de distinguir para que lado (i.e. para x_g ou y_g) é que a componente aceleração está projectada.

2.6 Fusão sensorial

Os sistemas de medida inercial têm inerentemente um *drift* que varia ao longo do tempo causado pelos erros enunciados anteriormente. Existem vários métodos que podem ser usados para reduzir ou corrigir este *drift*. Nos processos de fusão sensorial um ou mais sinais provenientes de diferentes tipos de sensores são utilizados para actualizar o estado do sistema. Mais especificamente, no caso dos sistemas de medida inercial, o estado

do sistema consiste na informação da posição, velocidade e orientação em relação a um referencial global. Os algoritmos de fusão sensorial para esta aplicação juntam os sinais do acelerómetro e do giroscópio com informações de sistemas sensoriais adicionais [19]. A técnica de fusão sensorial mais popular para os sistemas de medida inercial são os filtros de Kalman [6]. A implementação deste filtro não é contemplada nesta dissertação.

- Integração com sistemas de posicionamento absoluto

Uma solução bastante comum consiste em combinar a informação do posicionamento absoluto (e.g. GPS) com a alta taxa de amostragem dos acelerómetros e giroscópios. Simplificando, o tempo entre actualizações sucessivas do sistema de posicionamento absoluto, é preenchido com as informações dos acelerómetros e giroscópios. Assim este método toma partido da complementariedade das medidas devolvidas por cada sistema resultando num sistema que melhora em precisão quando comparado com os dois sistemas a funcionar isoladamente.

- Integração com magnetómetros e odometria

Os magnetómetros permitem medir a intensidade e a direcção de um campo magnético local. Na maior parte dos casos, esse campo magnético é o campo magnético terrestre, sendo possível encontrar a direcção do norte. Estes sensores são vulneráveis a perturbações locais causadas por objectos magnéticos que possam existir nas proximidades. Assim sendo, não são precisos o suficiente para que possam substituir o giroscópio. No entanto, combinando a informação do giroscópio com a informação do magnetómetro é possível obter resultados mais precisos no cálculo da orientação.

A odometria fornece informações sobre o deslocamento de um robô ao longo do tempo utilizando *encoders* que traduzem o número de voltas dado pelas rodas em deslocamento linear. No entanto este método tem várias fontes de erro tais como a incerteza nas medidas das rodas, diâmetros de rodas diferentes ou deslizamento das rodas. Com a integração com um sistema de medida inercial é possível obter estimativas acerca da velocidade e posição do robô mais precisas. Por exemplo, se as rodas estão paradas, provavelmente a velocidade do robô é zero. Seguindo o mesmo raciocínio de forma contrária, se por exemplo, as rodas estão a andar e a aceleração devolvida pelos acelerómetros é zero, provavelmente ou o robô está a empurrar alguma coisa que faz com que as rodas deslizem sobre si, ou a velocidade angular das rodas é constante, não sendo detectadas acelerações pelo acelerómetro.

A grande vantagem deste tipo de integração face à integração com os sistemas de posicionamento absoluto, é o facto do sistema permanecer auto-contido, não dependendo assim de informações provenientes de infraestruturas externas.

Capítulo 3

Desenvolvimento do SMI

Este capítulo faz uma descrição dos sensores utilizados, e da sua implementação e construção em PCB. No final é construído um fluxograma que ilustra o algoritmo implementado no microcontrolador.

3.1 Os sensores MEMS

Neste trabalho utilizaram-se três acelerómetros MEMS de capacitância variável com um comportamento funcional semelhante ao descrito na figura 2.4: estrutura de silício suspensa, presa ao substrato movendo-se na direcção do estímulo.

Estes sensores têm, segundo informações dos fabricantes, as vantagens de ter boas performances em termos de ruído, uma boa resposta DC, serem pouco sensíveis a variações de temperatura, e com baixa dissipação de potência. No entanto, têm a desvantagem de serem susceptíveis a descargas electrostáticas e de poderem sofrer amortecimento.

A tabela 3.1 apresenta os sensores micromaquinados utilizados neste trabalho.

Sensor	Fabricante	Tipo	Funcionamento
(1) MMA7260Q	Freescale Semiconductors	Acelerómetro 3-eixos	Analógico
(2) LIS3L02AL	STMicroelectronics	Acelerómetro 2-eixos ¹	Analógico
(3) LIS3LV02DL	STMicroelectronics	Acelerómetro 3-eixos	Digital
(4) MLX90609-R2	Freescale Semiconductors	Giroscópio 1-eixo	Digital

Tabela 3.1: Descrição dos sensores

Inicialmente projectou-se o sistema com vista a integrar os sensores 1 e 4. Face ao desempenho apresentado pelo acelerómetro 1, optou-se por testar o acelerómetro 2 devido

¹Este sensor de 3-eixos foi reutilizado de projectos antigos. O eixo z não funciona.

a este sensor existir disponível em laboratório apesar de ser um sensor que neste momento se encontra obsoleto. Na tentativa de obter ainda melhores resultados, foi também testado o acelerómetro 3.

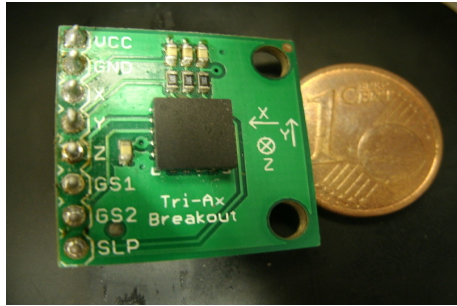


Figura 3.1: MMA7260Q

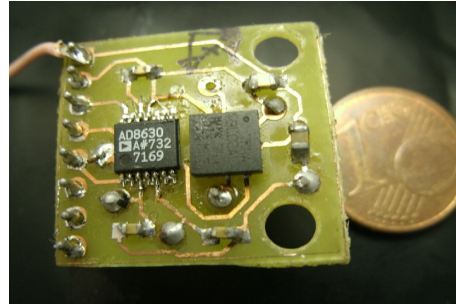


Figura 3.2: LIS3L02AL (IC da direita)

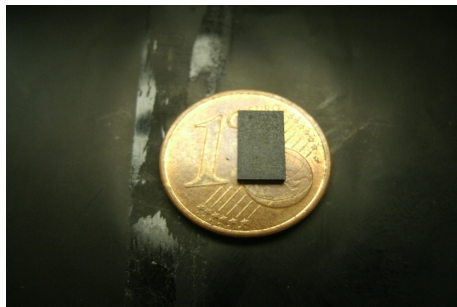


Figura 3.3: LIS3LV02DL

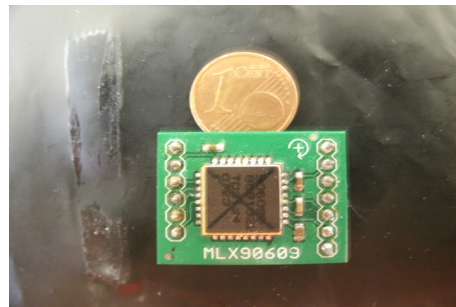


Figura 3.4: MLX90609

3.1.1 Caracterização dos sensores

Apresenta-se nesta secção as principais características dos sensores utilizados. Para mais pormenores sobre o funcionamento dos sensores deve-se consultar os *datasheets* destes dispositivos. As tabelas 3.2 e 3.3 enumeram as características de funcionamento dos sensores MMA7260Q e LIS3L02AL.

O sensor MMA7260Q é mais versátil na medida em que é possível programar a sensibilidade desejada enquanto que o LIS3L02AL apenas tem uma sensibilidade disponível. No entanto, o primeiro é menos imune a variações de temperatura tanto na variação do erro sistemático como na variação da sensibilidade. Para além disso, o acelerómetro da Freescale apresenta uma densidade espectral de potência de ruído maior.

O acelerómetro LIS3LV02DL é um dispositivo digital e tem dois modos possíveis de comunicação com o microcontrolador: SPI (*Serial Peripheral Interface*) ou I²C (*Inter-*

MMA7260Q (Analogico)	Descrição	Unidade
Tensão de alimentação	3.3	V
Sensibilidade	$\pm 1.5, \pm 2, \pm 4, \pm 6$	g
Saída a zero g <i>vs</i> Temperatura	± 2	$mg/^\circ C$
Variação de Sensibilidade <i>vs</i> Temperatura	± 0.03	$\%/^\circ C$
Ruído (DEP)	350	$\mu g/\sqrt{Hz}$

Tabela 3.2: Principais características do acelerómetro MMA7260Q (fonte: Datasheet MMA7260Q)

LIS3L02AL (Analogico)	Descrição	Unidade
Tensão de alimentação	3.3	V
Sensibilidade	$\pm 2,$	g
Saída a zero g <i>vs</i> Temperatura	± 0.5	$mg/^\circ C$
Variação de Sensibilidade <i>vs</i> Temperatura	± 0.01	$\%/^\circ C$
Ruído (DEP)	50	$\mu g/\sqrt{Hz}$

Tabela 3.3: Principais características do acelerómetro LIS3L02AL (fonte: Datasheet LIS3L02AL)

Integrated Circuit). Neste trabalho optou-se pelo protocolo SPI para aproveitar o barramento de dados que é partilhado com o giroscópio.

O giroscópio utilizado neste trabalho tem portas analógicas e digitais utilizando o protocolo SPI. Tem também um sensor de temperatura integrado, que permite fazer correcções caso haja uma variação de temperatura significativa.

3.1.2 Interfaces de comunicação dos sensores

O sensor 1 possui uma ASIC de condicionamento de sinal que utiliza técnicas de condensadores comutados para medir a capacidade nas células do elemento sensorial pondo na saída uma tensão que é proporcional à aceleração aplicada. Para além disso o integrado já inclui um circuito de filtragem. Os sinais deste sensor disponíveis à saída são as três saídas analógicas para os eixos x , y , e z ; e dois pinos de selecção que permitem escolher a sensibilidade desejada.

Os sinais provenientes do elemento sensor do sensor 2 são multiplexados e introduzidos num amplificador capacitivo de carga de baixo ruído implementando um *correlated double sampling system* (CDS). Basicamente os sinais são medidos duas vezes, uma vez com condições conhecidas e uma vez com condições desconhecidas. O valor nas condições conhecidas é subtraído ao valor nas condições desconhecidas, resultando um valor com uma relação conhecida com a aceleração a ser medida. Isto segundo o fabricante permite cancelar o offset à saída assim como o ruído rosa ($1/f$). O sinal é depois desmultiplexado

LIS3LV02DL (Digital)	Descrição	Unidade
Tensão de alimentação	3.3	V
Sensibilidade	$\pm 2, \pm 6,$	g
Saída a zero g vs Temperatura	± 0.2	$mg/^{\circ}C$
Variação de Sensibilidade vs Temperatura	± 0.025	$\%/^{\circ}C$
Resolução do ADC	12, 16	Bits

Tabela 3.4: Principais características do acelerómetro LIS3LV02DL

MLX90609 (Digital)	Descrição	Unidade
Tensão de alimentação	5	V
Sensibilidade	$\pm 300,$	$^{\circ}/s$
Ruído (DEP)	0.03	$^{\circ}/s/\sqrt{Hz}$
Resolução do ADC	11	Bits
Sensibilidade do sensor de temperatura	10	mV/K

Tabela 3.5: Principais características do giroscópio MLX90609

e transferido para diferentes circuitos de *sample and hold* (um para cada eixo) e disponibilizado para o exterior. O circuito de amplificação funciona com uma taxa de amostragem de $200kHz$ e os circuitos de *sample and hold* têm uma taxa de amostragem de $66kHz$ o que se traduz numa larga taxa de sobreamostragem permitindo a obtenção de uma forma de onda precisa. Como este sensor veio substituir o sensor 1, as ligações com a placa principal são as mesmas. No entanto este já não tem disponível os pinos de selecção da sensibilidade.

O sensor 3 é um dispositivo digital. A cadeia de funcionamento é composta por um amplificador capacitivo de carga de baixo ruído que converte num sinal analógico as diferenças capacitivas do sensor MEMS e por três conversores analógico-digital (um para cada eixo) de 16bits que convertem o sinal produzido numa sequência digital de dados. Os conversores possuem filtros dedicados para remover componentes de alta frequência do ruído de quantificação, oferecendo palavras digitais de alta resolução.

Os registos do sensor podem ser escritos ou lidos via protocolos SPI ou I^2C existindo também a possibilidade de configurar a interface de comunicação em modo de 3 fios ou 4 fios, conferindo versatilidade na escolha do modo de funcionamento deste dispositivo.

O giroscópio utilizado, como já foi referido anteriormente, possui dois modos distintos de funcionamento: analógico e digital. Para o funcionamento analógico, tem à saída uma tensão analógica variando conforme o movimento de rotação perpendicular à superfície de assemblagem, assim como tem uma saída analógica que é proporcional à temperatura do dispositivo. Para o funcionamento digital, com formato SPI, o giroscópio tem as portas convencionais (*Master Output Slave Input*), (*Master Input Slave Output*), (*Serial Clock*) e (*Chip Select*). Com estas linhas é possível obter o valor digital convertido pelo próprio giroscópio o que apresenta como principal vantagem o facto de não sofrer influência do

ruído externo e de oferecer uma maior resolução.

Os sensores digitais foram ligados ao microcontrolador partilhando o barramento de dados SPI.

3.1.3 Microcontrolador PIC

Para este trabalho utilizou-se o microcontrolador da Microchip PIC18F4580 que tem como todos os outros microcontroladores desta família uma arquitectura do tipo *Harvard* e um conjunto reduzido de instruções para ser possível alcançar elevadas velocidades de processamento. Este microcontrolador tem disponível um conversor analógico-digital de 10bits, interface de comunicação CAN e interface para comunicação série SPI ou I^2C . Informação mais detalhada sobre o funcionamento do microcontrolador pode ser encontrada no *datasheet* deste dispositivo.

3.2 Projecto do protótipo

A figura 3.5 mostra o diagrama de blocos do sistema desenvolvido. Pode ser dividido essencialmente por 6 blocos: alimentação, programação, giroscópio, acelerómetro, CAN e condicionamento de sinal. A placa é alimentada a 9.6V, para integrados que funcionam com tensões de alimentação de 5V e 3.3V. A programação é feita através de uma ficha RJ45 comum a todas as placas da equipa CAMBADA. Esta ficha prevê comunicação através da porta série e a programação através da funcionalidade ICSP (*In-Circuit Serial Programming*) do microcontrolador. Os sinais do acelerómetro são condicionados de maneira a aproveitar melhor os 10bits disponíveis pelo conversor analógico-digital do PIC.

Todos os esquemáticos podem ser vistos com mais pormenor no anexo A. As fases de desenho e construção em circuito impresso também estão disponíveis no anexo B. Foram feitas alterações na fase de testes do sistema onde se substituiu a placa do acelerómetro MMA7260Q por uma placa nova com o acelerómetro LIS3L02AL. O acelerómetro digital LIS3LV02DL e o seu circuito foram colocados sobre a placa do giroscópio com o objectivo da estes sensores partilharem o mesmo barramento de dados.

Foi também ligado ao sistema uma placa de comunicação *Bluetooth* possibilitando comunicação sem fios.

Durante a fase de testes implementou-se também uma série de filtros passa-baixo com o objectivo de reduzir o ruído presente nos sinais dos sensores analógicos.

3.3 Protótipo Final

O protótipo final encontra-se na figura 3.6:

Finalmente, com os componentes todos soldados, iniciou-se o carregamento de programas para o microcontrolador utilizando o programador da microchip ICD2.

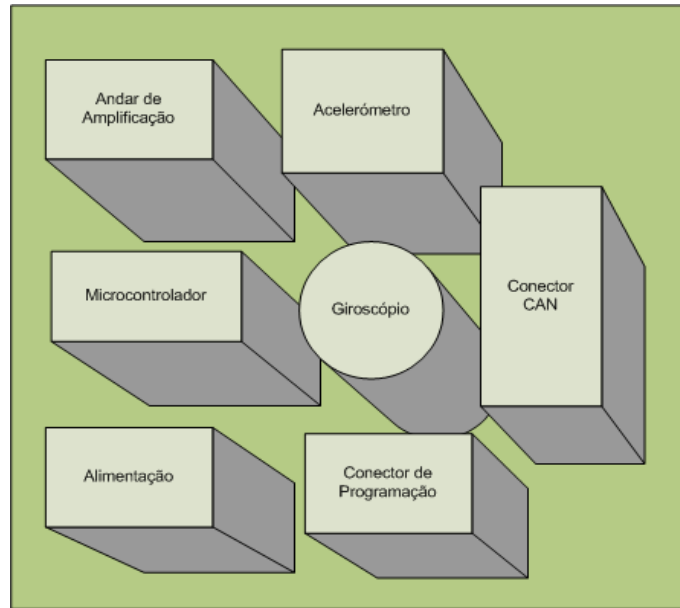


Figura 3.5: Diagrama de blocos da placa

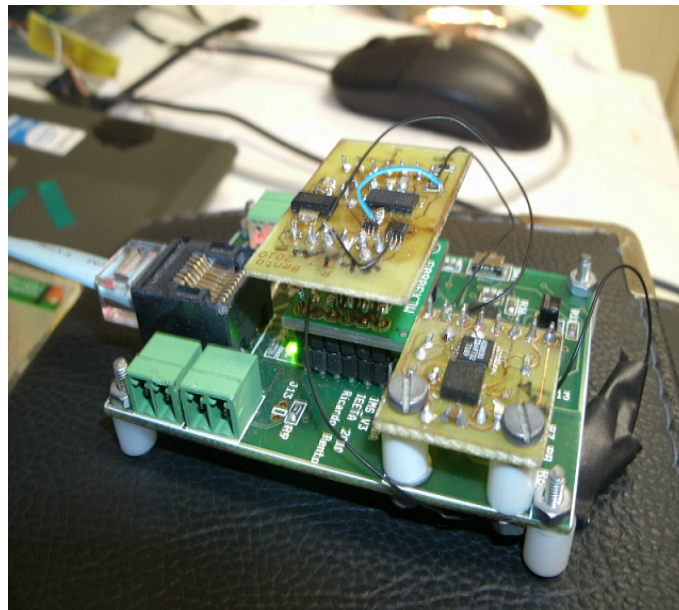


Figura 3.6: Protótipo final

3.4 Fluxograma do software do microcontrolador

O microcontrolador utiliza um oscilador interno de 8MHz, que com uma PLL interna activada atinge uma frequência de funcionamento de 32MHz.

Durante os testes iniciais activou-se a comunicação série utilizando o módulo EUSART

(*Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) com um baud rate de 115200. Os dados dos sensores são lidos utilizando um timer com uma frequência de 1MHz e transmitidos via porta-série. Foi escolhida uma frequência alta para evitar erros de *aliasing* uma vez que as larguras de banda dos sensores apresentam energia até às centenas de hertz. Com um programa terminal, foram capturados e guardados vários ficheiros de registo com a informação devolvida pelo sistema.

Para simplificar a depuração de erros, toda a parte do tratamento de dados, foi nesta fase feita utilizando o programa MATLAB[®]. Posteriormente o tratamento de dados será da responsabilidade do microcontrolador que comunicará com o resto da arquitectura dos robôs CAMBADA via o protocolo FTT-CAN [7].

Apresenta-se de seguida, na figura 3.7, o fluxograma adoptado ilustrando os algoritmos utilizados neste trabalho.

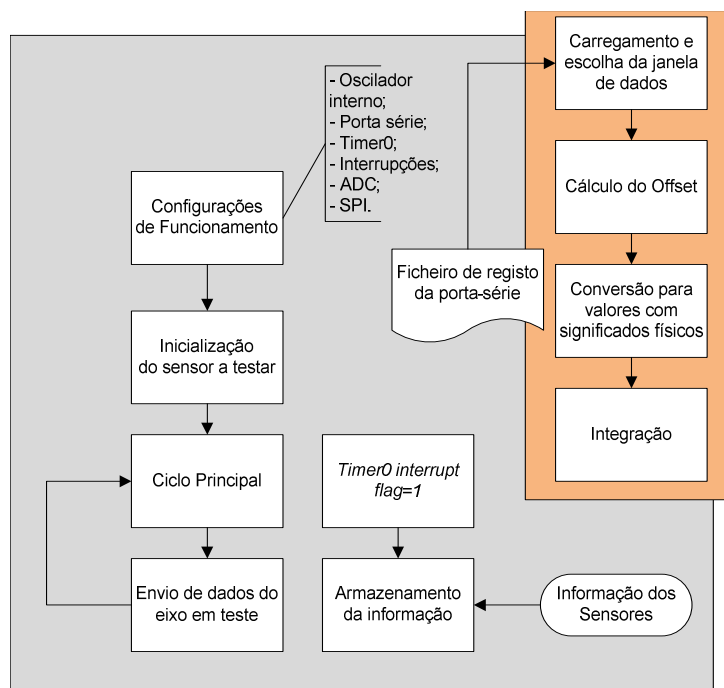


Figura 3.7: Fluxograma utilizado durante a fase de testes

O fluxograma final é idêntico ao ilustrado, com a diferença que, aquando do momento da interrupção gerada pelo *timer0* é feita a aquisição dos dados de cada eixo do acelerómetro e do giroscópio e não apenas de um em particular.

O sistema desenvolvido tem incorporado um módulo de hardware CAN que não foi utilizado. Durante este trabalho toda a comunicação foi feita utilizando a porta série USART do microcontrolador.

Todo o código implementado ao nível do microcontrolador e o código de análise escrito em MATLAB[®] pode ser consultado no CD entregue com esta dissertação.

Capítulo 4

Procedimento experimental

O procedimento experimental passou primeiro por um processo de calibração, um estudo do comportamento dos sensores quando estes se encontram mecanicamente estáticos, e montou-se um *setup* de teste para diferentes movimentos e aceleração com o intuito de, após a integração, medir velocidades lineares e posições angulares.

4.1 Calibração

O processo de calibração é um processo crítico na performance global do sistema. Tradicionalmente, a calibração dos sistemas de medida inercial é feita utilizando plataformas mecânicas submetendo os SMIs a orientações e rotações bastante precisas. Em cada orientação e rotação a saída dos acelerómetros e giroscópios é comparada com os valores pré-calculados da gravidade e da velocidade de rotação. Infelizmente, uma plataforma mecânica de precisão é normalmente cara e de valor que excede o custo total do desenvolvimento do SMI. Por isso, o processo de calibração teve que recorrer a uma solução mais modesta dentro das disponibilidades do laboratório. Esta solução apresenta o inconveniente de não assegurar valores com exatidão elevada.

A resposta acelerómetros/giroscópio pode ser caracterizada pelo gráfico da figura 4.1 onde se observa o factor de escala, a tensão de *offset* e os efeitos das não linearidades na resposta deste tipo de dispositivos.

Sistematizando, podemos descrever o sinal recebido pelos sensores conforme a expressão:

$$F_r = \frac{F_s - offset}{factor_{escala}} \quad (4.1)$$

sendo que F_r é o sinal real e F_s o sinal devolvido pelo sensor. Quanto ao factor de escala, este vem especificado pelos fabricantes.

É necessário verificar se é também preciso corrigir algumas falhas de simetria na resposta

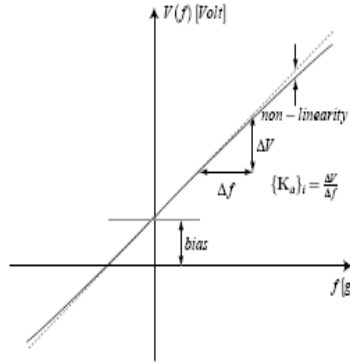


Figura 4.1: Relação entre a aceleração/velocidade angular aplicada nos sensores e a sua saída. [17]

de cada eixo do sensor. Isto é, a resposta do sensor pode não ser perfeitamente simétrica:

$$V_{equilibrio} - V_{-1g} \neq V_{+1g} - V_{equilibrio} \quad (4.2)$$

É preciso levar este factor em conta, pois no caso contrário influencia gravemente o cálculo do respectivo integral.

4.2 Calibração dos acelerómetros

Para calibrar os acelerómetros, utilizou-se uma das forças fundamentais da natureza, a força da gravidade. Quando o sensor se encontra paralelo com o plano terrestre, a força da gravidade apenas actua no eixo que está perpendicular a este enquanto os restantes eixos ficam consequentemente a $0g$.

Utilizando um nível, com cuidado e paciência, foi medido o valor de cada eixo quando estes se encontravam sujeitos a $-1g$, $0g$ e $1g$. Quando sujeito a $-1g$ e a $1g$ sabemos que deverá apresentar uma aceleração de valor $9.81m/s^2$.

A tabela 4.1 mostra as tensões de offset em função da força aplicada para cada um dos acelerómetros utilizados.

4.3 Calibração do giroscópio

Para a calibração do giroscópio foi necessário arranjar uma configuração que permitisse que a placa girasse de uma forma constante. Utilizando um antigo gira-discos da KENWOOD, colocou-se o giroscópio o mais próximo possível do seu eixo de rotação e a placa foi posta a rodar. Por forma a permitir um controlo independente de rotação ligou-se directamente ao seu motor a uma fonte de tensão com um regulador *LM7805* por forma a que a rotação fosse constante.

MMA7260Q	-1g	0g	+1g
x	0.73V	1.45V	2.04V
y	0.79V	1.54V	2.34V
z	0.72V	1.51V	2.23V
LIS3L02AL			
x	0.91V	1.58V	2.28V
y	0.98V	1.65V	2.27V
LIS3LV02DL			
x	-1020LSB	-29LSB	1008LSB
y	-1024LSB	-10LSB	1017LSB
z	-1028LSB	-10LSB	1028LSB

Tabela 4.1: Tensões de offset sob as forças de $0g$ e $\pm 1g$

Para medir a velocidade de rotação foram feitas várias observações com o gira-discos ligado contando-se o número de voltas com a duração de 5 minutos. Desta forma obteve-se um valor médio para a velocidade de rotação do giradiscos. A figura 4.2 mostra esta configuração. Ligou-se um módulo *bluetooth* às linhas Tx, 3.3V, e massa, possibilitando comunicação sem fios entre a placa e o computador que capturava os dados, evitando-se assim uma iminente confusão de fios fruto da rotação do giradiscos.

A tabela 4.2 mostra os valores digitais devolvidos pelo giroscópio:

MLX90609	-40rpm	0rpm	+40rpm
	238LSB	1023 LSB	1790LSB

Tabela 4.2: Tensões de offset sob as forças de $0g$ e $\pm 1g$

4.4 Cálculo de velocidades e posições angulares

Utilizando as equações clássicas do movimento sabemos que a velocidade instantânea se obtém através do integral da aceleração, assim como a posição angular se obtém do integral da velocidade linear. Isto é:

$$\vec{v} = \int \vec{a} \quad (4.3)$$

$$\theta = \int \omega \quad (4.4)$$

Na prática, estes integrais são resolvidos utilizando o método do integral de Riemann em que partindo de uma posição de repouso e iterativamente, a velocidade actual será



Figura 4.2: Configuração para a calibração do giroscópio.

igual à velocidade anterior adicionada do valor da aceleração vezes o intervalo de tempo decorrido. A posição angular é calculada utilizando o mesmo raciocínio.

$$v(t + 1) = v(t) + a(t) \cdot \delta t; \quad (4.5)$$

$$\theta(t + 1) = \theta(t) + \omega(t) \cdot \delta t. \quad (4.6)$$

Para efeitos de teste dos acelerómetros, realizaram-se várias experiências onde se fazia deslocar o IMS uma distância de aproximadamente $40cm$.

Nestas condições a sua velocidade deveria descrever um gráfico que, no início tem o valor de zero, cresce em módulo até atingir um máximo e, de seguida, diminui até atingir o valor de zero novamente, ficando o IMS no final da experiência em repouso.

Como iremos ver de seguida, isto não é facilmente atingido devido aos erros cumulativos provenientes da integração.

Para o giroscópio, fazendo uso da configuração utilizada para a calibração, marcaram-se no gira-discos algumas posições angulares: 0° , 90° , 180° e 270° . Escolhidas algumas sequências de posições angulares, rodou-se o giradiscos manualmente de acordo com a sequência respectiva. Os resultados podem ser observados no capítulo 5

4.5 Filtro passa-baixo

Com o objectivo de eliminar energia num intervalo de frequências que não é muito relevante para a aplicação em causa, colocaram-se em cada saída analógica condensadores nas

resistências que têm os terminais à massa do andar de amplificação do SMI implementando um filtro passa-baixo. A largura do filtro foi mantida estreita por forma a não se observar a influência das componentes de alta frequência no sinal. Exceptuando, talvez, um choque que possa acontecer durante um jogo ou uma bola que bata no robô, o movimento dos robôs não tem comportamentos de alta frequência. Assim, o filtro foi escolhido com uma frequência de corte de frequência de 15Hz.

4.6 Variação da frequência de amostragem *vs* drift final

Para permitir ter uma frequência de amostragem alta, foi escolhida como velocidade de comunicação na porta série um *baud rate* de 115200*Bd*. Para frequências baixas um *baud rate* tão elevado não se justificava. No entanto, para se conseguir atingir frequências de amostragem na zona de 1*kHz* este *baud rate* já é necessário, por forma a evitar perda de informação, ou de obter informações desactualizadas.

A resposta do sistema foi estudada para várias frequências de amostragem com ênfase para a amostragem a 200*Hz* e a 1*kHz*. As diferenças nos resultados evidenciaram que existia uma melhoria significativa do erro final quando a frequência de amostragem é mais elevada. Isto deve-se provavelmente ao facto do erro de quantificação sofrer uma diminuição estatística com a sobreamostragem.

4.6.1 Escolha da frequência de amostragem

Sendo o microcontrolador um dispositivo determinístico, e com recurso a um timer os dados dos sensores foram adquiridos utilizando interrupções, permitindo uma amostragem sincronizada e bem definida.

As interrupções foram programadas para serem geradas a cada 1 milissegundo (1*kHz*) utilizando o timer0 do microcontrolador. É crítico que a frequência de amostragem esteja bem definida uma vez que esta influencia de forma muito significativa o resultado das integrações. Para garantir que a frequência de amostragem foi bem determinada, utilizou-se a ferramenta SPTOOL do programa MATLAB. Assim, contou-se o número de amostras que se obtinham durante um período de 10 segundos, o que a uma frequência de 1*kHz* equivale a 10 mil amostras.

Capítulo 5

Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados dos testes efectuados ao sistema de medida inercial.

5.1 Erros dos sensores

Os erros apresentados em 2.3.1 e 2.4.1 são nesta secção analisados na prática.

5.1.1 Acelerómetro MMA7260Q

A figura 5.1 mostra o sinal de saída típico do acelerómetro MMA7260Q convertido pelo ADC do microcontrolador com 10bits. Como podemos observar este sinal apresenta um elevado nível de ruído em regime estacionário. Neste exemplo, os dados são lidos com uma frequência de amostragem de $1kHz$. O SMI apresenta-se, inicialmente, estático, é sujeito a um deslocamento sobre um dos seus eixos detectando as acelerações por ele sofrido e regressa novamente, por fim, a uma situação estática. Durante o deslocamento, o sinal varia de forma muito brusca, criando uma sinosóide praticamente indecifrável tornando difícil a integração.

Ao observar o gráfico da figura 5.2 vemos com mais detalhe a variação da aceleração mantendo estático o SMI. Isto é devido ao facto do sinal possuir ruído branco e da tensão de offset do sensor variar com o tempo. A figura 5.3 mostra conseqüentemente o passeio aleatório associado resultado da integração do sinal da figura 5.2.

O acelerómetro MMA7260Q como foi mostrado, apresentou resultados que não se consideraram satisfatórios. Quer devido ao ruído presente no sinal durante um comportamento estático como durante um comportamento dinâmico, quer devido a assimetrias de sensibilidade para cada eixo e devido ao facto de apresentar tensões DC nos seus terminais que não pertenciam aos intervalos de funcionamento típicos especificados pelo fabricante. Este facto motivou a construção de uma nova placa (figura 3.2) com o sensor LIS3L02AL para substituir o acelerómetro analógico MMA7260Q. Devido aos defeitos enumerados este acelerómetro deixou de ser uma solução viável tendo sido posto de lado deixando de ser

considerado neste trabalho.

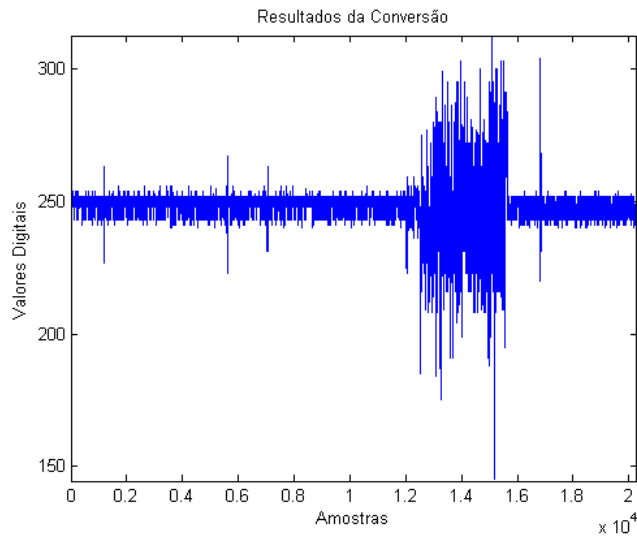


Figura 5.1: Dados do MMA7260Q

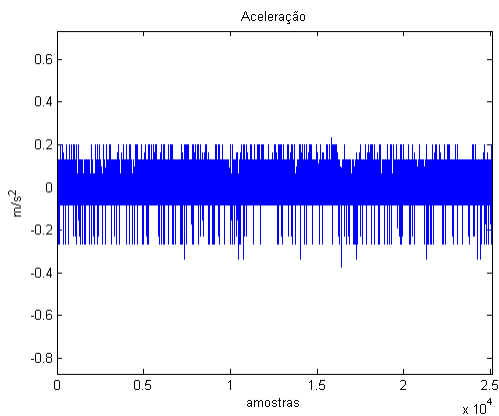


Figura 5.2: Sinal com ruído

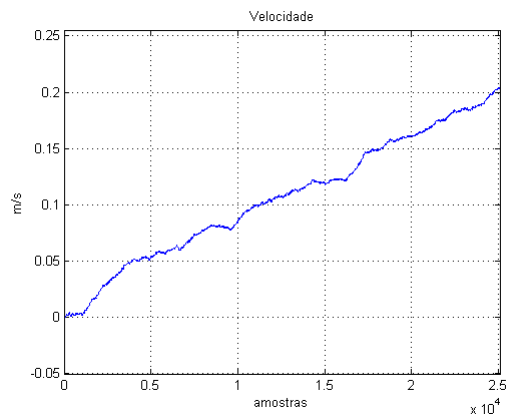


Figura 5.3: Passeio aleatório associado

5.1.2 Acelerómetro LIS3L02AL

O comportamento estático bem como o comportamento dinâmico deste sensor é, nesta secção, apresentado. A figura 5.4 mostra o sinal de saída típico do acelerómetro LIS3L02AL convertido pelo ADC do microcontrolador com 10bits. Este sinal é apresentado nas mesmas

condições que as apresentadas previamente na figura 5.1. Podemos constatar imediatamente algumas diferenças: o sinal tem uma tensão de offset que varia significativamente menos do que no exemplo anterior e durante o movimento é possível verificar uma pequena sinusóide. Especificando, enquanto no exemplo anterior o sinal estático apresenta um desvio padrão de 2.30LSB resultado de uma variação de $\approx \pm 107mV$, o sinal do novo acelerómetro analógico estático apenas apresenta um desvio padrão de 0.54LSB resultado de uma variação de $\approx \pm 11mV$.

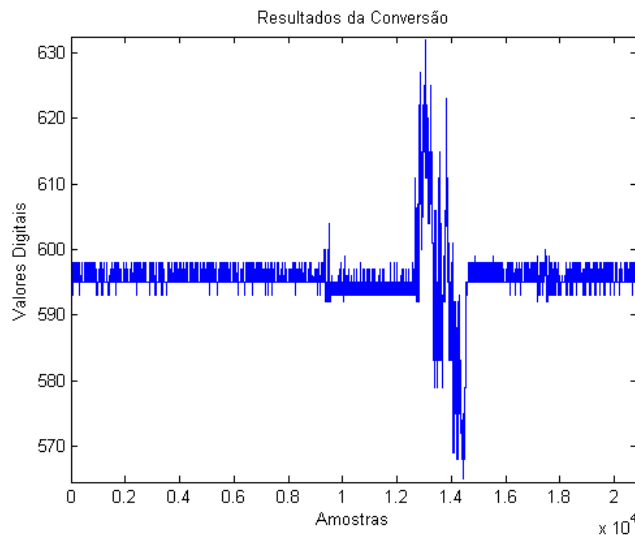


Figura 5.4: Dados do LIS3L02AL

Com o objectivo de se obter um sinal com variações menos significativas, juntou-se um filtro passa baixo estreito no caminho entre o sensor e o microcontrolador como descrito em 4.5. O resultado pode ser observado na figura 5.5 onde se observa que existe um valor constante dos valores convertidos quando este se encontra de forma estática, ignorando possíveis vibrações de maior frequência que possam existir quer no ambiente em laboratório, quer no ambiente ao qual este sistema se pretende inserir. Este sinal traz também o proveito de se poder encontrar o erro sistemático sem grandes dificuldades.

Durante o processo de calibração foi possível detectar que nestes sensores existem assimetrias em cada um dos eixos. Isto é, o módulo da diferença entre o valor central (aceleração a 0g) e os valores quando o sistema está sujeito a $\pm 1g$ era diferente. Este facto, se não for corrigido, provocará erros futuros na integração distanciando os resultados obtidos da realidade. Desta forma foi necessário proceder a uma calibração individualizada para cada eixo e através de software compensar esta assimetria. A figura 5.6 mostra um exemplo típico desta assimetria, onde apesar de este sinal ter muito ruído, é fácil constatar que o dispositivo não está calibrado e que existe assimetria nos eixos uma vez que a diferença entre as respostas a $\pm 1g$ são distintas. A figura 5.7 mostra o resultado da calibração feita por software.

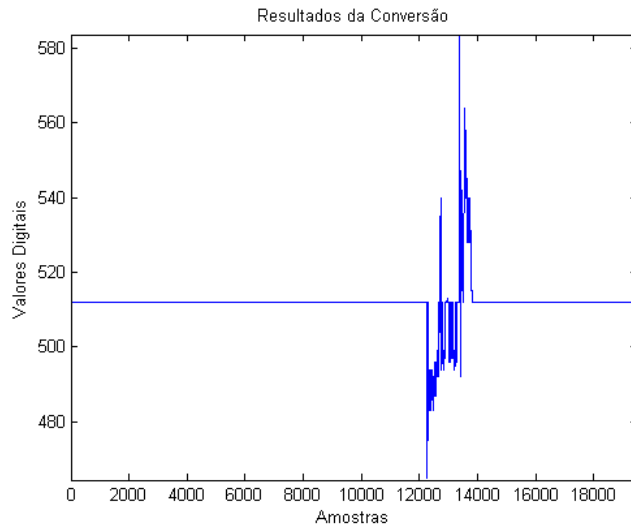


Figura 5.5: Sinal com um filtro passa baixo analógico

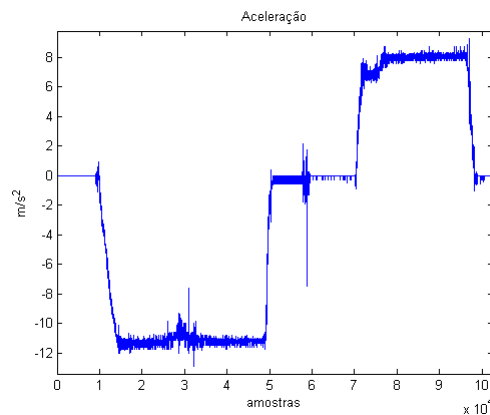


Figura 5.6: Sinal a calibrar

5.1.3 Acelerómetro LIS3LV02DL

Este sensor, que é um dispositivo digital com um conversor interno de 16bits e que possui internamente as suas saídas pré calibradas, apresenta um comportamento estático e dinâmico bastante bom quando comparado com os desempenhos dos sensores previamente descritos. A figura 5.8 mostra a resposta típica do sensor quando em repouso e quando sujeito a uma aceleração sob um dos seus eixos. Quando estático o sensor tem um bom desempenho, não apresentando variações no sinal, no entanto após o movimento, devido a imperfeições na bancada do laboratório, este pode atingir uma nova postura em relação à direcção da força da gravidade deslocando o valor do sinal em repouso para um novo offset conforme a nova posição estática.

A calibração deste sensor focou-se apenas em retirar o erro sistemático compensando o

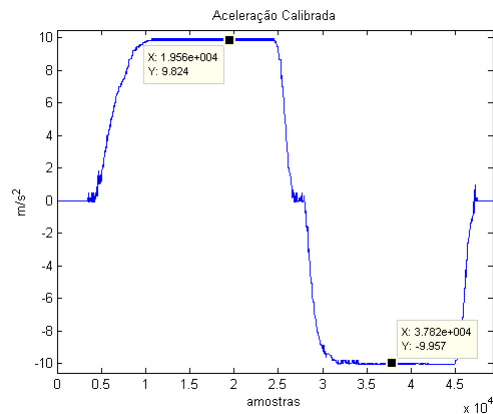


Figura 5.7: Sinal calibrado

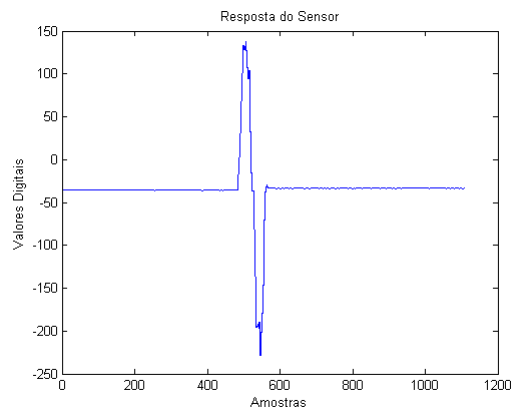


Figura 5.8: Resposta do LIS3LV02DL

facto do sensor não se encontrar montado na placa de uma forma exactamente perpendicular com a direcção da força da gravidade.

5.1.4 Giroscópio MLX90609

A resposta devolvida por este dispositivo (nas mesmas condições que em 5.1.3, mas sujeito a uma rotação) pode ser observada na figura 5.9. Este dispositivo como se pode observar, possui uma resposta bastante boa. Embora não seja possível efectuar uma comparação entre diferentes giroscópios devido a não ter sido utilizado mais nenhum, os resultados apresentados por este demonstraram-se bastante satisfatórios. Quando em repouso este sensor apresenta valores à sua saída que apenas variam no algarismo menos significativo (LSB). Este facto foi considerado satisfatório visto que este sensor digital possui um conversor analógico-digital interno de 11bits.

A calibração do giroscópio realizou-se segundo o processo descrito em 4.3. Com o giroscópio a girar em ambos os sentidos, obteve-se o gráfico da figura 5.10.

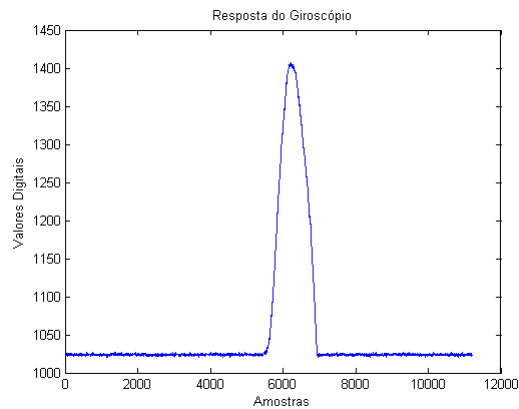


Figura 5.9: Resposta do Giroscópio

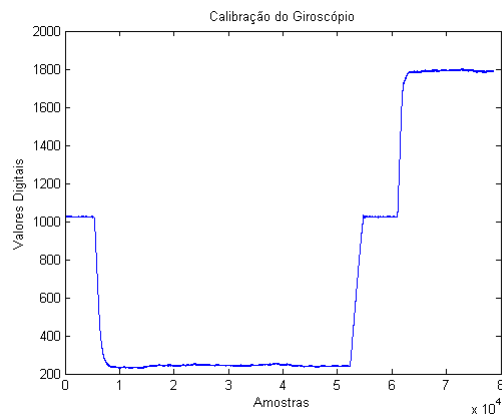


Figura 5.10: Calibração do Giroscópio

5.2 Medidas inerciais

Utilizando as expressões apresentadas em 4.5 e 4.6 apresentam-se aqui os resultados obtidos das integrações efectuadas.

5.2.1 Velocidades lineares

O processo de integração é uma operação que requer, para além de um sinal com pouco ruído, uma frequência de amostragem precisa. Isto é devido ao facto da integração ser cumulativa, transformando qualquer *offset* presente no sinal numa rampa, e isto é crítico.

Terminada a calibração do sensor LIS3L02AL, fez-se deslocar o SMI directamente sobre a bancada do laboratório uma distância de aproximadamente 40cm. O gráfico da velocidade ao longo do tempo expectável seria um sinal inicialmente de valor zero, posteriormente atingiria uma velocidade máxima, até que, voltaria a estar em repouso ($0 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$).

As figuras 5.11 e 5.12 mostram um sinal já devidamente filtrado. No entanto, devido

ao facto do movimento se efectuar fazendo deslizar directamente o SMI sobre a bancada do laboratório, é visível no sinal da aceleração um efeito de arrastamento originado pelo atrito presente entre o SMI e a bancada. Isto é observado nas oscilações do sinal da aceleração da figura 5.11. Este efeito aumenta o erro final da velocidade calculada. Neste exemplo, o resultado da velocidade final difere da real em cerca de $0.5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$. Quando comparado com a velocidade máxima atingida, esta divergência é bastante significativa ($\approx 12\%$). Interpretando o gráfico da velocidade, sem outras informações poder-se-ia pensar que o dispositivo esteve parado por instantes e de seguida, voltou para trás, o que não corresponde à realidade.

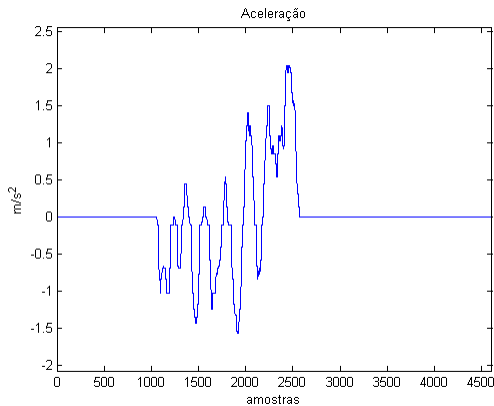


Figura 5.11: Aceleração com atrito

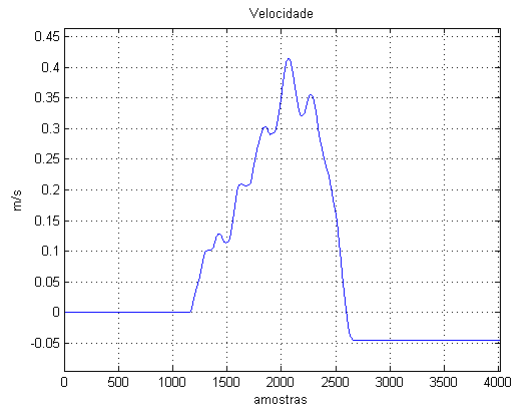


Figura 5.12: Velocidade com atrito

Em busca de resultados mais precisos, procurou-se minimizar o efeito de arrastamento a que o SMI estava sujeito ao deslizar sobre a mesa, e assim sendo, colocou-se uma folha de papel presa à base do SMI, que não sendo o objecto mais adequado para efeitos de redução de atrito, melhorou significativamente o resultado da velocidade final (figura 5.13). Comparativamente com o resultado final obtido no exemplo anterior (figura 5.12), o desvio da velocidade final ficou reduzido a cerca de metade. Com este resultado podemos concluir que o papel das vibrações introduzidas pelo atrito não devem ser desprezados, pois o efeito que têm no resultado final é elevado.

Os resultados até agora apresentados, são resultados onde a aceleração aplicada foi efectuada manualmente. Com o intuito de sistematizar o movimento em estudo, montou-se uma configuração na bancada que consistia num pequeno *rail* por onde o SMI se podia deslocar, um pequeno motor com um cordel ligado que quando ligado, desloca o SMI ao longo da calha. Esta configuração pode ser observada na figura 5.14

Com o sensor LIS3LV02DL obtiveram-se resultados semelhantes aos obtidos com o LIS3L02AL. Os resultados podem ser observados nas figuras 5.16 e 5.17.

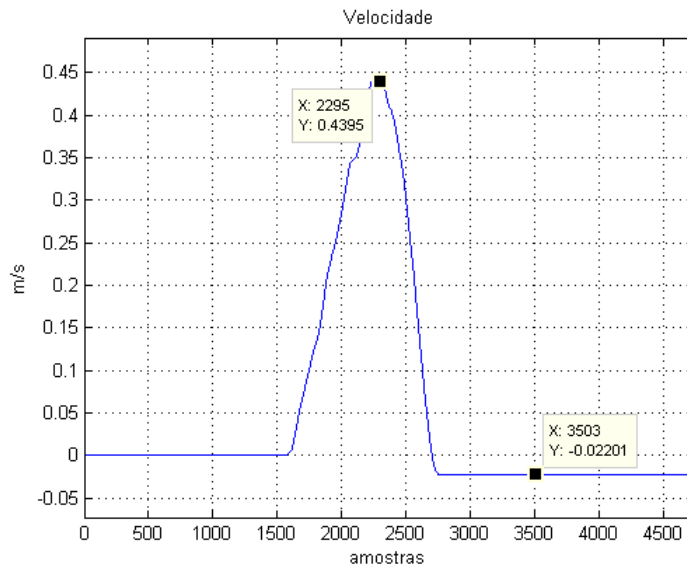


Figura 5.13: Velocidade sem atrito



Figura 5.14: Configuração utilizada no deslocamento

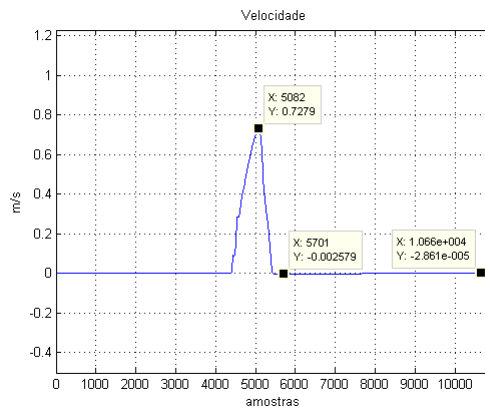
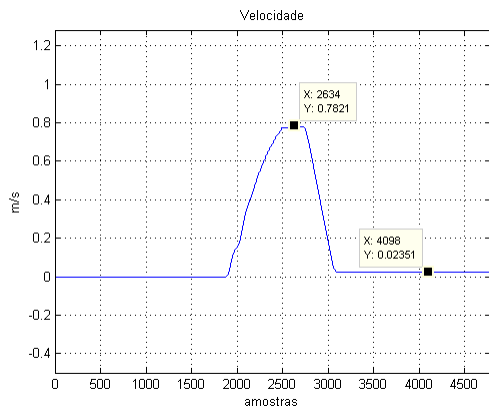


Figura 5.15: Velocidades medidas no *rail*

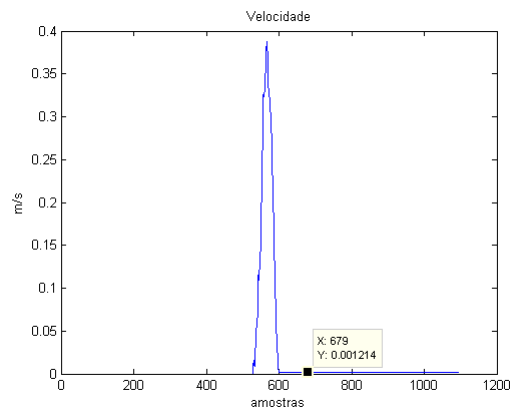
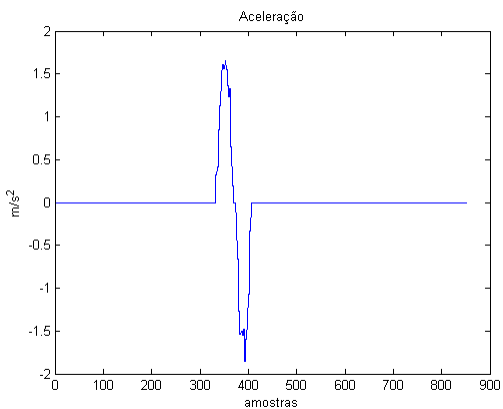


Figura 5.16: Aceleração obtida com o LIS3LV02DL

Figura 5.17: Velocidade medida com o LIS3LV02DL

5.2.2 Posições angulares

As figuras 5.18 e 5.19 mostram a velocidade angular e a posição angular, respectivamente. Nesta experiência escolheu-se um movimento de rotação pré-definido, onde o sensor rodaria duas vezes de $0^\circ \rightarrow 90^\circ$ e de $90^\circ \rightarrow 0^\circ$ novamente. Podemos observar que o valor do ângulo calculado no final da segunda viagem tem um desvio que é da ordem dos $\pm 5^\circ$, a figura 5.20 mostra o histograma dos ângulos medidos.

Fez-se uma nova experiência, agora com um novo percurso angular previamente especificado. Nesta experiência a sequência de teste foi a seguinte: $0^\circ \rightarrow 180^\circ \rightarrow 90^\circ \rightarrow 270^\circ \rightarrow 0^\circ$. As figuras 5.21 e 5.22 mostram outra sequência de rotação ao longo de cada amostra e a figura 5.23 mostra o histograma dos ângulos detectados em função do número de amostras.

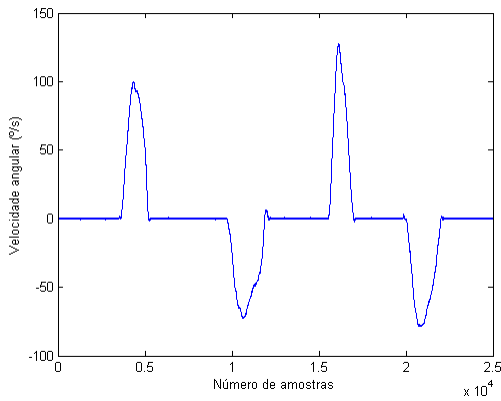


Figura 5.18: Velocidade angular

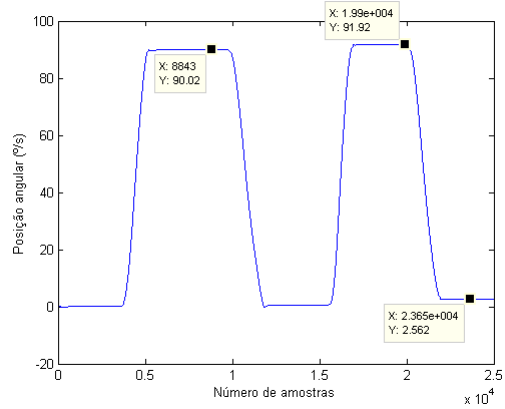


Figura 5.19: Posição angular

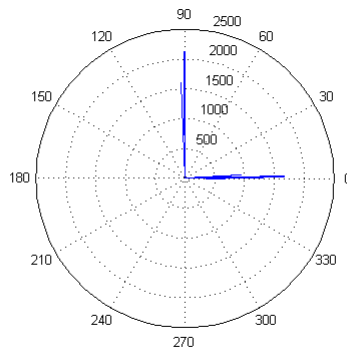


Figura 5.20: Histograma com os ângulos detectados

5.3 Diferença entre rotação no eixo e na periferia

No momento da construção do sistema de medida inercial a localização do giroscópio foi escolhida de forma a que o giroscópio se encontrasse no centro da placa. Isto para detectar a velocidade de rotação sem influências de possíveis forças centrífugas. No entanto, este efeito como pode ser observado na figura 5.24 não é significativo, isto é, a diferença entre o giroscópio a girar sobre o eixo de rotação e a girar afastado do eixo de rotação, não é significativa.

Os dados da figura 5.24 foram capturados com o giroscópio sobre o gira-discos a rodar. No início, o giroscópio encontrava-se sobre o eixo de rotação, seguidamente fez-se a passagem para a periferia do disco de rotação, por isso se observa um pequeno pulso no momento da 1.7×10^4 amostra. Quando o giroscópio se encontra na periferia, observamos que este apresenta uma velocidade de rotação idêntica à rotação anterior. No entanto, também se observa que esta velocidade sofre pequenas oscilações. Estas são devidas ao

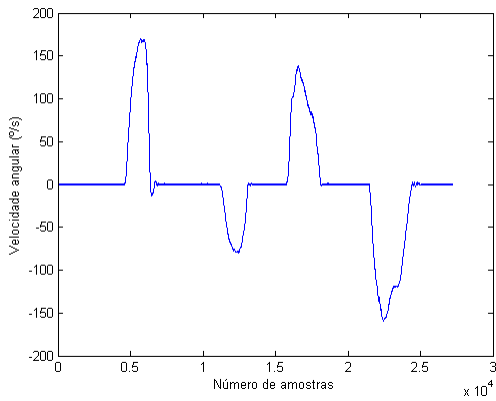


Figura 5.21: Velocidade angular

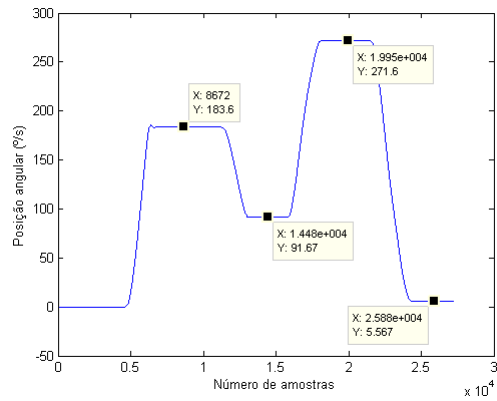


Figura 5.22: Posição angular

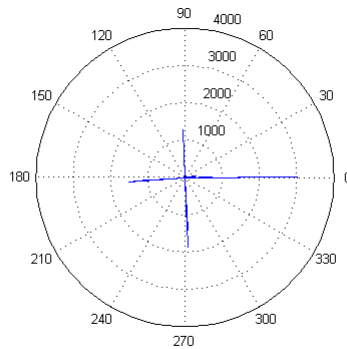


Figura 5.23: Histograma com os ângulos detectados

peso do sistema sobre o disco de rotação que faz com que a velocidade não se mantenha perfeitamente constante.

5.4 Variação da tensão de offset com a temperatura

Como foi descrito anteriormente, a temperatura influencia os sensores, alterando os valores que estes apresentam nas suas saídas. Um exemplo em que este efeito pode ser observado é apresentado na figura 5.25. Para a obtenção deste gráfico, procedeu-se a um aquecimento do sensor LIS3LV02DL utilizando a estação de soldar de ar quente por poucos momentos e observou-se a variação dos valores digitais devolvidos por este sensor.

É pouco provável que o ambiente onde o sensor vai ser inserido esteja sujeito a variações de temperatura tão elevadas quanto as atingidas nesta experiência. Verifica-se ainda que a variação do offset apenas varia em poucos algarismos ($-16 \rightarrow -23$) quando este atingiu

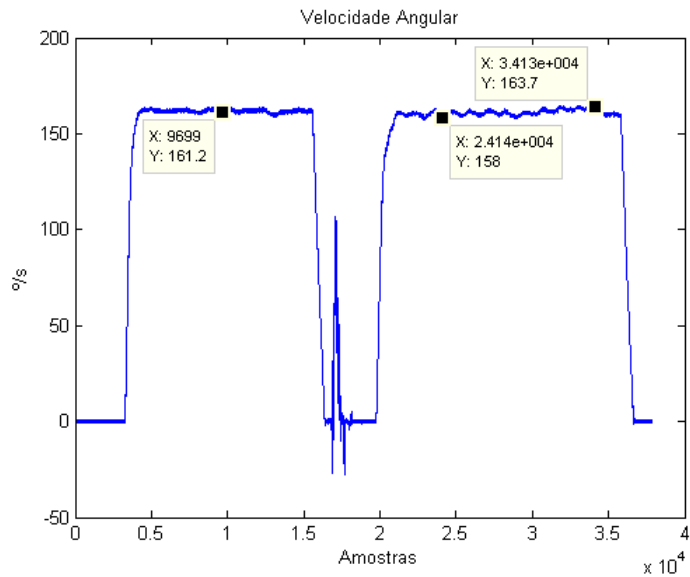


Figura 5.24: Velocidade de Rotação

temperaturas elevadas. Por isso se a variação de temperatura não for muito elevada o sensor não sofre alterações significativas.

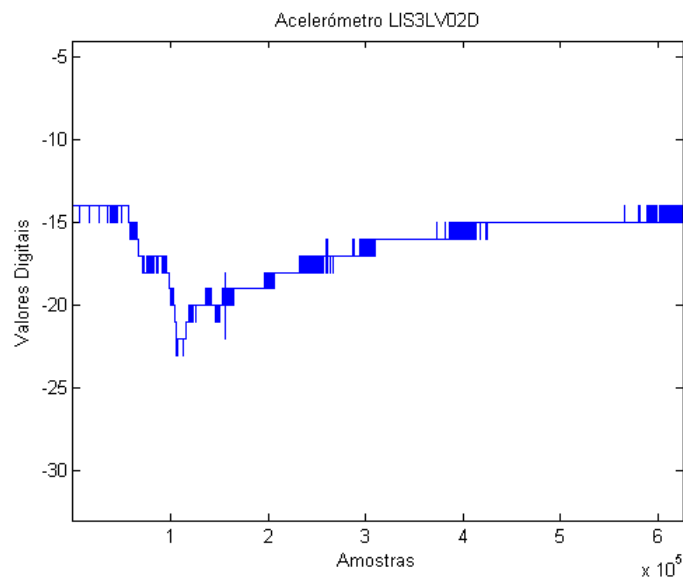


Figura 5.25: Influência da temperatura

5.5 Leitura simulânea dos eixos x e y do acelerómetro LIS3LV02DL

Nesta experiência fez-se deslocar o acelerómetro com a direcção do movimento a aproximadamente 45° de cada eixo (x e y), comparando-se com um movimento efectuado sobre um só eixo. Os gráficos da figura 5.26 mostram o resultado do cálculo das velocidades sobre os eixos x e y e a soma de cada componente. A figura 5.27 mostra o mesmo movimento mas neste caso o movimento é feito na direcção do eixo x .

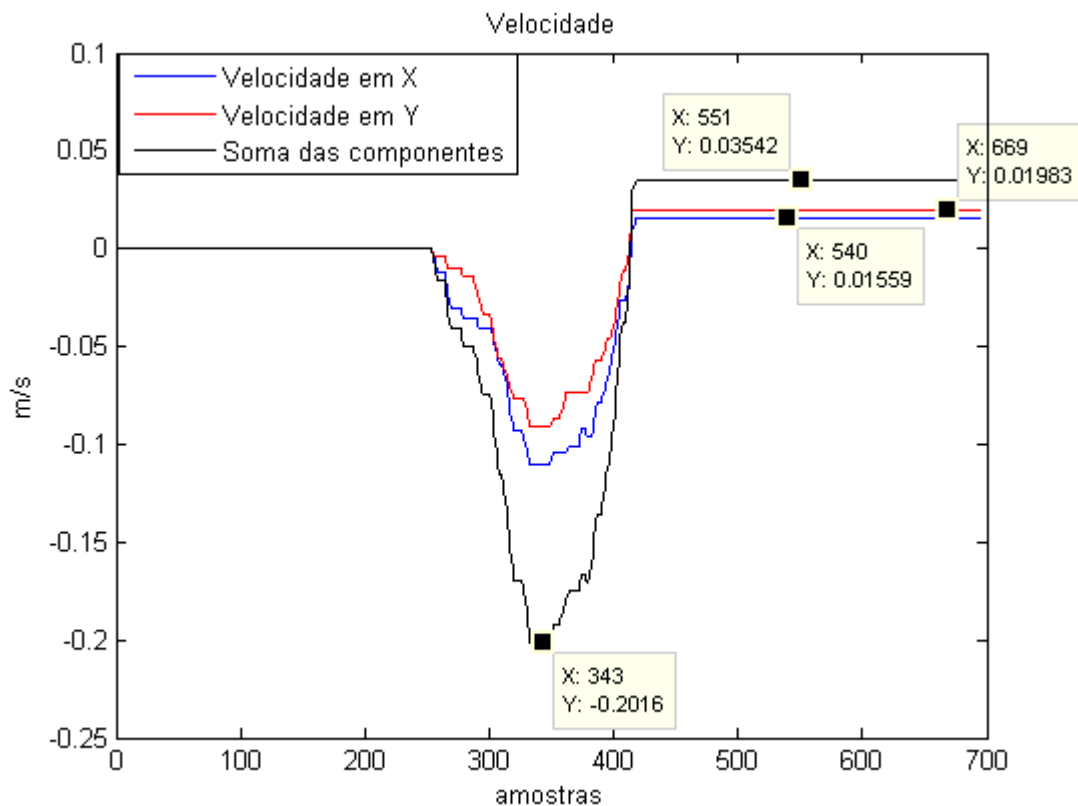


Figura 5.26: Velocidades com a direcção do movimento a aproximadamente 45°

Os gráficos da figura 5.26 estão um pouco afastados da realidade, primeiro porque não atingem a velocidade final de zero m/s e segundo porque a soma do módulo de cada eixo não atinge o valor máximo atingido em 5.27. Este fenómeno pode-se dever ao facto de durante o movimento o ângulo de cada eixo com a direcção do movimento varie, tornando os resultados distantes do real. Outro aspecto importante a considerar que também influencia os resultados, é o facto da força que motiva os movimentos ilustrados nas figuras 5.26 e 5.27 poder não ser exactamente idêntica, apesar do esforço realizado nesse sentido.

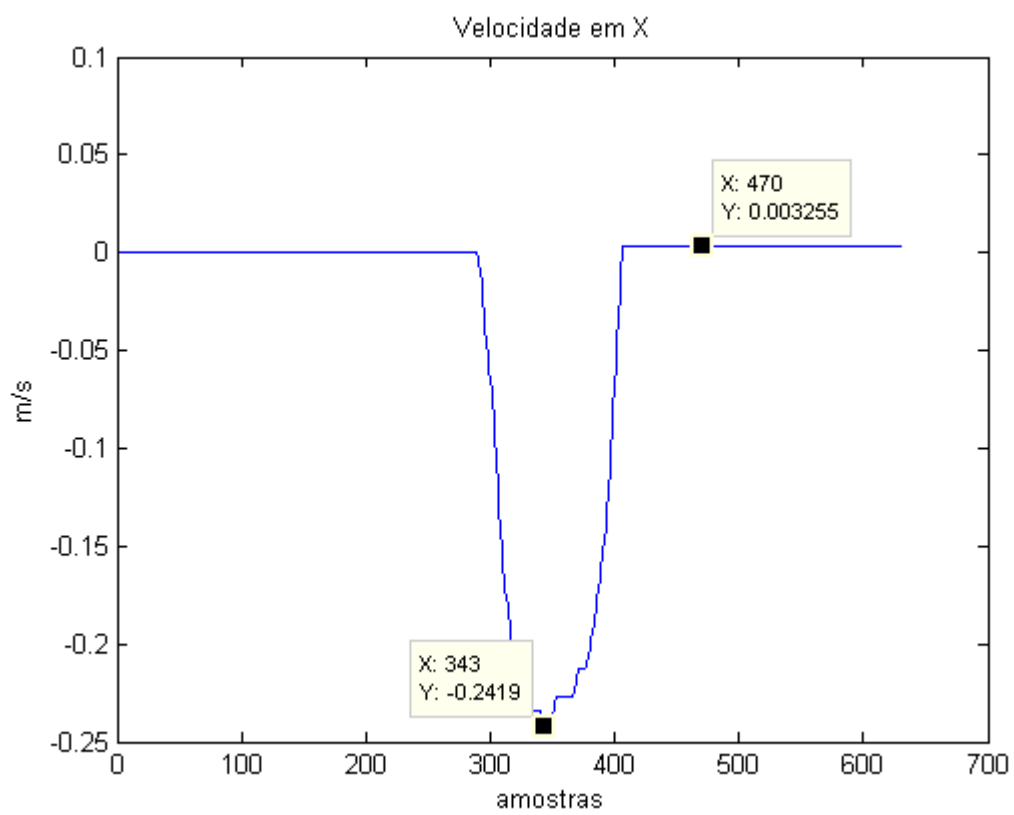


Figura 5.27: Velocidade com a direcção do movimento sobre o eixo X

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

O objectivo deste trabalho centrava-se no desenvolvimento de um sistema de medida inercial. Para este trabalho utilizaram-se três acelerómetros distintos e um giroscópio. Devido à má performance apresentada, o acelerómetro MMA7260Q foi considerado uma má escolha. No entanto, os outros sensores utilizados apresentaram performances satisfatórias. Foi mostrado que a utilização deste tipo de sensores requer um cuidado acrescido no que toca à localização física de cada sensor nos tipos de circuitos de condicionamento utilizados, assim como no ambiente em que o SMI será introduzido devido à grande vulnerabilidade demonstrada a perturbações de ruído.

Concebeu-se um sistema que fornece informações em tempo real acerca da velocidade angular e acelerações lineares do robô em questão. Para concretizar este trabalho será necessário juntar estes dados devolvidos pelo SMI com as outras informações acerca do ambiente do robô, nomeadamente com os magnetómetros e com a odometria já presentes na arquitectura dos robôs da equipa CMBADA, criando algoritmos de previsão e de correcção, como por exemplo, a utilização de filtros Kalman.

São ainda objectivos futuros desenhar uma nova placa do SMI apenas com os sensores que apresentaram resultados satisfatórios reduzindo o tamanho da placa. Se possível, utilizar um microcontrolador com dois interfaces de comunicação série para se poder comunicar via protocolos SPI ou I^2C maximizando o tempo de processamento e possibilitando a obtenção simultânea de dados digitais de cada sensor e simplificando o circuito eléctrico devido aos barramentos de comunicação partilhados com tensões de comunicação diferentes. Com o objectivo de introduzir este sistema na equipa CMBADA, será ainda necessário construir um SMI para cada Robô.

Bibliografia

- [1] Hugh Liu, Grantham Pang. Evaluation of a Low Cost Solid-State Accelerometer as a Distance Measuring Sensor for Vehicle Positioning System Dept. of Electrical and Electronic Engineering, The University of Hong Kong, 2001
- [2] A. D. KING, B.Sc., F.R.I.N., Marconi Electronic Systems Ltd. Inertial Navigation Forty Years of Evolution, *GEC review*, vol. 13, no. 3, 1998
- [3] Hugh. S. Liu and Grantham K. H. Pang, Member IEEE Accelerometer for Mobile Robot Positioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, May/June 2001
- [4] Chin-Woo Tan, Kirill Mostov, Pravin Varaiya. Feasibility of A Gyroscope-free Inertial Navigation System for Tracking Rigid Body Motion. *California PATH Research Report UCB-ITS-PRR-2000-9*
- [5] Michael Kraft. Micromachined Inertial Sensors State of the Art and a Look into the Future. University of Southampton, Highfield, Southampton, 2000.
- [6] Oliver J. Woodman An introduction to inertial navigation. University of Cambridge, August, 2007.
- [7] CAMBADA2010: Team Description Paper A. J. R. Neves, J. L. Azevedo, M. B. Cunha, N. Lau, A. Pereira, G. Corrente, F. Santos, D. Martins, N. Figueiredo, J. Silva, J. Cunha, B. Ribeiro, R. Sequeira. Transverse Activity on Intelligent Robotics. IEETA/DETI University of Aveiro
- [8] C. Verplaetse Inertial proprioceptive devices: Self-motionsensing toys and tools IBM SYSTEMS JOURNAL, VOL 35, NOS 3&4, 1996
- [9] Laurent Robin, Yole Dveloppement MEMS Accelerometer, Gyroscope and IMU Market 2008-2013
- [10] F. Magno Morgado and T. Cunha. "Concepção de um pequeno sensor inercial 3d", dissertação de Mestrado Integrado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Nov. 2008.

- [11] Magno Morgado, G., "Desenvolvimento e análise de desempenho de um sistema de navegação integrado", dissertação de Mestrado Integrado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Nov. 2008.
- [12] Mehmet Akif ERISMIS, MEMS Accelerometers and Gyroscopes for Inercial Measurement Units. Master of Science Thesis, Middle East Technical University, September 2004.
- [13] J. Borenstein, H. R. Everett, and L. Feng. Where am I? Sensors and Methods for Mobile Robot Positioning, University of Michigan, April 1996.
- [14] D. Titterton and J. Weston. *Strapdown Inertial Navigation Technology*. The American Institute of Aeronautics and Astronautics, second edition, 2004
- [15] H. R. Everett Sensors for mobile robots: theory and application, 1995
- [16] W Stockwell Angle random walk. www.xbow.com
- [17] Isaac Skog, Peter Handel. Calibration of a MEMS inertial measurment unit XVII IMEKO WORLD CONGRESS Metrology for a Sustainable Development September, 1722, 2006 Rio de Janeiro, Brazil
- [18] Sherryl H. Stovall Basic Inertial Navigation, September 1997. R.N. NAWCWPNS TM 8129
- [19] Sensor and information fusion applied to a Robotic Soccer Team João Silva, Nuno Lau, João Rodrigues, José Luís Azevedo and António J. R. Neves. IEETA / Department of Electronics, Telecommunications and Informatics University of Aveiro, Portugal.

Anexo A

Projecto do esquemático

O esquemático foi desenhado utilizando o programa OrCAD Capture, da Cadence Design Systems. A figura A.1 mostra como foi feita a alimentação do circuito. Foram utilizados dois reguladores de tensão: um converte a tensão de entrada 9.6V para 5V e o outro gera a tensão de alimentação do sensor de 3.3V. No circuito, foram colocados também condensadores de desacoplamento entre a alimentação e massa.

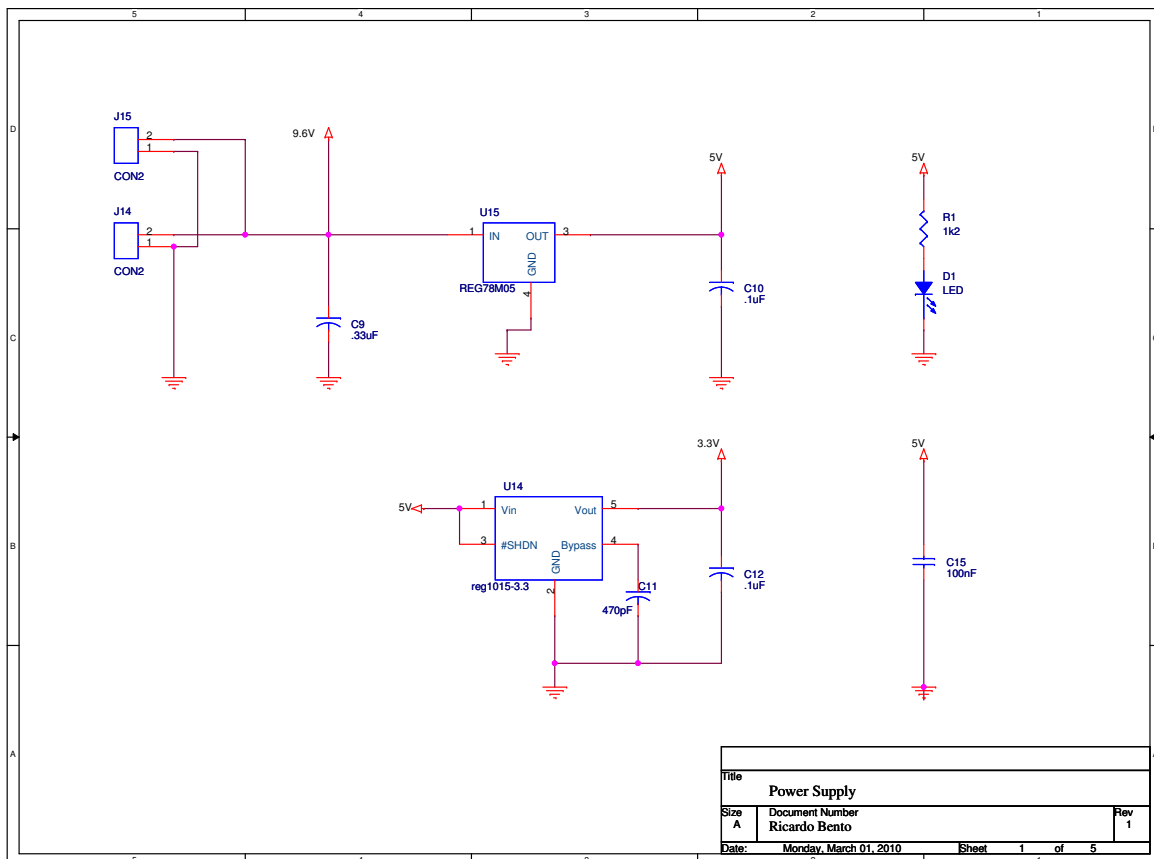


Figura A.1: Esquemático da alimentação do circuito

A figura A.2 mostra as ligações do PIC18F4580 que foi o microcontrolador utilizado neste trabalho. A placa foi desenhada tendo em vista a sua programação utilizando o programador ICD2 da Microchip. O conector de 8 pinos é um conector do tipo RJ45 para programação da placa. Os pinos foram escolhidos de acordo com as especificações estabelecidas pela equipa CAMBADA. As linhas PGM, PGC, PGD e MCLR são usadas pelo ICD para a programação da placa.

No circuito foi colocado um LED para facilitar a programação, sendo este acendido ou apagado, tornando mais fácil apurar possíveis erros. Foi também colocado no circuito um botão do tipo interruptor para efeitos de reset aos possíveis cálculos que o microcontrolador possa estar a fazer a dado momento.

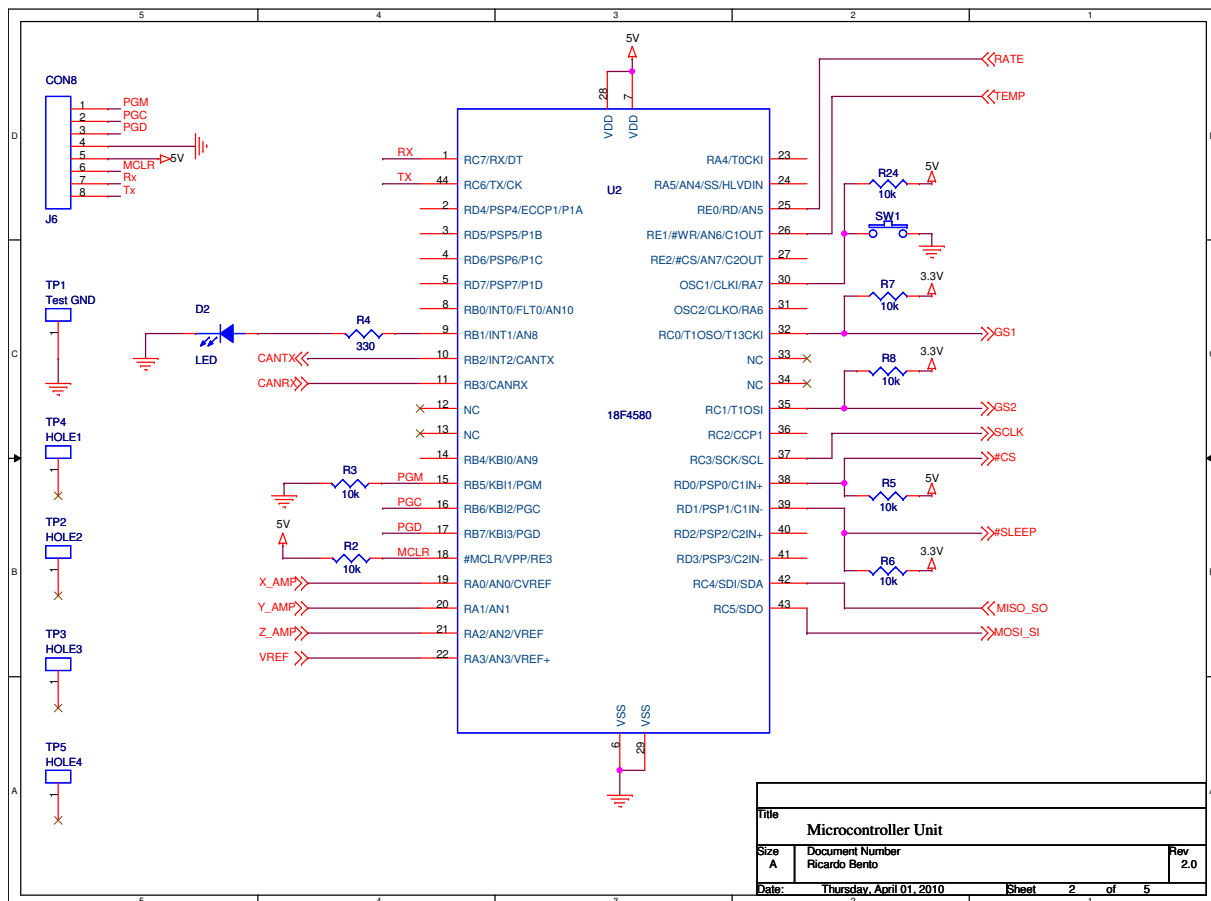


Figura A.2: Esquemático do microcontrolador

Devido ao facto de os sensores MMA7260Q e LIS3L02AL funcionarem a 3.3V e serem dispositivos analógicos, e sabendo que o microcontrolador tem tensões de alimentação de 5V, foi incluído no circuito um andar de amplificação baseado numa configuração de amplificador diferenças com o objectivo de maximizar a sensibilidade do sensor e tomar partido de todos os bits do ADC do microcontrolador. Este andar está esquematizado na figura A.3.

É gerada uma tensão de referência em $R10$ que é partilhada por $U9B$, $U10A$ e $U10B$. Nas entradas não inversoras destes amplificadores, entra o sinal proveniente do acelerómetro que está contido na gama de $3.3V$. À saída de cada um dos três amplificadores, o sinal passa a estar na gama dos $5V$

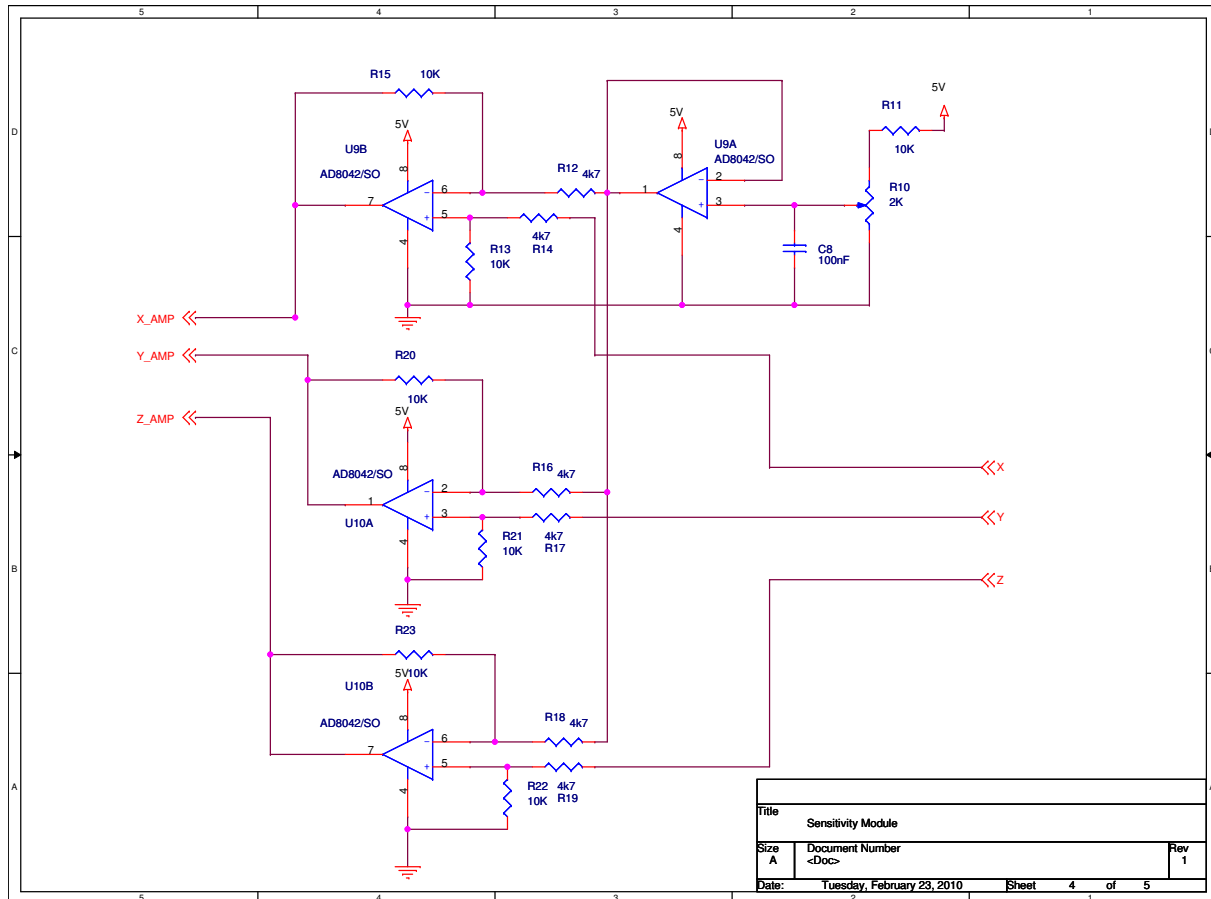


Figura A.3: Esquemático do Andar de Amplificação

A figura A.4 mostra o esquemático das ligações do circuito aos sensores. O giroscópio como já foi referido tem um funcionamento que tanto pode ser digital como analógico. Aquando do momento do projecto do esquemático decidiu-se ligar ambas as ligações por forma a poder comparar os dois funcionamentos. O acelerómetro tem duas portas GS1 e GS2 que servem para escolher a sensibilidade desejada. As saídas x,y e z são saídas analógicas.

Devido à má performance demonstrada pelo acelerómetro MMA7260Q foram desenhados mais dois circuitos um que utiliza o sensor LIS3L02AL e outro que utiliza o acelerómetro digital substituindo o sensor MMA7260Q.

A figura A.5 foi desenhada com o objectivo de substituir o acelerómetro MMA7260Q, e introduz um "buffer" entre as saídas do acelerómetro e o andar de amplificação no sentido de colmatar a falha cometida no esquemático da figura A.4, uma vez que a impedância de

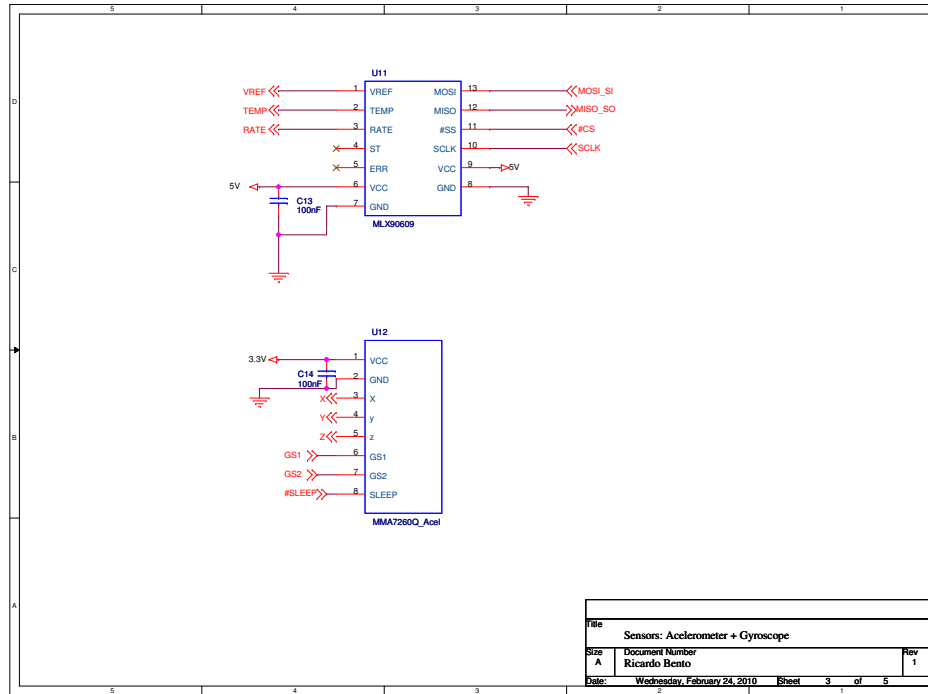


Figura A.4: Esquemático dos sensores MMA7260Q e MLX90609

entrada do acelerómetro para o andar de amplificação é agora zero. O sensor LIS3L02AL tem integrado uma resistência de saída de $R_{out} = 110k\Omega$. Utilizando a conhecida expressão para a frequência de corte de um filtro passa-baixo A.1, é possível definir a frequência de corte de cada uma das saídas do acelerómetro, colocando na saída respectiva um condensador:

$$f_c = \frac{1}{R_{out} \cdot 2\pi \cdot C_{carga}} \quad (A.1)$$

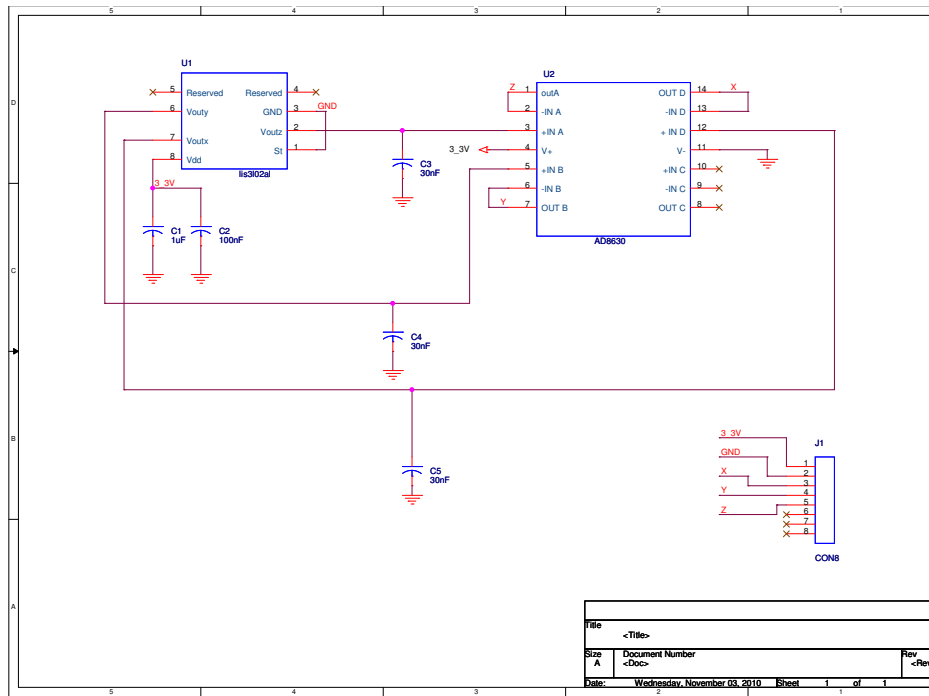


Figura A.5: Esquemático da nova placa com o sensor LIS3L02AL

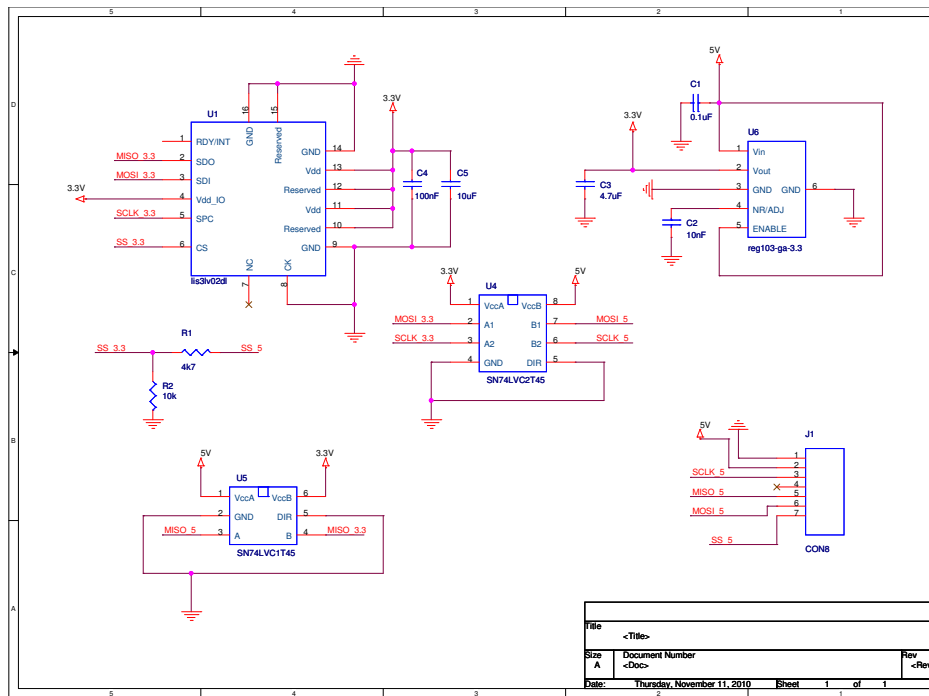


Figura A.6: Esquemático da placa com o sensor acelerómetro digital LIS3LV02DL

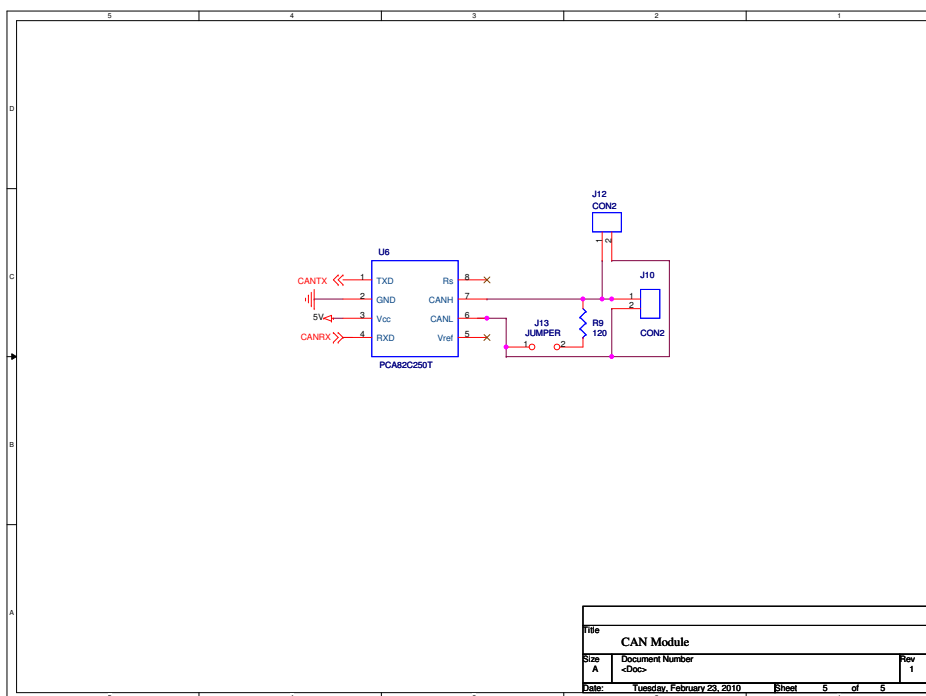


Figura A.7: Esquemático do módulo CAN

Anexo B

Construção do PCB

A partir dos esquemáticos apresentados anteriormente, o desenho do PCB foi desenhado utilizando o programa OrCAD Layout, da Cadence Design Systems. Sabendo que esta placa irá integrar o corpo dos robôs, foi necessário ter em conta algumas condicionantes na colocação dos componentes: o tamanho da placa não deveria exceder as dimensões de $55mm \times 75mm$; o giroscópio deveria ficar numa posição central para a medição da velocidade angular ser mais precisa em relação ao eixo de rotação; seria necessário incluir duas fichas de alimentação e duas fichas para o módulo-CAN.

As figuras B.1 e B.2 mostram o layout da placa final:

Com o objectivo de substituir a placa com o acelerómetro MMA7260Q foi desenhada uma nova placa com as mesmas dimensões para poder encaixar no mesmo sítio onde a anterior se encontrava. As figuras B.3 e B.4 mostram o layout desta nova placa.

A placa foi fabricada pela empresa OLIMEX Ltd. e pode ser vista na figura B.5 e B.6 sem os componentes soldados.

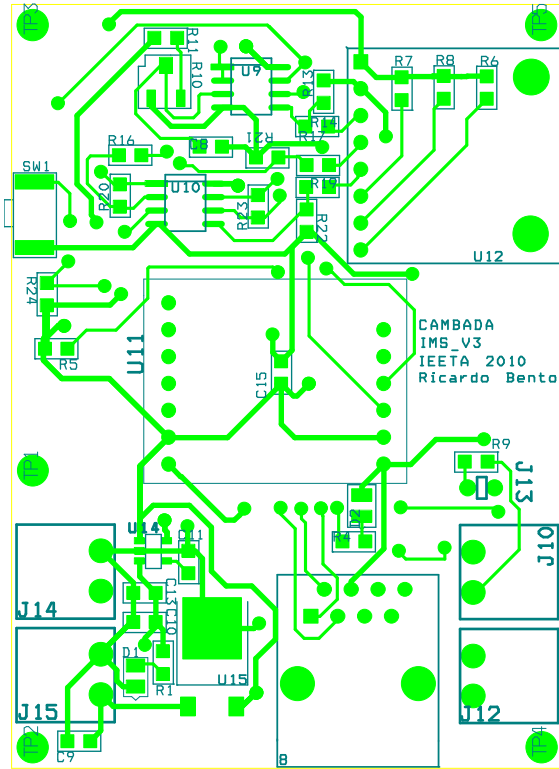


Figura B.1: Layout visto de cima

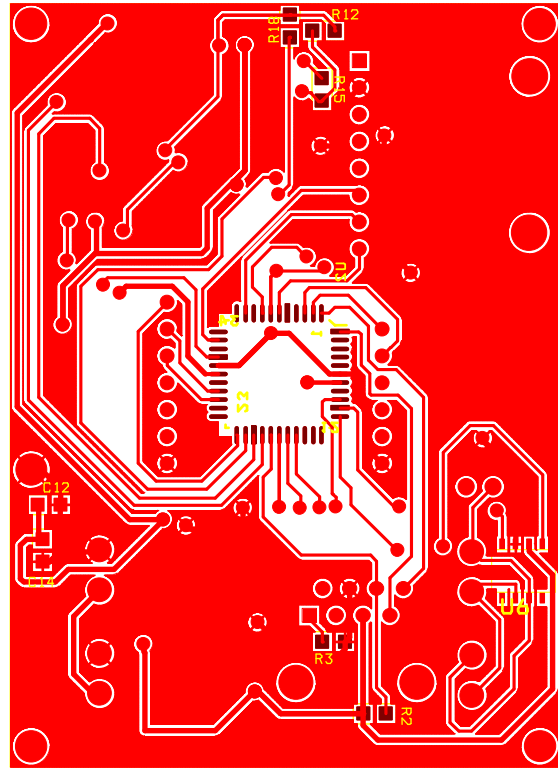


Figura B.2: Layout visto de baixo

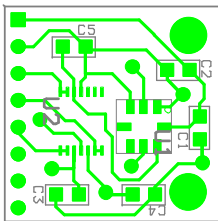


Figura B.3: Layout com o LIS3L02AL visto de cima

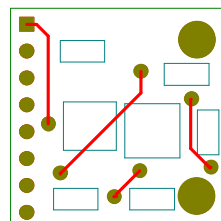


Figura B.4: Layout com o LIS3L02AL visto de baixo

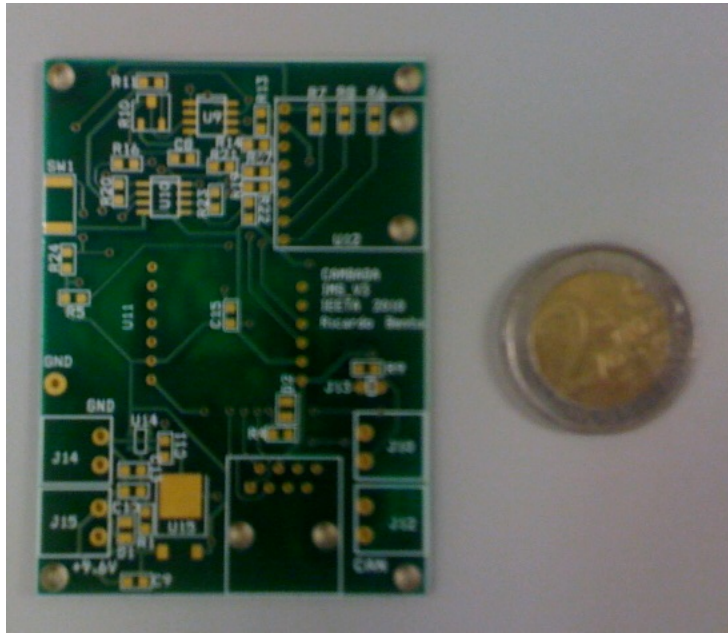


Figura B.5: Placa final sem componentes vista de cima

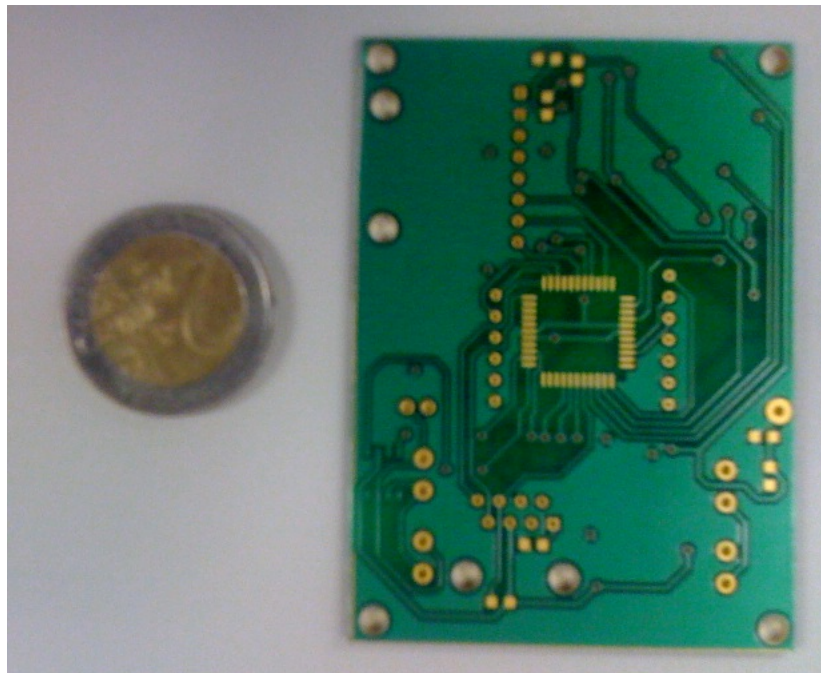


Figura B.6: Placa final sem componentes vista de baixo