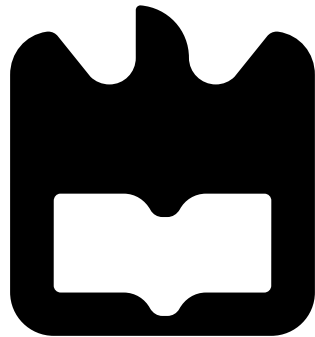




**Ricardo Manuel
Castro Portugal
Granja Bento**

**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 todos 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 all 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
C	Datasheets dos sensores	61

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

Neste trabalho concebe-se e desenvolve-se um sistema de medida inercial (SMI) que permite 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 Satelite 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 robot[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.

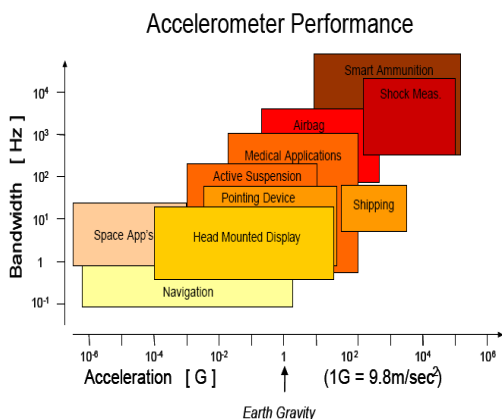


Figura 1.1: Performance dos acelerómetros. Fonte ([5][12])

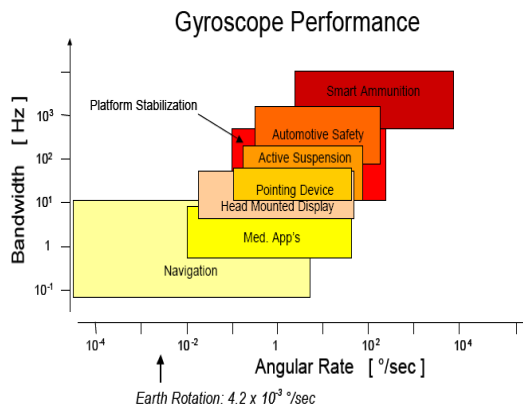


Figura 1.2: Performance dos giroscópios. Fonte ([5][12])

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, 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

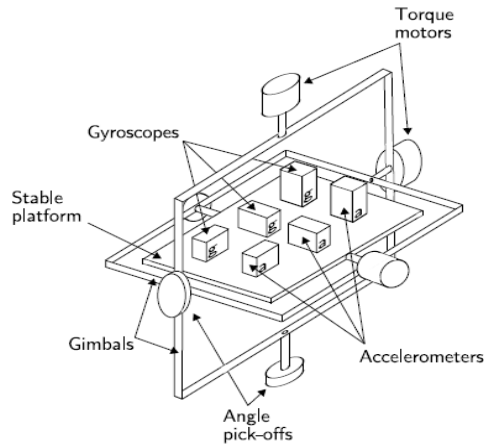


Figura 2.1: Plataforma giro-estabilizada

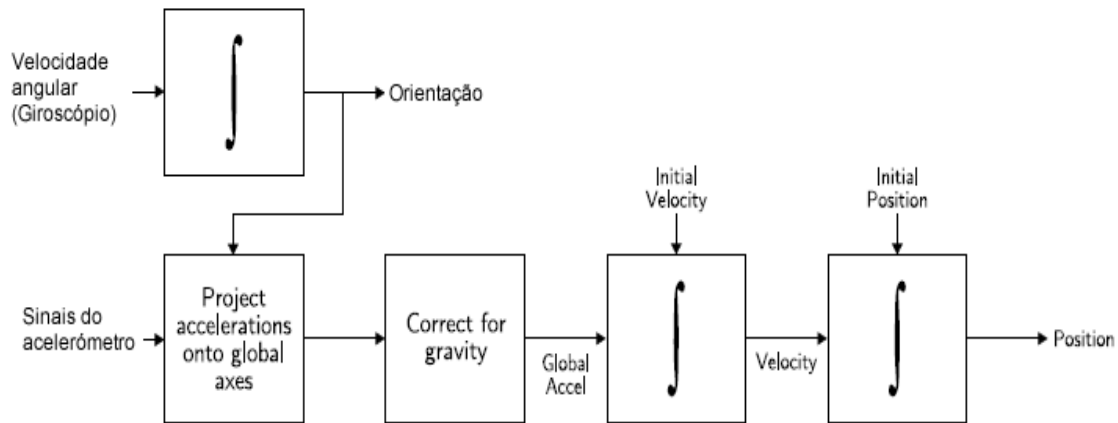


Figura 2.2: Algoritmo do tipo *strapdown*. Fonte([6])

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.

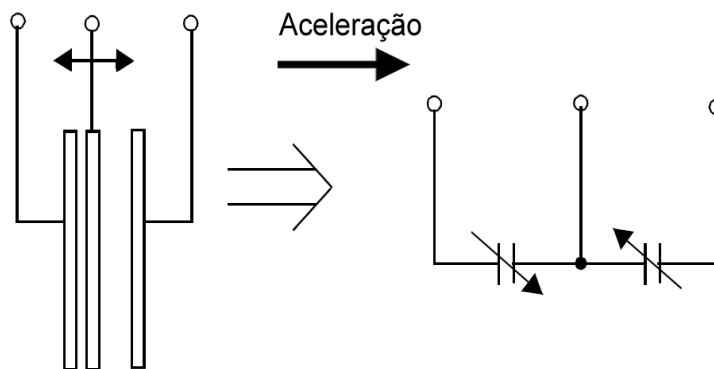


Figura 2.3: Modelo físico do transductor de aceleração. Fonte (MMA726Q datasheet)

- 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.

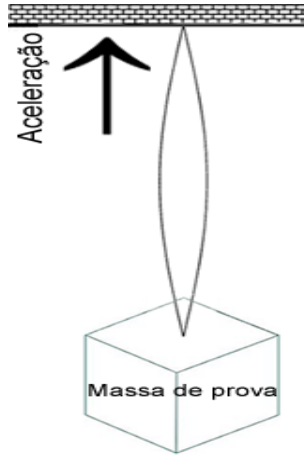


Figura 2.4: Exemplo conceptual de um acelerómetro do tipo vibratório

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 o 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 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 causado 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.

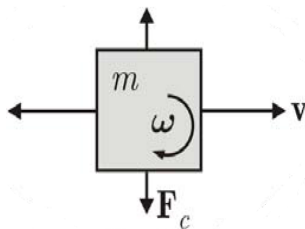


Figura 2.5: Giroscópio de massa vibratória. Fonte([6])

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 um 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

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

cresce proporcionalmente com \sqrt{t} . 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 [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 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) :

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

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

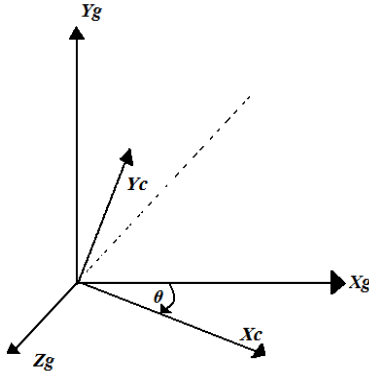


Figura 2.6: Referencial global e referencial do corpo

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 de *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

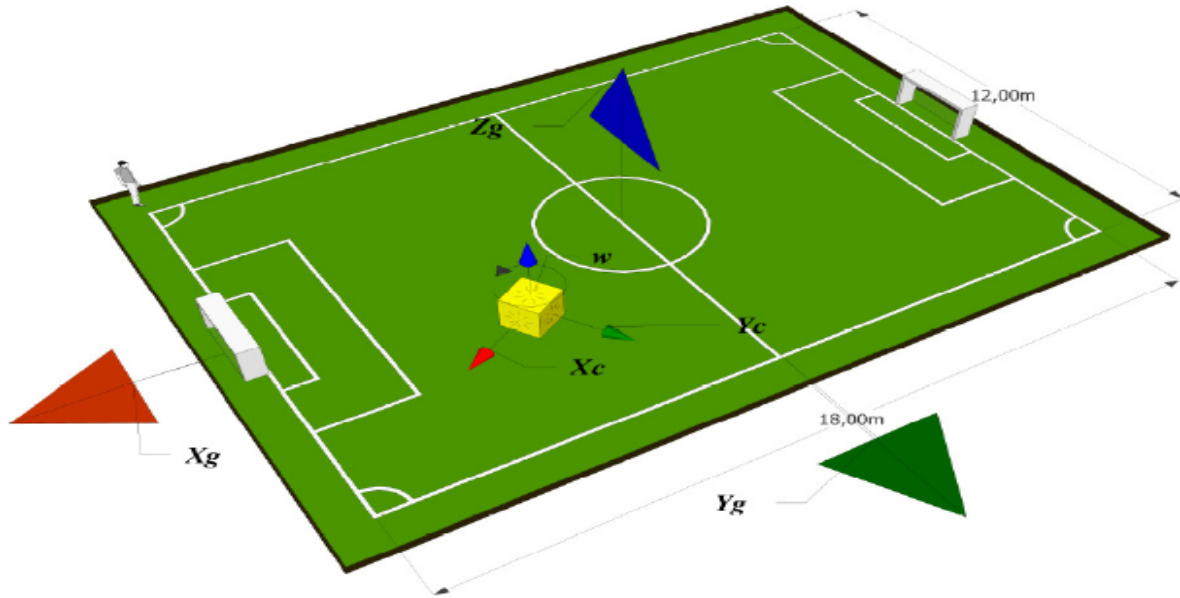


Figura 2.7: Sistema *strapdown* a duas dimensões

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 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 incertezas 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.

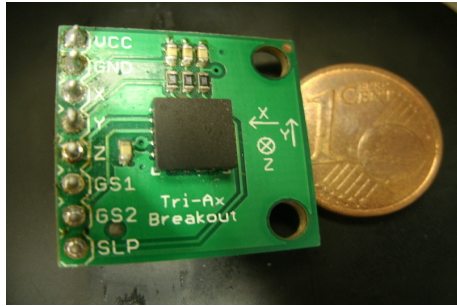


Figura 3.1: MMA7260Q

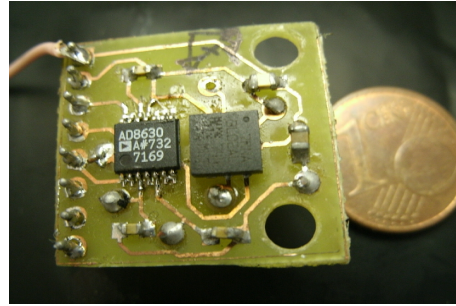


Figura 3.2: LIS3L02AL (IC da direita)

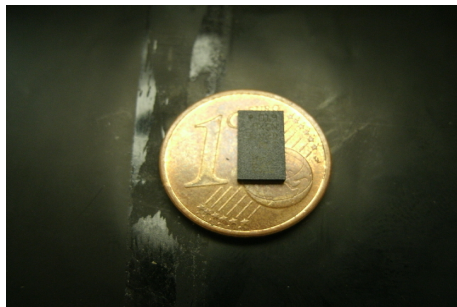


Figura 3.3: LIS3LV02DL

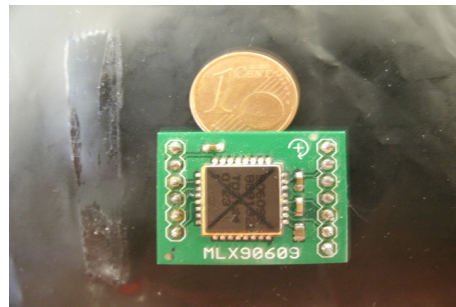


Figura 3.4: MLX90609

3.1.1 Caracterização dos sensores

Apresenta-se nesta secção as principais características dos sensores utilizados. Para mais pormenores sobre o funcionamento dos sensores encontra-se no anexo C 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 vs Temperatura	± 2	$mg/^\circ C$
Variação de Sensibilidade vs 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 vs Temperatura	± 0.5	$mg/^\circ C$
Variação de Sensibilidade vs 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 <i>vs</i> Temperatura	± 0.2	$mg/^{\circ}C$
Variação de Sensibilidade <i>vs</i> 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 *I²C*. Informação mais detalhada sobre o funcionamento do microcontrolador pode ser encontrada no anexo C.

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 pela 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.

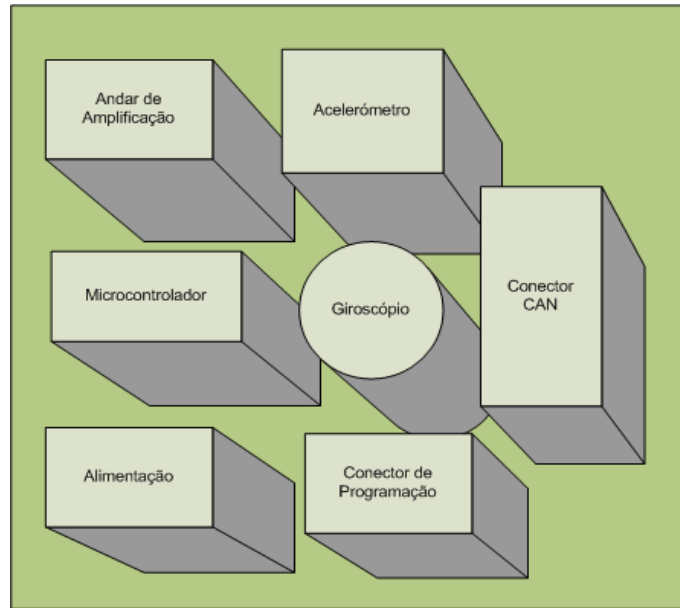


Figura 3.5: Diagrama de blocos da placa

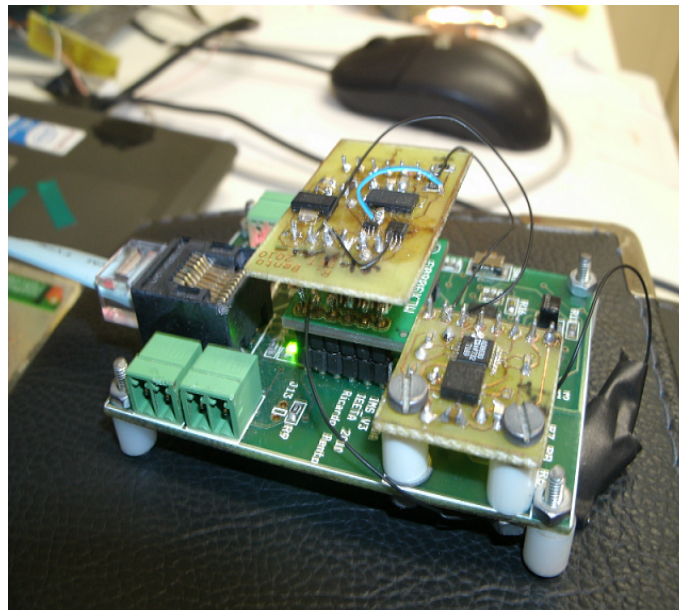


Figura 3.6: Protótipo final

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.

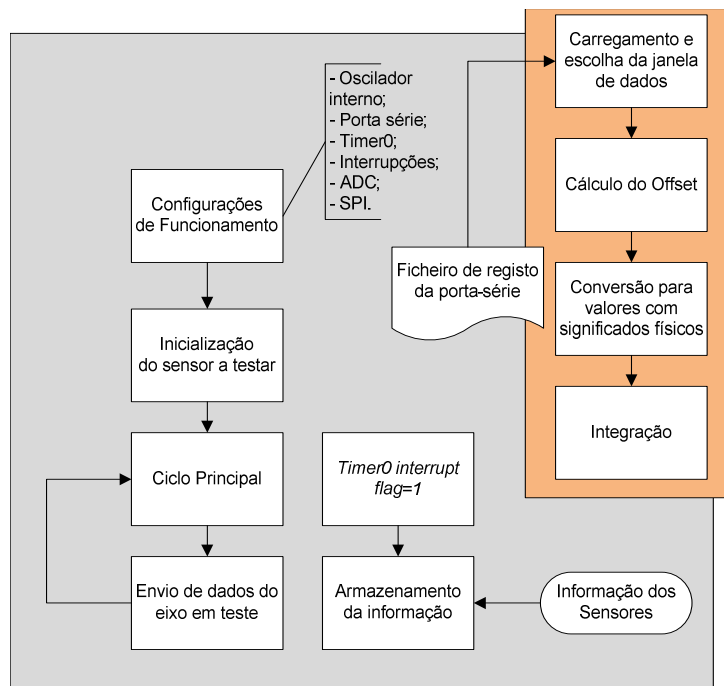


Figura 3.7: Fluxograma utilizado durante a fase de testes

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 mecânicamente 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

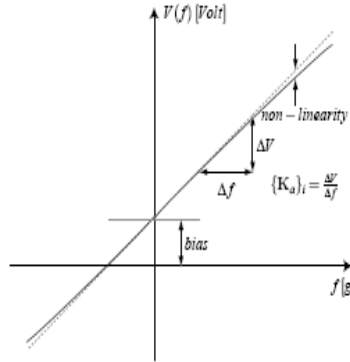


Figura 4.1: Relação entre a aceleração/velocidade angular aplicada nos sensores e a sua saída. [17]

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 uma *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.

O 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.

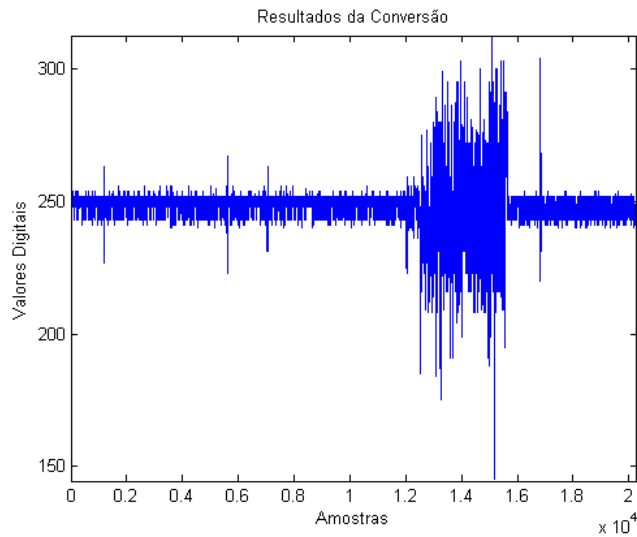


Figura 5.1: Dados do MMA7260Q

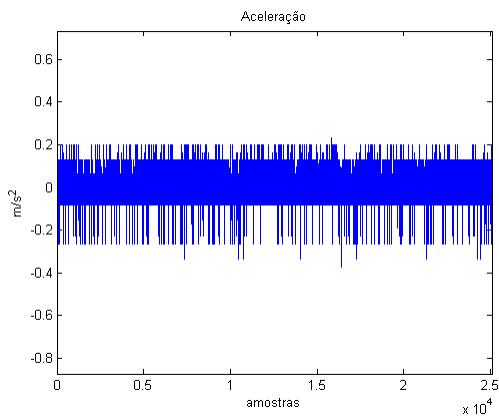


Figura 5.2: Sinal com ruído

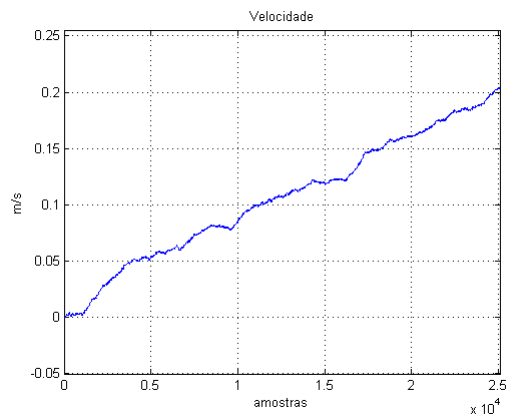


Figura 5.3: Passeio aleatório associado

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 $\approx \pm 11mV$.

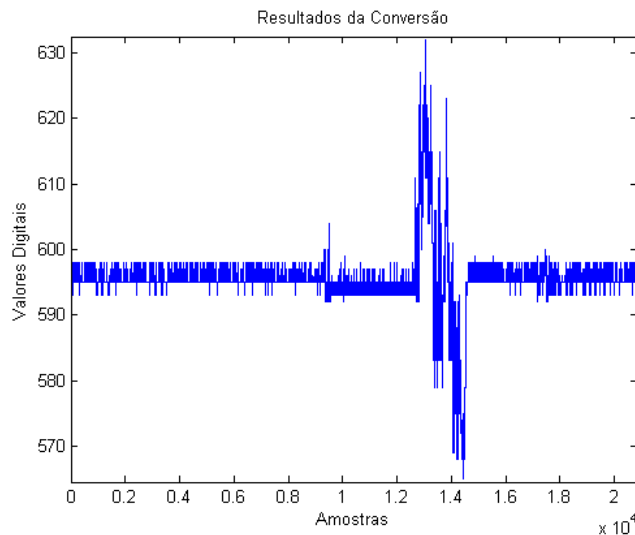


Figura 5.4: Dados do LIS3L02AL

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.

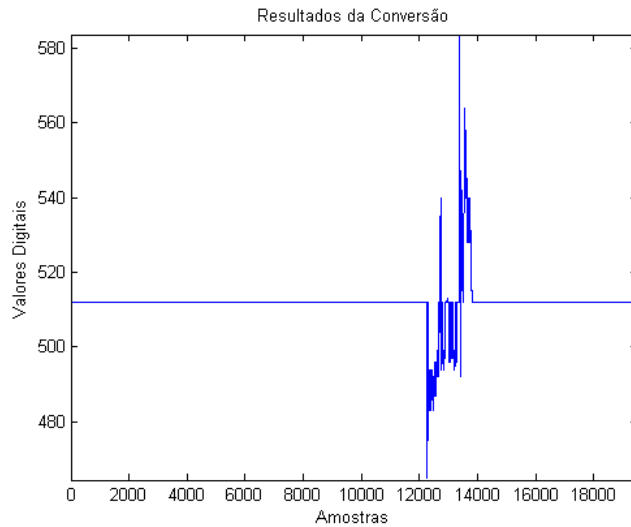


Figura 5.5: Sinal com um filtro passa baixo analógico

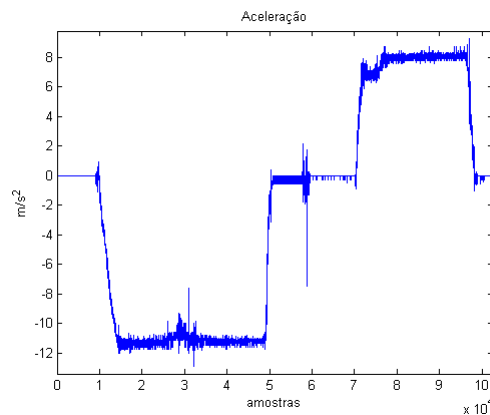


Figura 5.6: Sinal a calibrar

5.1.3 Acelerómetro LIS3LV02DL

Este sensor, que é um dispositivo digital com um conversor interno de 16bits e que possui interiormente 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

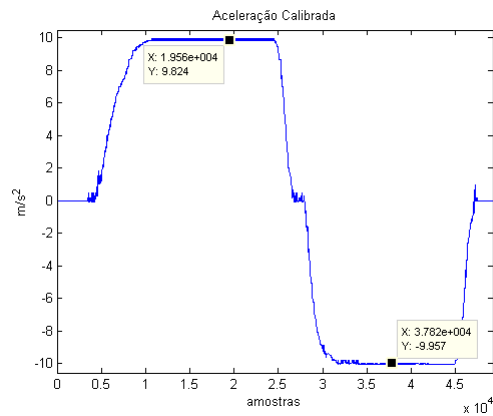


Figura 5.7: Sinal calibrado

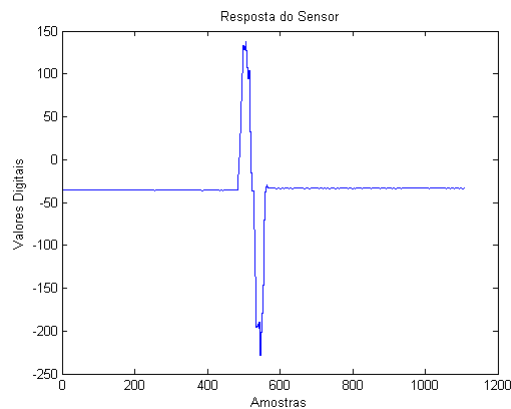


Figura 5.8: Resposta do LIS3LV02DL

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, obteu-se o gráfico da figura 5.10.

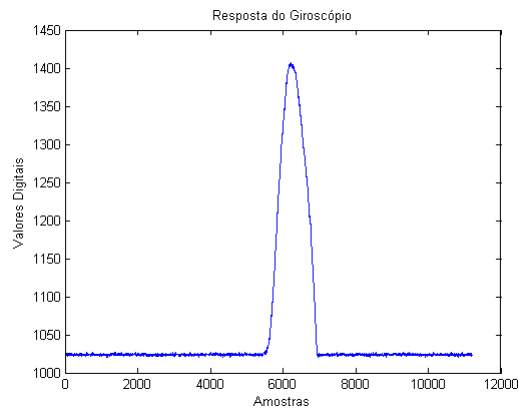


Figura 5.9: Resposta do Giroscópio

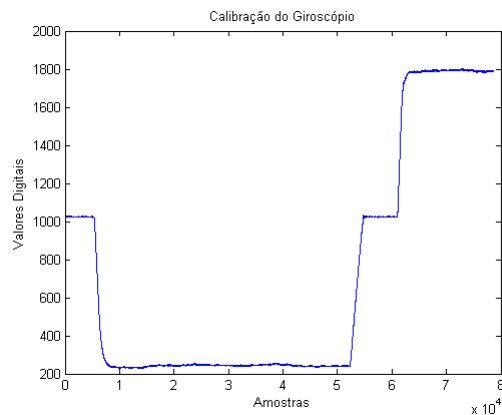


Figura 5.10: Calibração do Giroscópio

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.

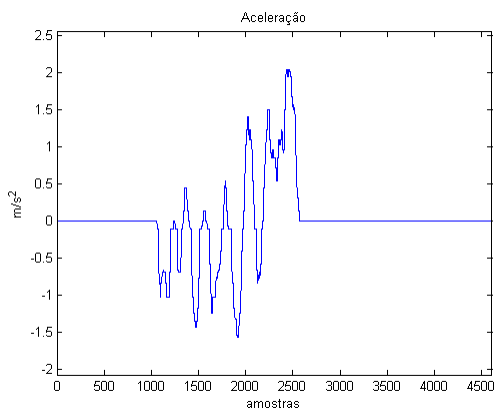


Figura 5.11: Aceleração com atrito

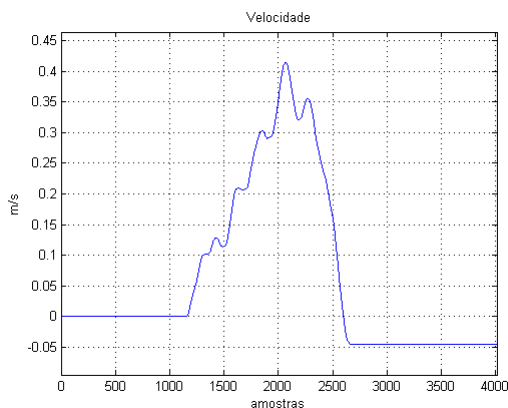


Figura 5.12: Velocidade com atrito

Em busca de resultados mais precisos, procurou-se minizar o efeito de arrastamento ao 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.

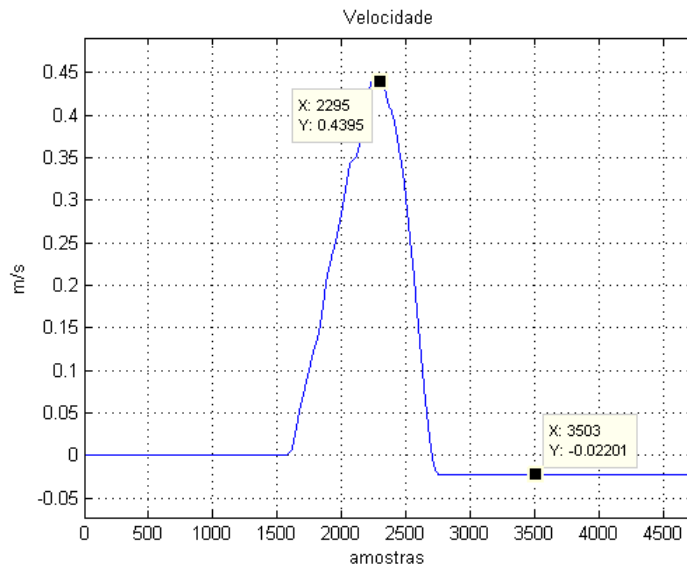


Figura 5.13: velocidade sem atrito



Figura 5.14: Configuração utilizada no deslocamento

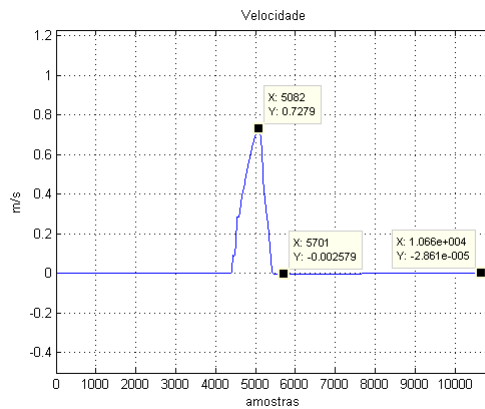
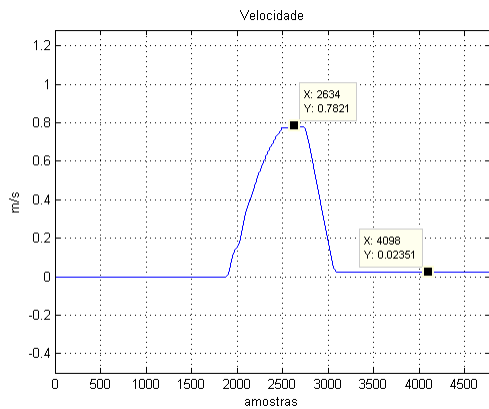


Figura 5.15: Velocidades medidas no *rail*

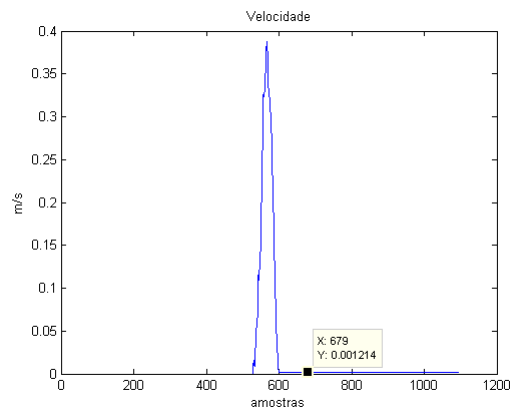
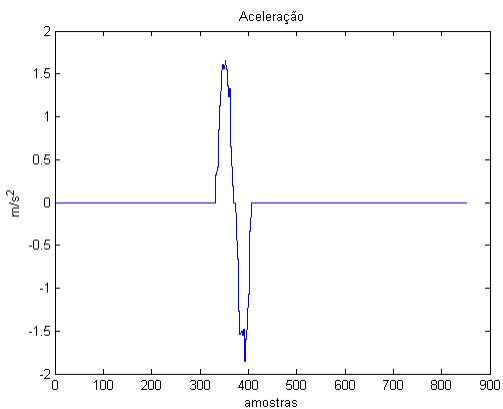


Figura 5.16: Aceleração obtida com o LIS3LV02DL

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.

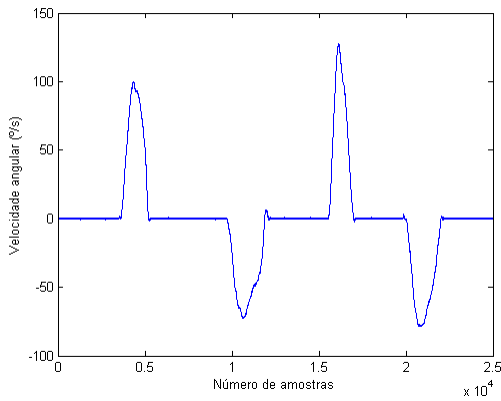


Figura 5.18: Velocidade angular

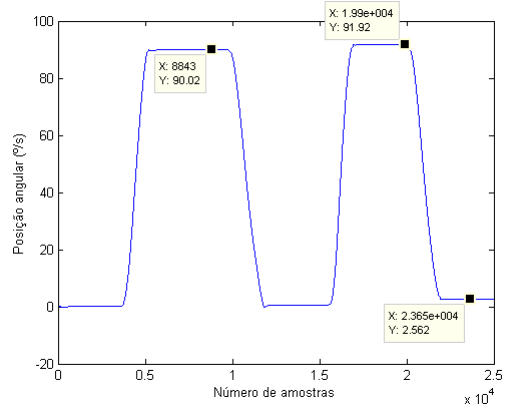


Figura 5.19: Posição angular

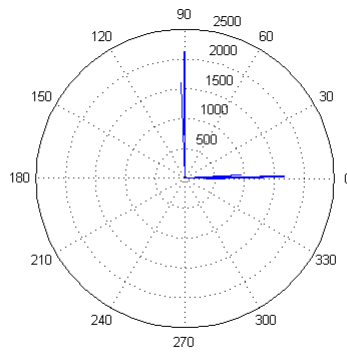


Figura 5.20: Histograma com os ângulos detectados

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

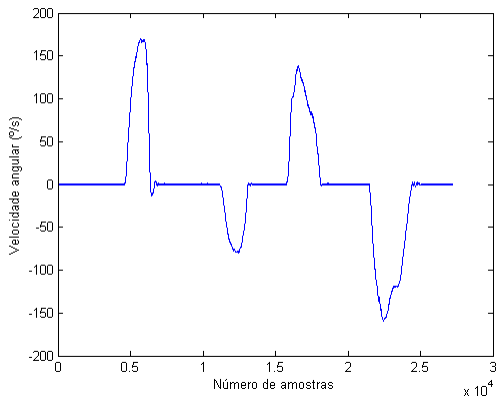


Figura 5.21: Velocidade angular

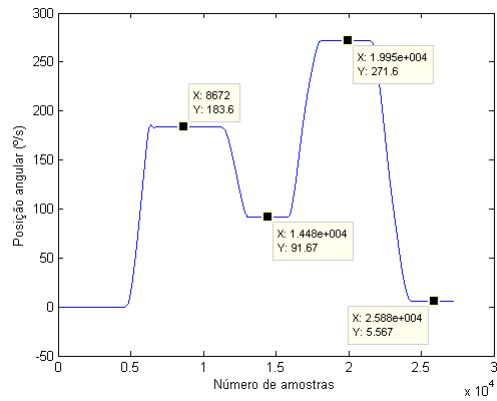


Figura 5.22: Posição angular

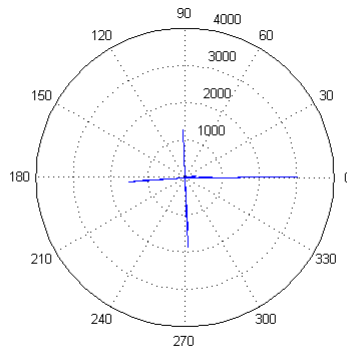


Figura 5.23: Histograma com os ângulos detectados

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

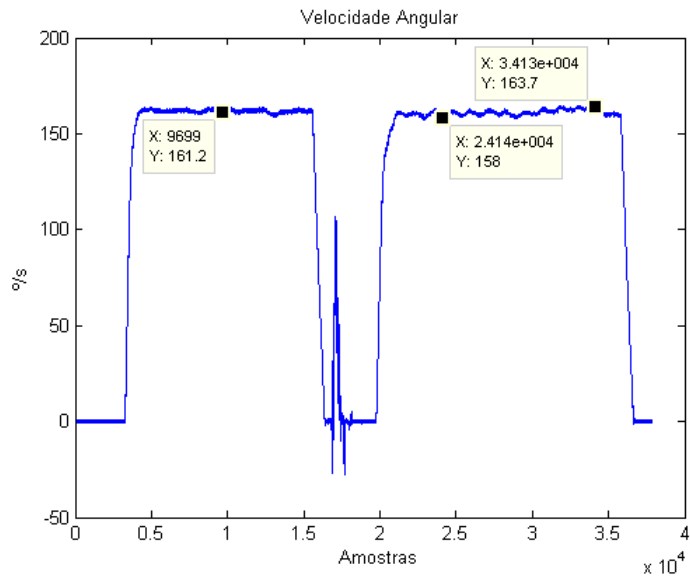


Figura 5.24: Velocidade de Rotação

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

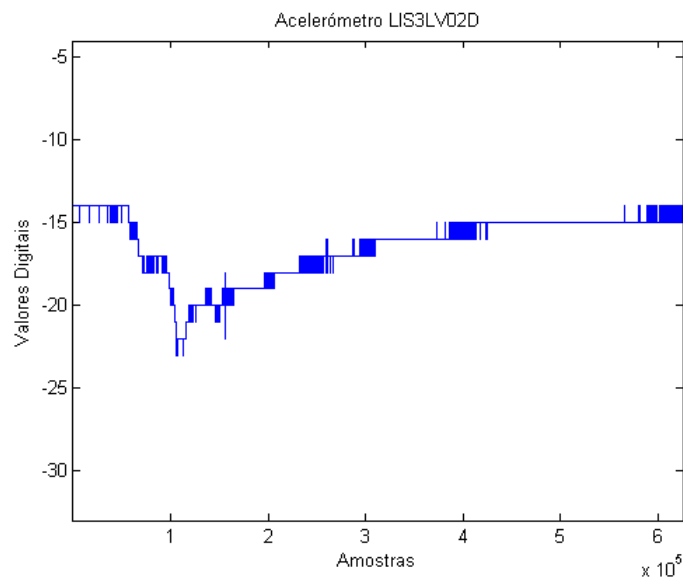


Figura 5.25: Influência da temperatura

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 .

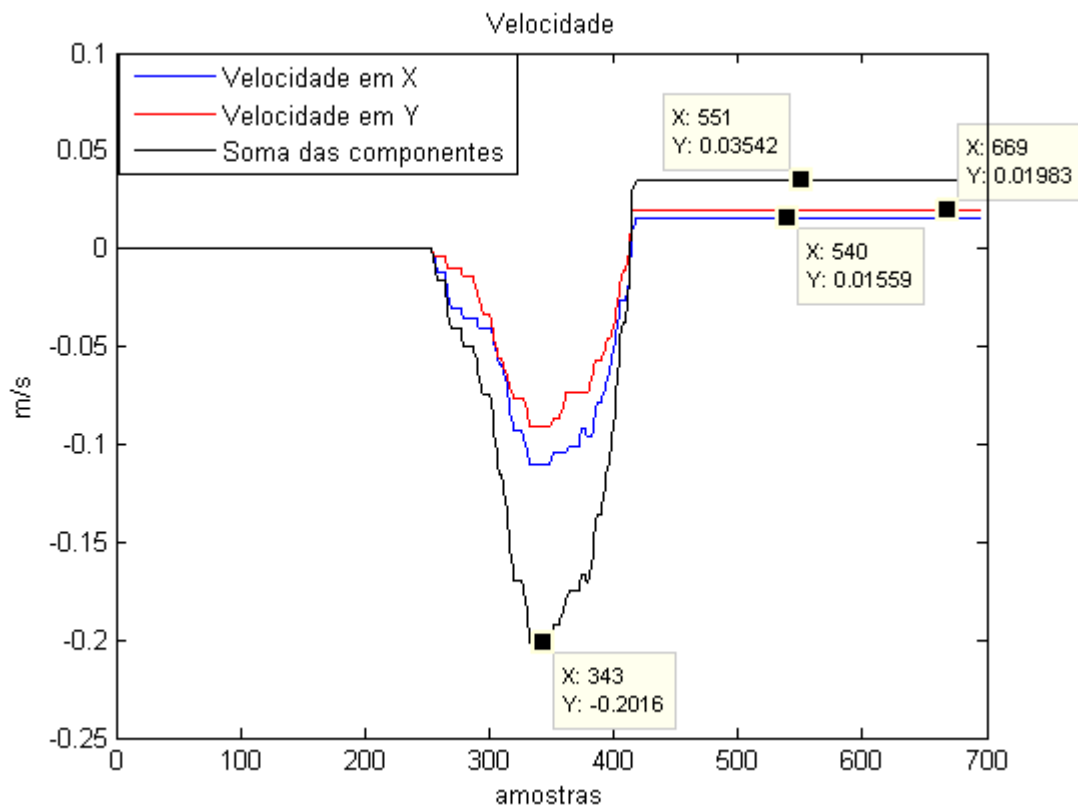


Figura 5.26: Velocidades com a direcção do movimento a aproximadamente 45°

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.

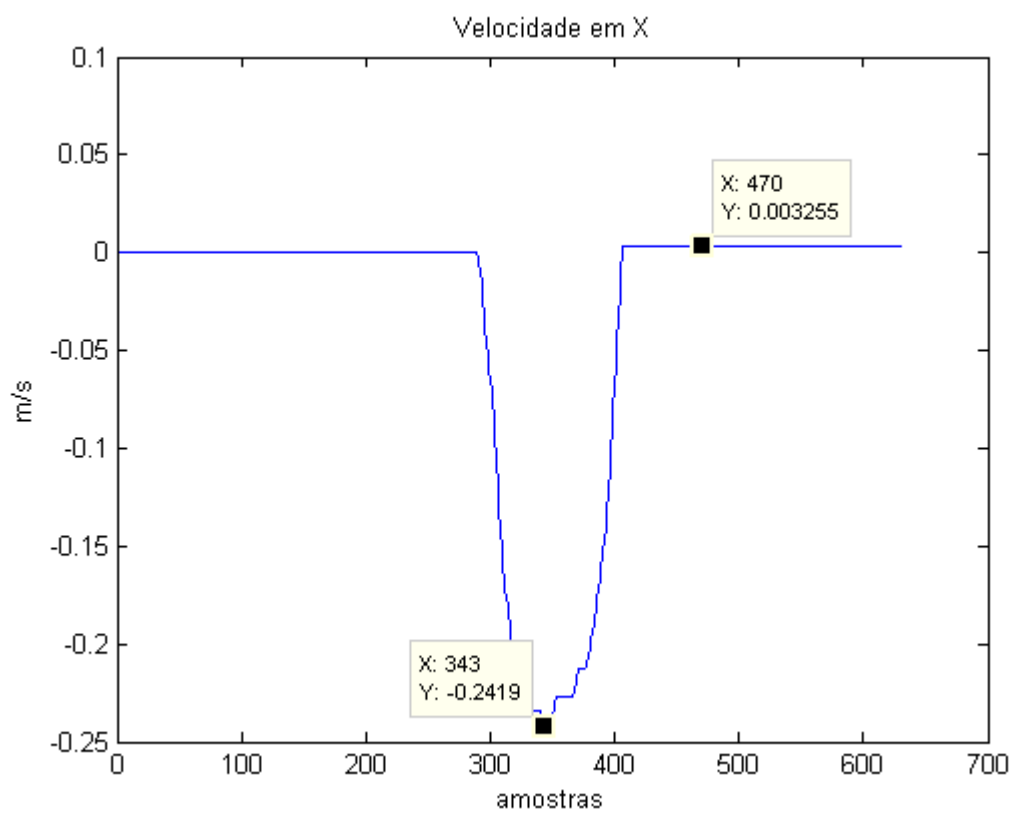


Figura 5.27: Velocidade com a direcção do movimento sobre o eixo X

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.

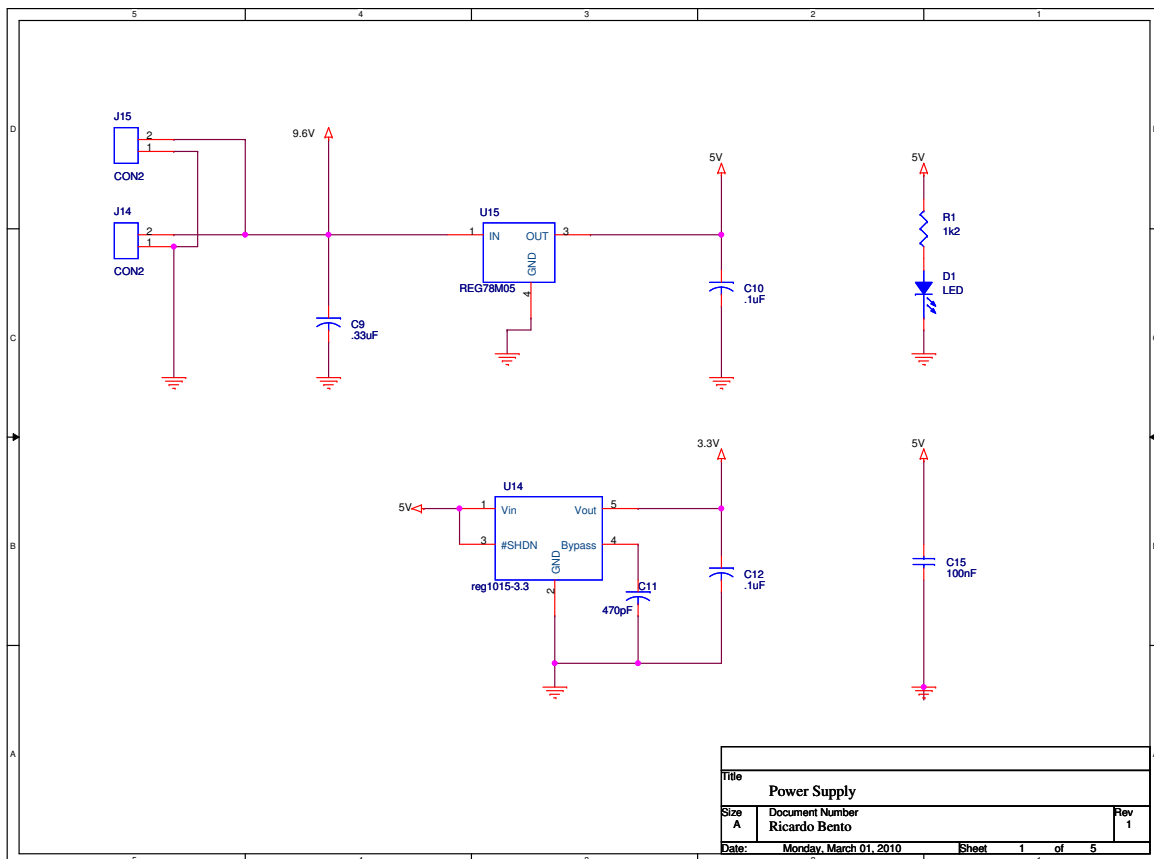


Figura A.1: Esquemático da alimentação do circuito

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.

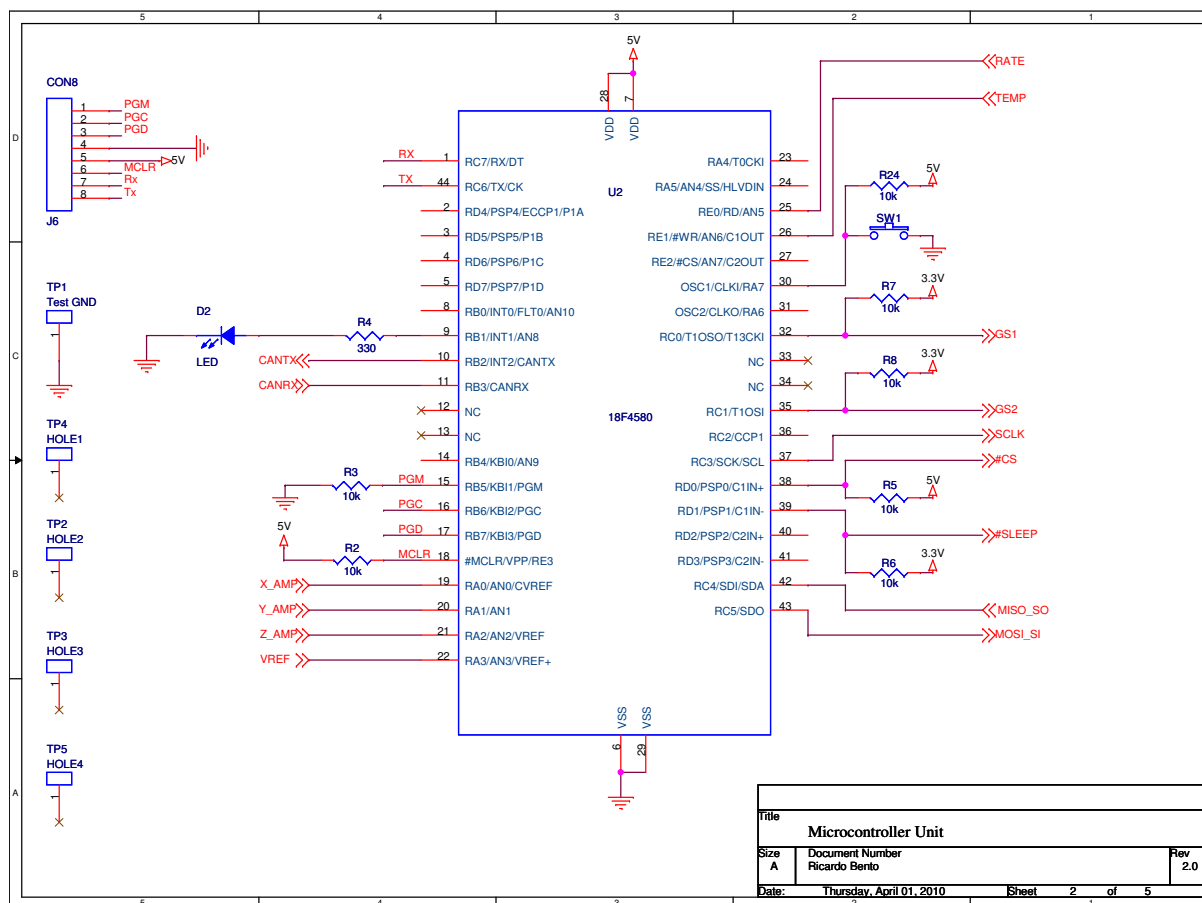


Figura A.2: Esquemático do microcontrolador

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 $5V$

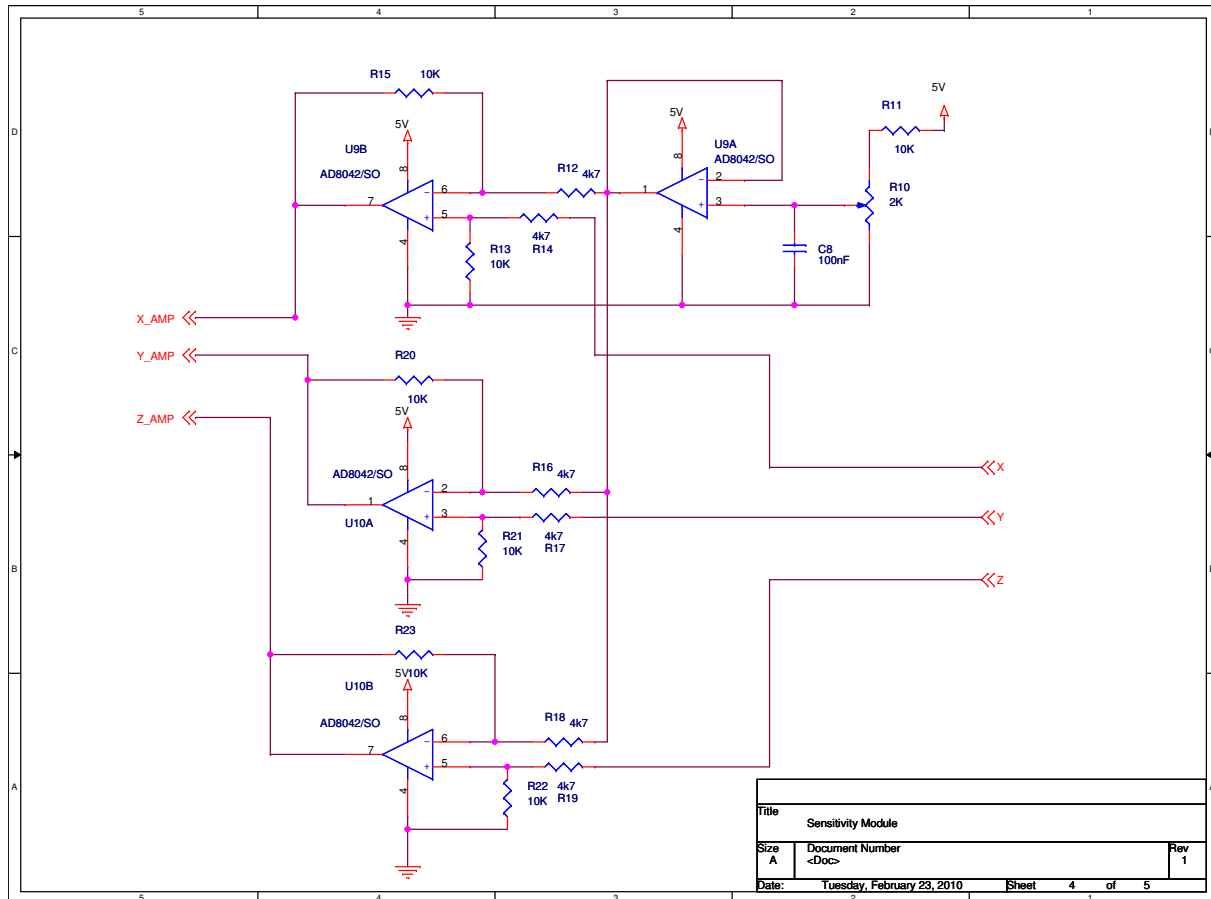


Figura A.3: Esquemático do Andar de Amplificação

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

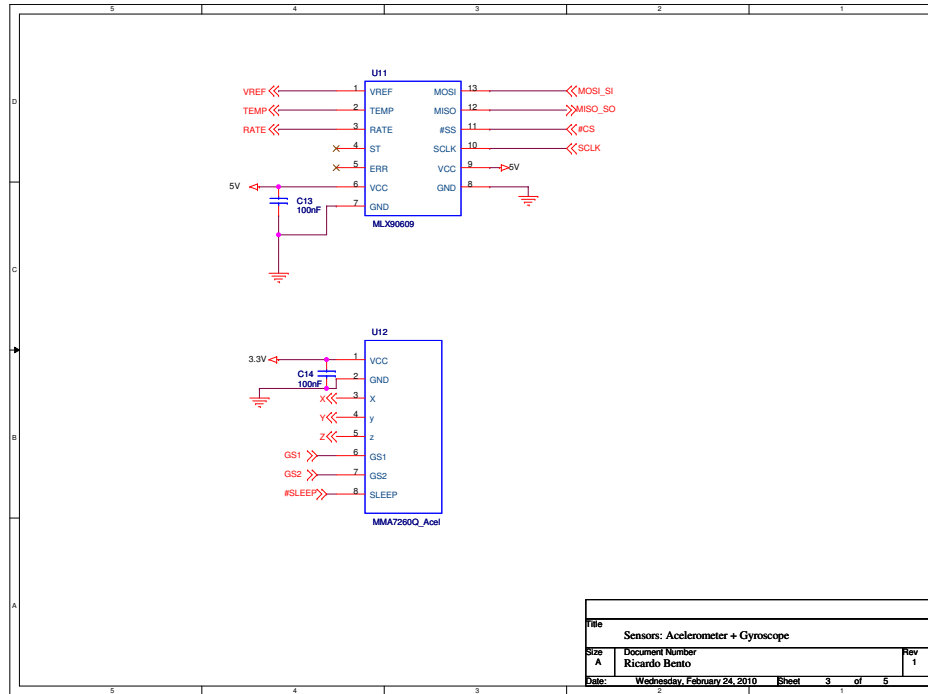


Figura A.4: Esquemático dos sensores MMA7260Q e MLX90609

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:

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

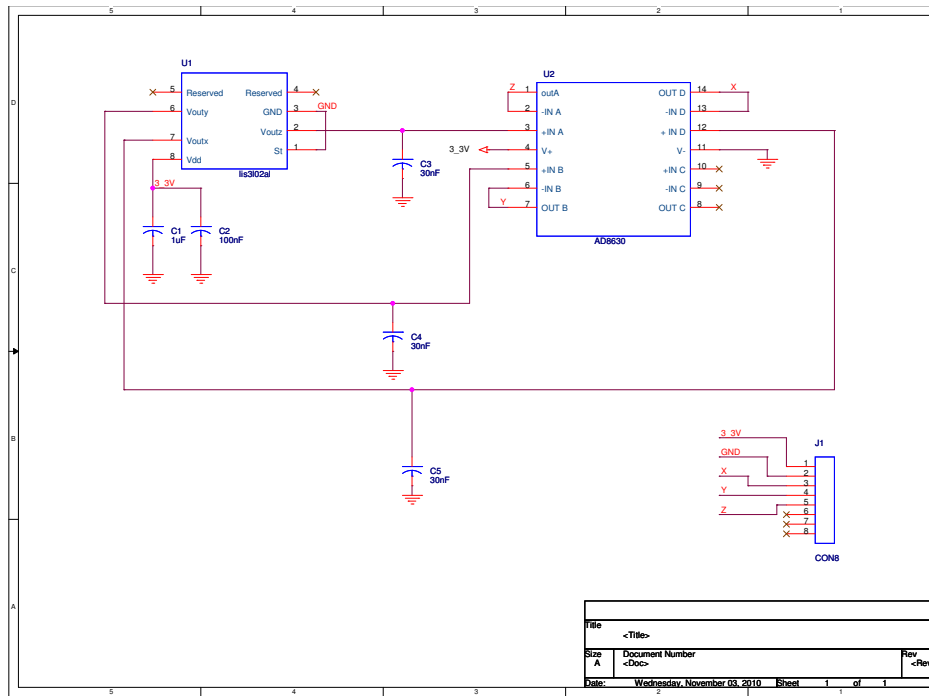


Figura A.5: Esquemático da nova placa com o sensor LIS3L02AL

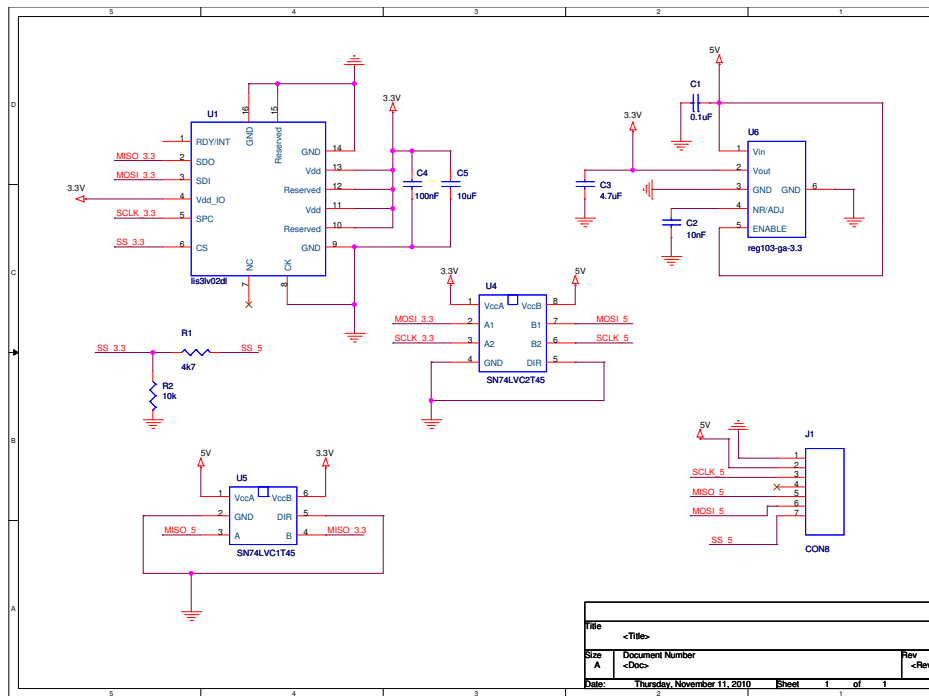


Figura A.6: Esquemático da placa com o sensor acelerómetro digital LIS3LV02DL

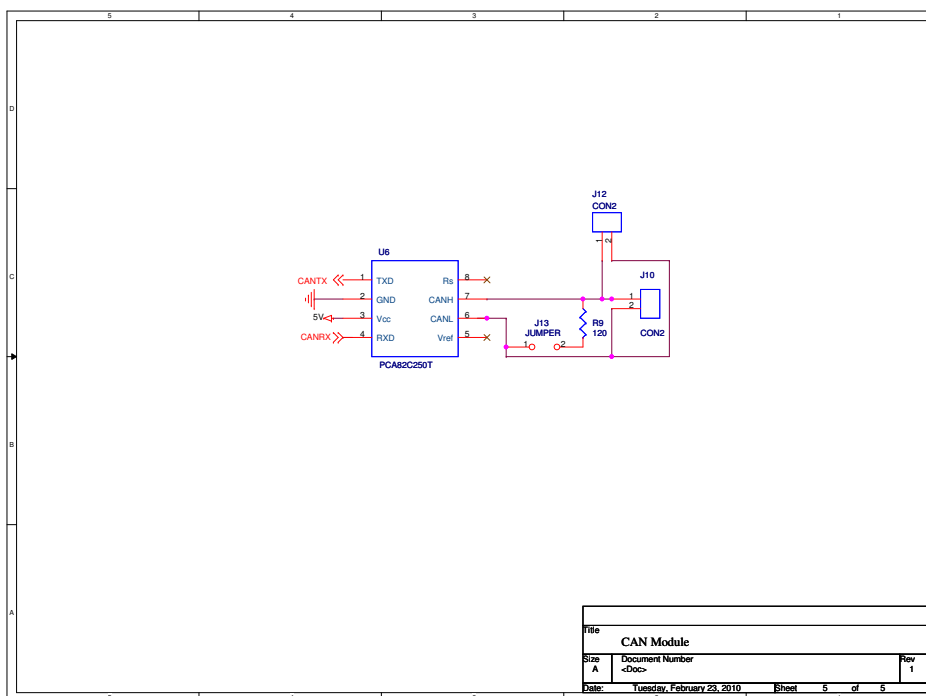


Figura A.7: Esquemático do módulo CAN

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.

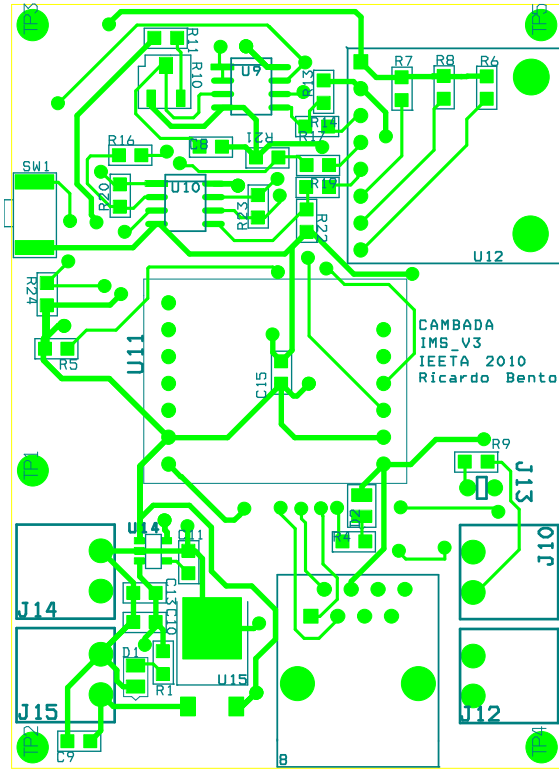


Figura B.1: Layout visto de cima

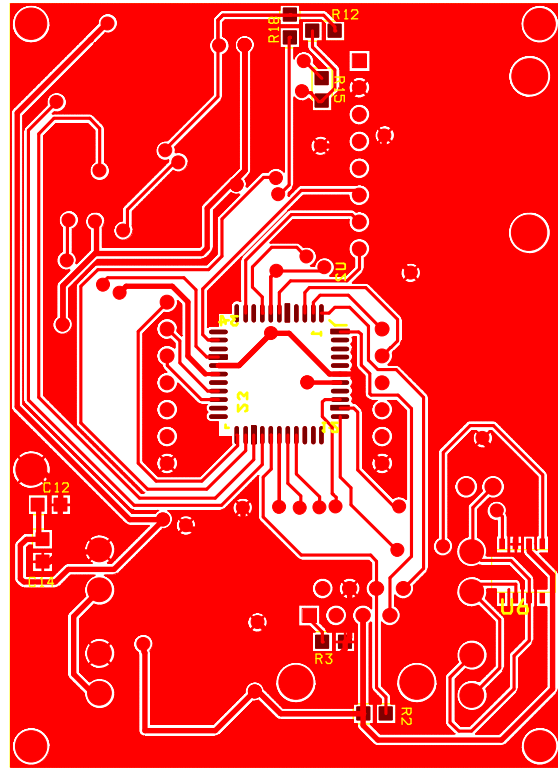


Figura B.2: Layout visto de baixo

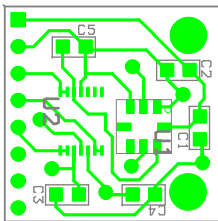


Figura B.3: Layout com o LIS3L02AL visto de cima

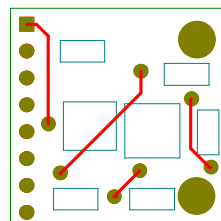


Figura B.4: Layout com o LIS3L02AL visto de baixo

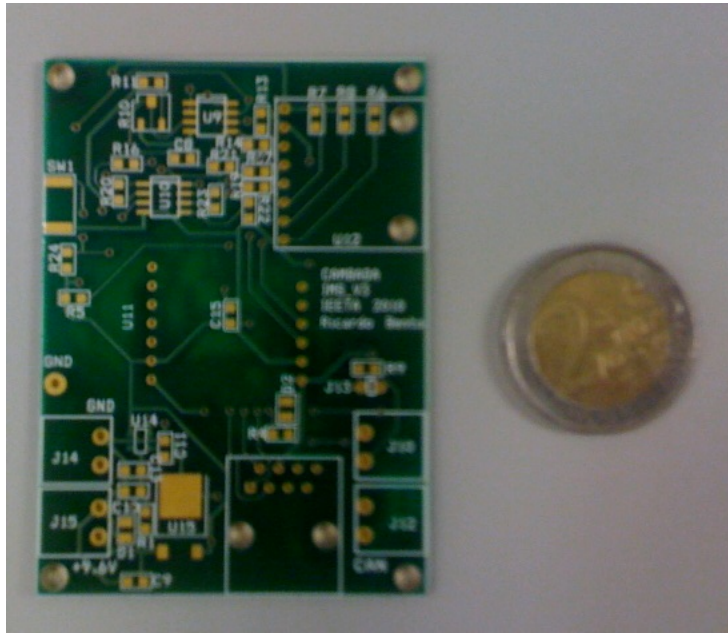


Figura B.5: Placa final sem componentes vista de cima

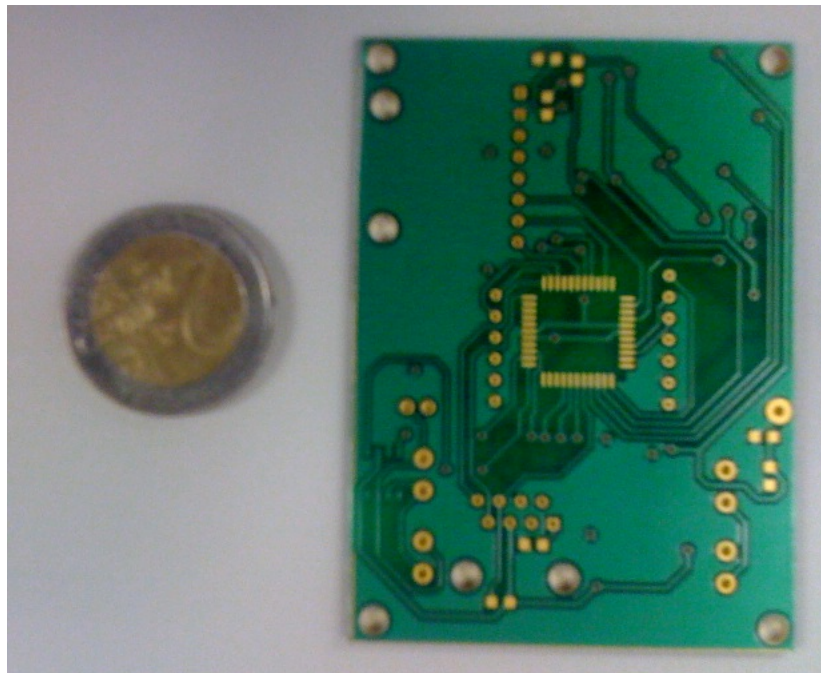


Figura B.6: Placa final sem componentes vista de baixo

Anexo C

Datasheets dos sensores

Apresenta-se neste anexo os datasheets dos sensores utilizados.

±1.5g - 6g Three Axis Low-g Micromachined Accelerometer

The MMA7260Q low cost capacitive micromachined accelerometer features signal conditioning, a 1-pole low pass filter, temperature compensation and g-Select which allows for the selection among 4 sensitivities. Zero-g offset full scale span and filter cut-off are factory set and require no external devices. Includes a Sleep Mode that makes it ideal for handheld battery powered electronics.

Features

- Selectable Sensitivity (1.5g/2g/4g/6g)
- Low Current Consumption: 500 μ A
- Sleep Mode: 3 μ A
- Low Voltage Operation: 2.2 V – 3.6 V
- 6mm x 6mm x 1.45mm QFN
- High Sensitivity (800 mV/g @1.5 g)
- Fast Turn On Time
- High Sensitivity (1.5 g)
- Integral Signal Conditioning with Low Pass Filter
- Robust Design, High Shocks Survivability
- Pb-Free Terminations
- Environmentally Preferred Package
- Low Cost

Typical Applications

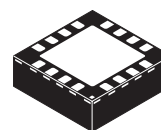
- HDD MP3 Player : Freefall Detection
- Laptop PC : Freefall Detection, Anti-Theft
- Cell Phone : Image Stability, Text Scroll, Motion Dialing, E-Compass
- Pedometer : Motion Sensing
- PDA : Text Scroll
- Navigation and Dead Reckoning : E-Compass Tilt Compensation
- Gaming : Tilt and Motion Sensing, Event Recorder
- Robotics : Motion Sensing

ORDERING INFORMATION			
Device Name	Temperture Range	Case No.	Package
MMA7260Q	- 20 to +85°C	1622-01	QFN-16, Tube
MMA7260QR2	- 20 to +85°C	1622-01	QFN-16,Tape & Reel

MMA7260Q

**MMA7260Q: XYZ AXIS
 ACCELEROMETER**
 ±1.5g/2g/4g/6g

Bottom View



**16 LEAD
 QFN
 CASE 1622-01**

Top View

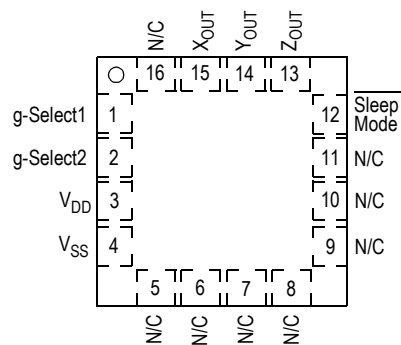


Figure 1. Pin Connections

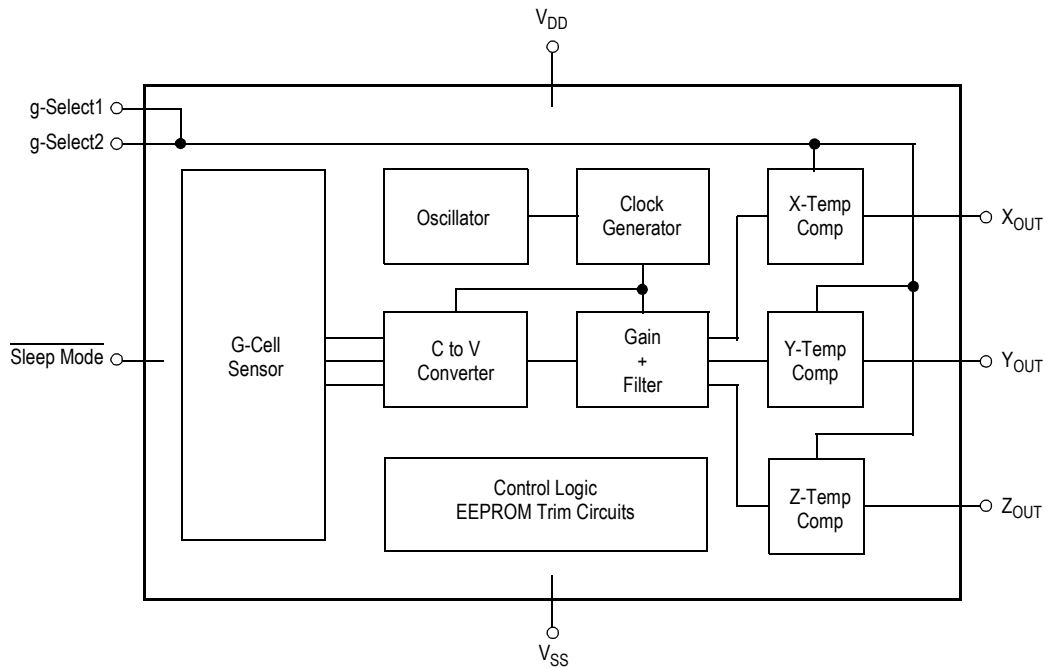


Figure 2. Simplified Accelerometer Functional Block Diagram

Table 1. Maximum Ratings

(Maximum ratings are the limits to which the device can be exposed without causing permanent damage.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Acceleration (all axis)	g_{max}	± 2000	g
Supply Voltage	V_{DD}	-0.3 to +3.6	V
Drop Test ⁽¹⁾	D_{drop}	1.8	m
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +125	°C

1. Dropped onto concrete surface from any axis.

ELECTRO STATIC DISCHARGE (ESD)

WARNING: This device is sensitive to electrostatic discharge.

Although the Freescale accelerometer contains internal 2000 V ESD protection circuitry, extra precaution must be taken by the user to protect the chip from ESD. A charge of over 2000 volts can accumulate on the human body or associated test equipment. A charge of this magnitude can

alter the performance or cause failure of the chip. When handling the accelerometer, proper ESD precautions should be followed to avoid exposing the device to discharges which may be detrimental to its performance.

Table 2. Operating CharacteristicsUnless otherwise noted: $-20^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$, $2.2\text{ V} \leq V_{\text{DD}} \leq 3.6\text{ V}$, Acceleration = 0g, Loaded output⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Range ⁽²⁾					
Supply Voltage ⁽³⁾	V_{DD}	2.2	3.3	3.6	V
Supply Current	I_{DD}	—	500	800	μA
Supply Current at Sleep Mode ⁽⁴⁾	I_{DD}	—	3	10	μA
Operating Temperature Range	T_A	-20	—	+85	$^{\circ}\text{C}$
Acceleration Range, X-Axis, Y-Axis, Z-Axis					
g-Select1 & 2: 00	g_{FS}	—	± 1.5	—	g
g-Select1 & 2: 10	g_{FS}	—	± 2.0	—	g
g-Select1 & 2: 01	g_{FS}	—	± 4.0	—	g
g-Select1 & 2: 11	g_{FS}	—	± 6.0	—	g
Output Signal					
Zero g ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{DD}} = 3.3\text{ V}$) ⁽⁵⁾	V_{OFF}	1.485	1.65	1.815	V
Zero g	V_{OFF}, T_A	—	± 2	—	$\text{mg}/^{\circ}\text{C}$
Sensitivity ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{DD}} = 3.3\text{ V}$)					
1.5g	$S_{1.5\text{g}}$	740	800	860	mV/g
2g	$S_{2\text{g}}$	555	600	645	mV/g
4g	$S_{4\text{g}}$	277.5	300	322.5	mV/g
6g	$S_{6\text{g}}$	185	200	215	mV/g
Sensitivity	S, T_A	—	± 0.03	—	$\%/^{\circ}\text{C}$
Bandwidth Response					
XY	$f_{-3\text{dB}}$	—	350	—	Hz
Z	$f_{-3\text{dB}}$	—	150	—	Hz
Noise					
RMS (0.1 Hz – 1 kHz) ⁽⁴⁾	n_{RMS}	—	4.7	—	mVrms
Power Spectral Density RMS (0.1 Hz – 1 kHz) ⁽⁴⁾	n_{PSD}	—	350	—	$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
Control Timing					
Power-Up Response Time ⁽⁶⁾	t_{RESPONSE}	—	1.0	2.0	ms
Enable Response Time ⁽⁷⁾	t_{ENABLE}	—	0.5	2.0	ms
Sensing Element Resonant Frequency					
XY	f_{GCELL}	—	6.0	—	kHz
Z	f_{GCELL}	—	3.4	—	kHz
Internal Sampling Frequency	f_{CLK}	—	11	—	kHz
Output Stage Performance					
Full-Scale Output Range ($I_{\text{OUT}} = 30\ \mu\text{A}$)	V_{FSO}	$V_{\text{SS}}+0.25$	—	$V_{\text{DD}}-0.25$	V
Nonlinearity, X_{OUT} , Y_{OUT} , Z_{OUT}	NL_{OUT}	-1.0	—	+1.0	%FSO
Cross-Axis Sensitivity ⁽⁸⁾	$V_{\text{XY}, \text{XZ}, \text{YZ}}$	—	—	5.0	%

- For a loaded output, the measurements are observed after an RC filter consisting of a 1.0 k Ω resistor and a 0.1 μF capacitor to ground.
- These limits define the range of operation for which the part will meet specification.
- Within the supply range of 2.2 and 3.6 V, the device operates as a fully calibrated linear accelerometer. Beyond these supply limits the device may operate as a linear device but is not guaranteed to be in calibration.
- This value is measured with g-Select in 1.5g mode.
- The device can measure both + and – acceleration. With no input acceleration the output is at midsupply. For positive acceleration the output will increase above $V_{\text{DD}}/2$. For negative acceleration, the output will decrease below $V_{\text{DD}}/2$.
- The response time between 10% of full scale Vdd input voltage and 90% of the final operating output voltage.
- The response time between 10% of full scale Sleep Mode input voltage and 90% of the final operating output voltage.
- A measure of the device's ability to reject an acceleration applied 90° from the true axis of sensitivity.

PRINCIPLE OF OPERATION

The Freescale accelerometer is a surface-micromachined integrated-circuit accelerometer.

The device consists of two surface micromachined capacitive sensing cells (g-cell) and a signal conditioning ASIC contained in a single integrated circuit package. The sensing elements are sealed hermetically at the wafer level using a bulk micromachined cap wafer.

The g-cell is a mechanical structure formed from semiconductor materials (polysilicon) using semiconductor processes (masking and etching). It can be modeled as a set of beams attached to a movable central mass that move between fixed beams. The movable beams can be deflected from their rest position by subjecting the system to an acceleration (Figure 3).

As the beams attached to the central mass move, the distance from them to the fixed beams on one side will increase by the same amount that the distance to the fixed beams on the other side decreases. The change in distance is a measure of acceleration.

The g-cell beams form two back-to-back capacitors (Figure 3). As the center beam moves with acceleration, the distance between the beams changes and each capacitor's value will change, ($C = A\epsilon/D$). Where A is the area of the beam, ϵ is the dielectric constant, and D is the distance between the beams.

The ASIC uses switched capacitor techniques to measure the g-cell capacitors and extract the acceleration data from the difference between the two capacitors. The ASIC also signal conditions and filters (switched capacitor) the signal, providing a high level output voltage that is ratiometric and proportional to acceleration.

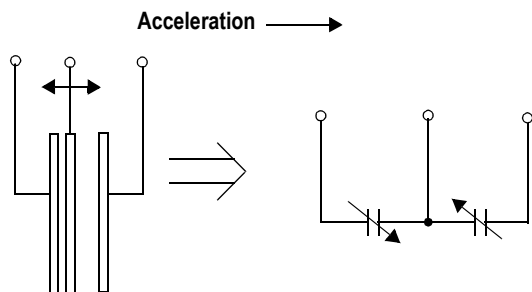


Figure 3. Simplified Transducer Physical Model

SPECIAL FEATURES

g-Select

The g-Select feature allows for the selection among 4 sensitivities present in the device. Depending on the logic input placed on pins 1 and 2, the device internal gain will be changed allowing it to function with a 1.5g, 2g, 4g, or 6g sensitivity (Table 3). This feature is ideal when a product has applications requiring different sensitivities for optimum performance. The sensitivity can be changed at anytime during the operation of the product. The g-Select1 and g-Select2 pins can be left unconnected for applications requiring only a 1.5g sensitivity as the device has an internal pulldown to keep it at that sensitivity (800mV/g).

Table 3. g-Select pin Descriptions

g-Select2	g-Select1	g-Range	Sensitivity
0	0	1.5g	800mV/g
0	1	2g	600mV/g
1	0	4g	300mV/g
1	1	6g	200mV/g

Sleep Mode

The 3 axis accelerometer provides a Sleep Mode that is ideal for battery operated products. When Sleep Mode is active, the device outputs are turned off, providing significant reduction of operating current. A low input signal on pin 12 (Sleep Mode) will place the device in this mode and reduce the current to 3uA typ. For lower power consumption, it is recommended to set g-Select1 and g-Select2 to 1.5g mode. By placing a high input signal on pin 12, the device will resume to normal mode of operation.

Filtering

The 3 axis accelerometer contains onboard single-pole switched capacitor filters. Because the filter is realized using switched capacitor techniques, there is no requirement for external passive components (resistors and capacitors) to set the cut-off frequency.

Ratiometricity

Ratiometricity simply means the output offset voltage and sensitivity will scale linearly with applied supply voltage. That is, as supply voltage is increased, the sensitivity and offset increase linearly; as supply voltage decreases, offset and sensitivity decrease linearly. This is a key feature when interfacing to a microcontroller or an A/D converter because it provides system level cancellation of supply induced errors in the analog to digital conversion process.

BASIC CONNECTIONS

Pin Descriptions

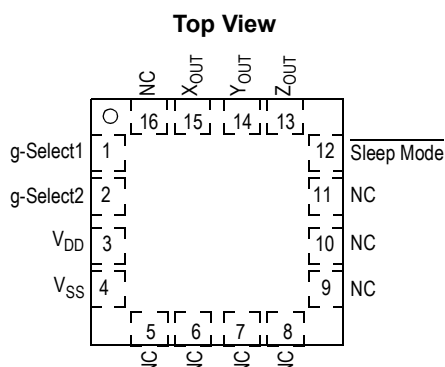


Figure 4. Pinout Description

Table 4. Pin Descriptions

Pin No.	Pin Name	Description
1	g-Select1	Logic input pin to select g level.
2	g-Select2	Logic input pin to select g level.
3	V _{DD}	Power Supply Input
4	V _{SS}	Power Supply Ground
5 - 7	N/C	No internal connection. Leave unconnected.
8 - 11	N/C	Unused for factory trim. Leave unconnected.
12	Sleep Mode	Logic input pin to enable product or Sleep Mode.
13	Z _{OUT}	Z direction output voltage.
14	Y _{OUT}	Y direction output voltage.
15	X _{OUT}	X direction output voltage.
16	N/C	No internal connection. Leave unconnected.

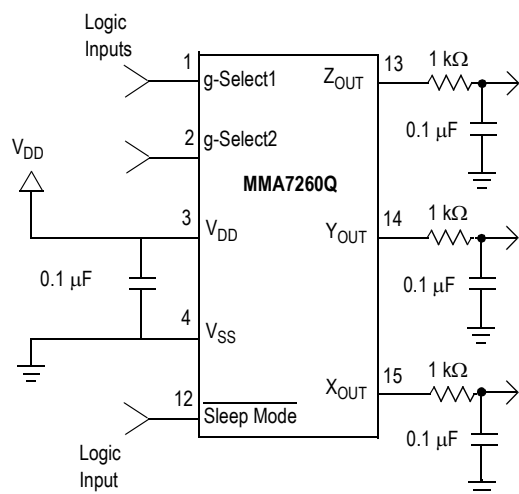


Figure 5. Accelerometer with Recommended Connection Diagram

PCB Layout

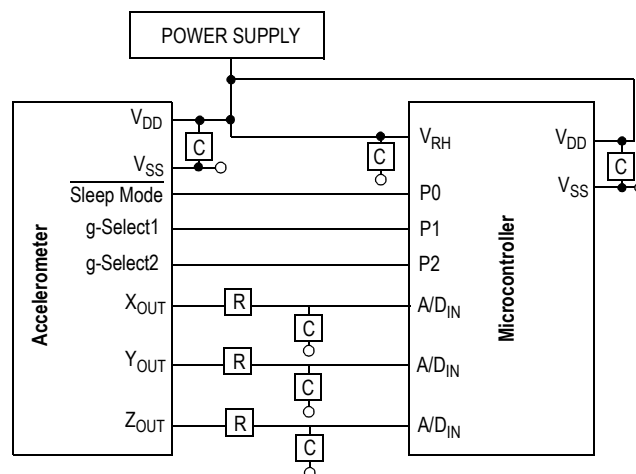
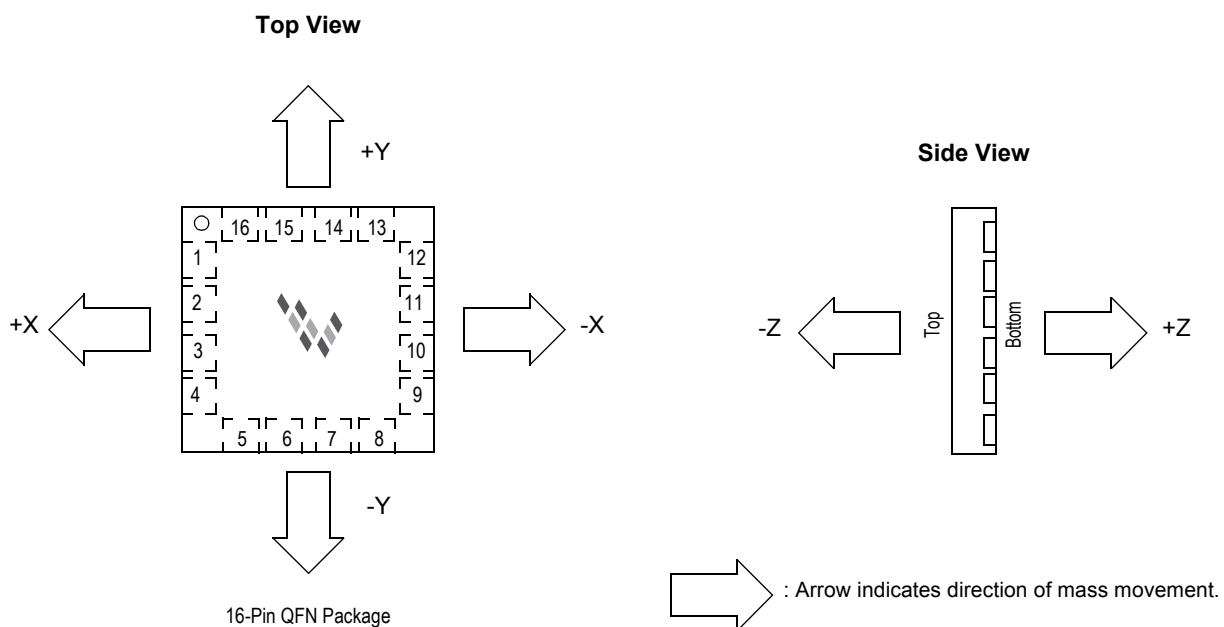


Figure 6. Recommended PCB Layout for Interfacing Accelerometer to Microcontroller

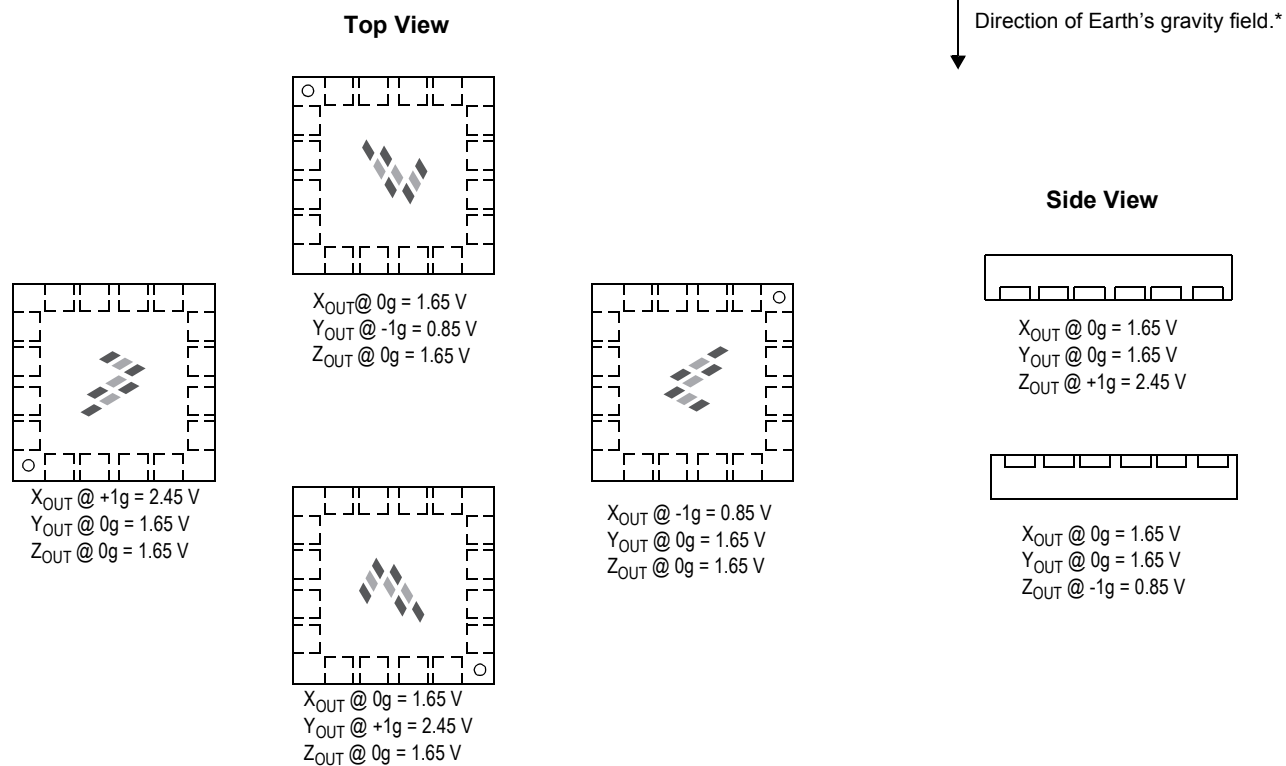
NOTES:

1. Use 0.1 μF capacitor on V_{DD} to decouple the power source.
2. Physical coupling distance of the accelerometer to the microcontroller should be minimal.
3. Flag underneath package is connected to ground.
4. Place a ground plane beneath the accelerometer to reduce noise, the ground plane should be attached to all of the open ended terminals shown in Figure 6.
5. Use an RC filter with 1.0 kΩ and 0.1 μF on the outputs of the accelerometer to minimize clock noise (from the switched capacitor filter circuit).
6. PCB layout of power and ground should not couple power supply noise.
7. Accelerometer and microcontroller should not be a high current path.
8. A/D sampling rate and any external power supply switching frequency should be selected such that they do not interfere with the internal accelerometer sampling frequency (11 kHz for the sampling frequency). This will prevent aliasing errors.

DYNAMIC ACCELERATION



STATIC ACCELERATION

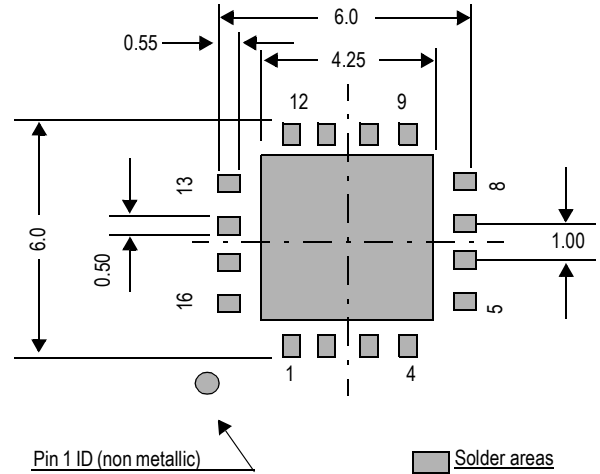


* When positioned as shown, the Earth's gravity will result in a positive 1g output.

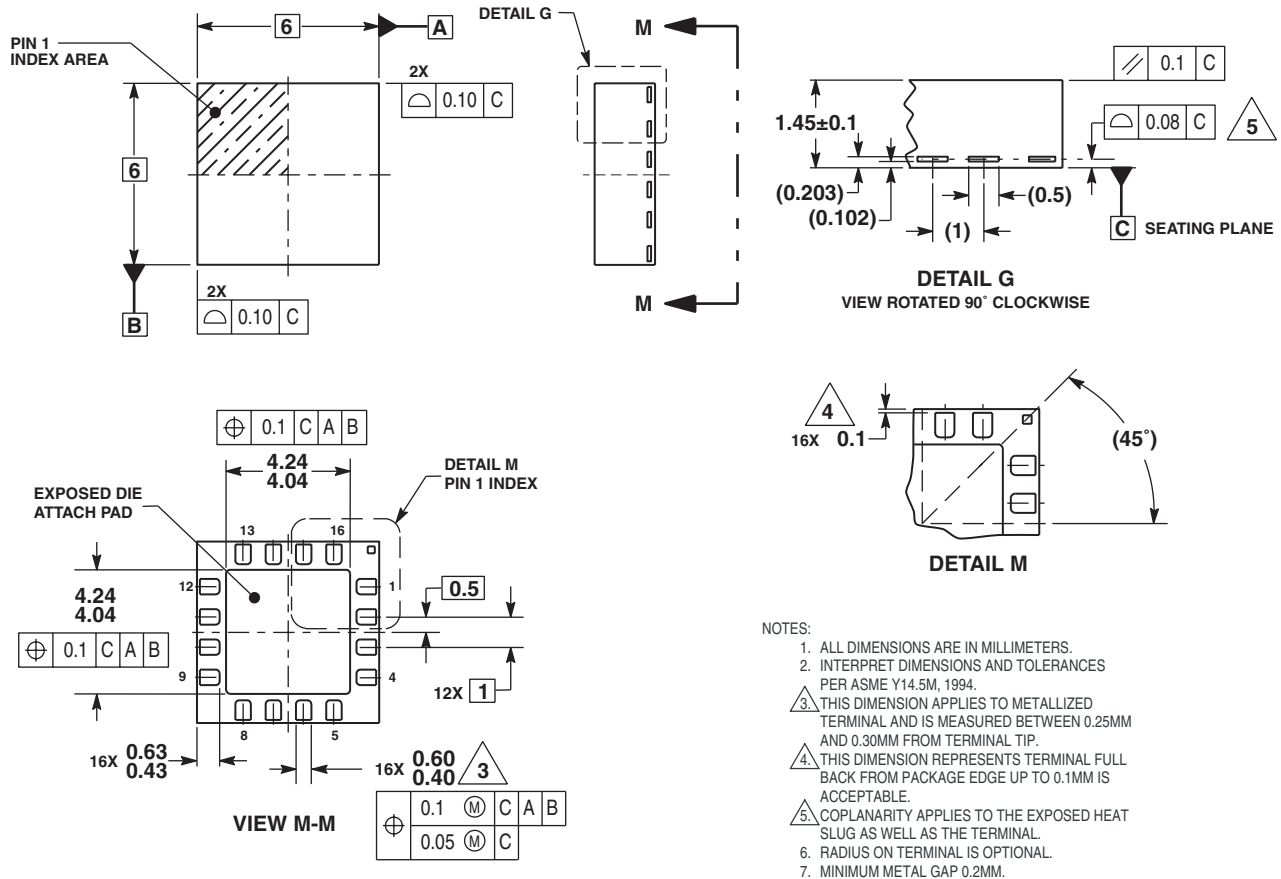
MINIMUM RECOMMENDED FOOTPRINT FOR SURFACE MOUNTED APPLICATIONS

Surface mount board layout is a critical portion of the total design. The footprint for the surface mount packages must be the correct size to ensure proper solder connection interface between the board and the package.

With the correct footprint, the packages will self-align when subjected to a solder reflow process. It is always recommended to design boards with a solder mask layer to avoid bridging and shorting between solder pads.



PACKAGE DIMENSIONS



CASE 1622-01
ISSUE O
16-LEAD QFN

How to Reach Us:

Home Page:

www.freescale.com

E-mail:

support@freescale.com

USA/Europe or Locations Not Listed:

Freescale Semiconductor
Technical Information Center, CH370
1300 N. Alma School Road
Chandler, Arizona 85224
+1-800-521-6274 or +1-480-768-2130
support@freescale.com

Europe, Middle East, and Africa:

Freescale Halbleiter Deutschland GmbH
Technical Information Center
Schatzbogen 7
81829 Muenchen, Germany
+44 1296 380 456 (English)
+46 8 52200080 (English)
+49 89 92103 559 (German)
+33 1 69 35 48 48 (French)
support@freescale.com

Japan:

Freescale Semiconductor Japan Ltd.
Headquarters
ARCO Tower 15F
1-8-1, Shimo-Meguro, Meguro-ku,
Tokyo 153-0064
Japan
0120 191014 or +81 3 5437 9125
support.japan@freescale.com

Asia/Pacific:

Freescale Semiconductor Hong Kong Ltd.
Technical Information Center
2 Dai King Street
Tai Po Industrial Estate
Tai Po, N.T., Hong Kong
+800 2666 8080
support.asia@freescale.com

For Literature Requests Only:

Freescale Semiconductor Literature Distribution Center
P.O. Box 5405
Denver, Colorado 80217
1-800-441-2447 or 303-675-2140
Fax: 303-675-2150
LDCForFreescaleSemiconductor@hibbertgroup.com

Information in this document is provided solely to enable system and software implementers to use Freescale Semiconductor products. There are no express or implied copyright licenses granted hereunder to design or fabricate any integrated circuits or integrated circuits based on the information in this document.

Freescale Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Freescale Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Freescale Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters that may be provided in Freescale Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals", must be validated for each customer application by customer's technical experts. Freescale Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Freescale Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Freescale Semiconductor product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Freescale Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Freescale Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Freescale Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part.

Freescale™ and the Freescale logo are trademarks of Freescale Semiconductor, Inc. All other product or service names are the property of their respective owners.

© Freescale Semiconductor, Inc. 2005. All rights reserved.





LIS3L02AL

MEMS INERTIAL SENSOR: 3-axis - +/-2g ultracompact linear accelerometer

Features

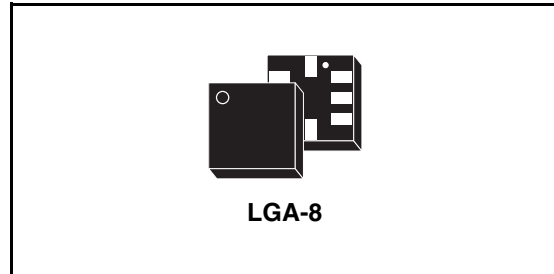
- 2.4V to 3.6V single supply operation
- Low power consumption
- $\pm 2g$ full-scale
- 0.5mg resolution over 100hz bandwidth
- Embedded self test
- Output voltage, offset and sensitivity ratiometric to the supply voltage
- High shock survivability
- ECOPACK® Lead-free compliant (see [Section 6](#))

Description

The LIS3L02AL is a low-power 3-axis linear capacitive accelerometer that includes a sensing element and an IC interface able to take the information from the sensing element and to provide an analog signal to the external world.

The sensing element, capable of detecting the acceleration, is manufactured using a dedicated process developed by ST to produce inertial sensors and actuators in silicon.

The IC interface is manufactured using a standard CMOS process that allows high level of integration



to design a dedicated circuit which is trimmed to better match the sensing element characteristics.

The LIS3L02AL has a full scale of $\pm 2g$ and it is capable of measuring accelerations over a bandwidth of 1.5 kHz for all axes. The device bandwidth may be reduced by using external capacitances. A self-test capability allows to check the mechanical and electrical signal path of the sensor.

The LIS3L02AL is available in plastic SMD package and it is guaranteed to operate over an extended temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

The LIS3L02AL belongs to a family of products suitable for a variety of applications:

- Mobile terminals
- Gaming and Virtual Reality input devices
- Free-fall detection for data protection
- Antitheft systems and Inertial Navigation
- Appliance and Robotics.

Order codes

Part number	Temp range, °C	Package	Packing
LIS3L02AL	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	LGA-8	Tray
LIS3L02ALTR	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	LGA-8	Tape & Reel

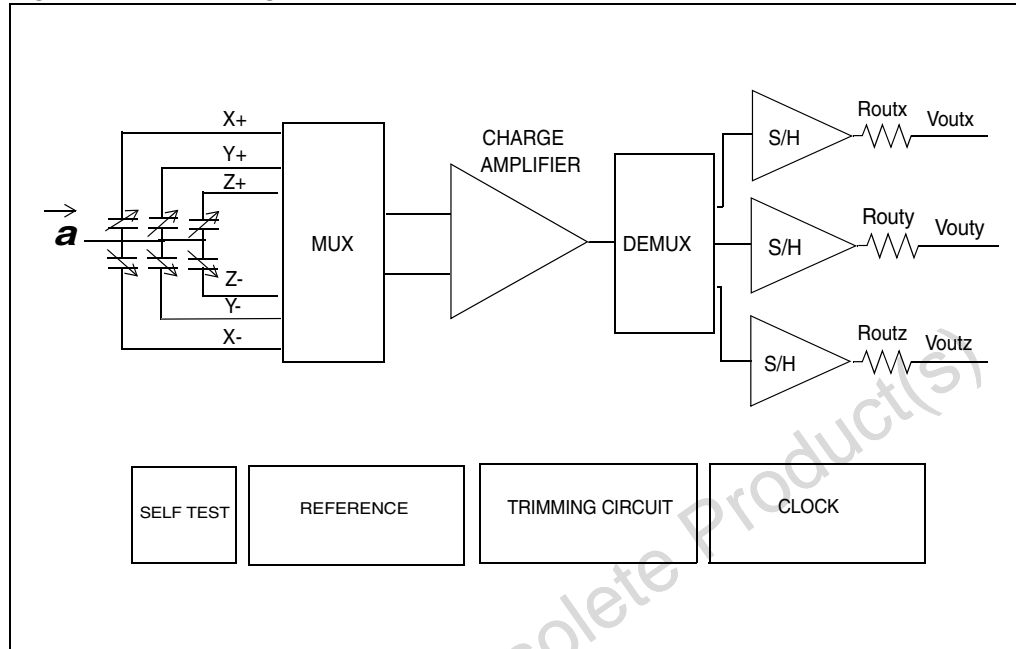
Contents

1	Block diagram & pins description	3
1.1	Block diagram	3
1.2	Pin Description	3
2	Mechanical and electrical specifications	5
2.1	Mechanical characteristics	5
2.2	Electrical Characteristics	6
2.3	Absolute maximum ratings	7
2.4	Terminology	7
3	Functionality	9
3.1	Sensing element	9
3.2	IC Interface	9
3.3	Factory calibration	9
4	Application hints	10
4.1	Soldering information	11
4.2	Output response vs. orientation	11
5	Typical performance characteristics	12
5.1	Mechanical Characteristics at 25°C	12
5.2	Mechanical Characteristics derived from measurement in the -40°C to +85°C temperature range	13
5.3	Electrical characteristics at 25°C	14
6	Package Information	15
7	Revision history	16

1 Block diagram & pins description

1.1 Block diagram

Figure 1. Block diagram



1.2 Pin Description

Figure 2. Pin Connection

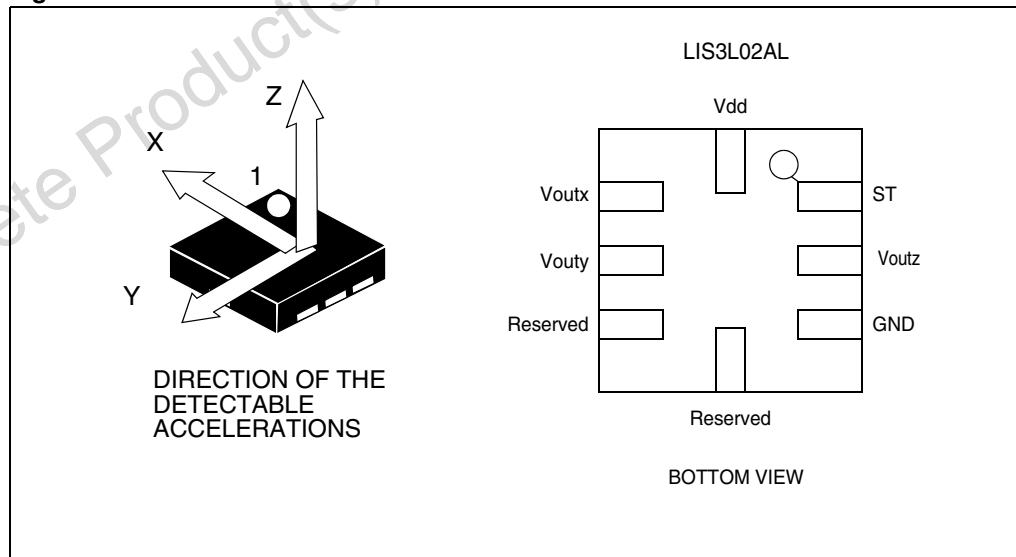


Table 1. Pin description

Pin #	Pin Name	Function
1	ST	Self Test (Logic 0: normal mode; Logic 1: Self-test)
2	Voutz	Output Voltage Z channel
3	GND	0V supply
4	Reserved	Leave unconnected
5	Reserved	Leave unconnected
6	Vouty	Output Voltage Y channel
7	Voutx	Output Voltage X channel
8	Vdd	Power supply

Obsolete Product(s) - Obsolete Product(s)

2 Mechanical and electrical specifications

2.1 Mechanical characteristics

Table 2. Mechanical characteristics⁽¹⁾

(Temperature range -40°C to +85°C) All the parameters are specified @ Vdd =3.3V,
T = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
Ar	Acceleration Range ⁽³⁾		±1.8	±2.0		g
So	Sensitivity ⁽⁴⁾	Full-scale = 2g	Vdd/5-10%	Vdd/5	Vdd/5+10%	V/g
SoDr	Sensitivity Change Vs Temperature	Delta from +25°C		±0.01		%/°C
Voff	Zero-g Level ⁽⁴⁾	T = 25°C	Vdd/2-6%	Vdd/2	Vdd/2+6%	V
OffDr	Zero-g level Change Vs Temperature	Delta from +25°C		±0.5		mg/°C
NL	Non Linearity ⁽⁵⁾	Best fit straight line Full-scale = 2g X, Y axis		±0.3	±1.5	%
		Best fit straight line Full-scale = 2g Z axis		±0.5	±1.5	%
CrossAx	Cross-Axis ⁽⁶⁾			±2	±4	%
An	Acceleration Noise Density	Vdd=3.3V; Full-scale = 2g		50		µg/√Hz
Vt	Self test Output Voltage Change ^{(7),(8)}	T = 25°C Vdd=3.3V Full-scale = 2g X axis	-20	-50	-100	mV
		T = 25°C Vdd=3.3V Full-scale = 2g Y axis	20	50	100	mV
		T = 25°C Vdd=3.3V Full-scale = 2g Z axis	20	50	100	mV
Fres	Sensing Element Resonance Frequency ⁽⁹⁾	all axes	1.5			kHz
Top	Operating Temperature Range		-40		+85	°C
Wh	Product Weight			0.08		gram

1. The product is factory calibrated at 3.3V. The device can be powered from 2.4V to 3.6V. Voff, So and Vt parameters will vary with supply voltage.

2. Typical specifications are not guaranteed
3. Guaranteed by wafer level test and measurement of initial offset and sensitivity
4. Zero-g level and sensitivity are essentially ratiometric to supply voltage
5. Guaranteed by design
6. Contribution to the measuring output of the inclination/acceleration along any perpendicular axis
7. Self test "output voltage change" is defined as $V_{out}(V_{st=Logic1}) - V_{out}(V_{st=Logic0})$
8. Self test "output voltage change" varies cubically with supply voltage
9. *Minimum resonance frequency $F_{res}=1.5kHz$. Sensor bandwidth= $1/(2*\pi*110k\Omega*Cload)$ with $Cload>1nF$.*

2.2 Electrical Characteristics

Table 3. Electrical Characteristics⁽¹⁾

(Temperature range -40°C to +85°C) All the parameters are specified @ Vdd =3.3V, T=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
Vdd	Supply Voltage		2.4	3.3	3.6	V
Idd	Supply Current	mean value		0.85	1.5	mA
Vst	Self Test Input	Logic 0 level	0		0.3*Vdd	V
		Logic 1 level	0.7*Vdd		Vdd	V
Rout	Output Impedance		80	110	140	kΩ
Cload	Capacitive Load Drive ⁽³⁾		1			nF
Top	Operating Temperature Range		-40		+85	°C

1. The product is factory calibrated at 3.3V
2. Typical specifications are not guaranteed
3. *Minimum resonance frequency $F_{res}=1.5kHz$. Sensor bandwidth= $1/(2*\pi*110k\Omega*Cload)$ with $Cload>1nF$*

2.3 Absolute maximum ratings

Stresses above those listed as “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device under these conditions is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Table 4. Absolute maximum ratings

Symbol	Ratings	Maximum Value	Unit
V _{dd}	Supply voltage	-0.3 to 7	V
V _{in}	Input Voltage on Any Control pin (ST)	-0.3 to V _{dd} +0.3	V
A _{POW}	Acceleration (Any axis, Powered, V _{dd} =3.3V)	3000g for 0.5 ms	
		10000g for 0.1 ms	
A _{UNP}	Acceleration (Any axis, Not powered)	3000g for 0.5 ms	
		10000g for 0.1 ms	
T _{STG}	Storage Temperature Range	-40 to +125	°C
ESD	Electrostatic Discharge Protection	2kV HBM	
		200V MM	
		1500V CDM	



This is a Mechanical Shock sensitive device, improper handling can cause permanent damages to the part



This is an ESD sensitive device, improper handling can cause permanent damages to the part

2.4 Terminology

Sensitivity describes the gain of the sensor and can be determined by applying 1g acceleration to it. As the sensor can measure DC accelerations this can be done easily by pointing the axis of interest towards the center of the earth, note the output value, rotate the sensor by 180 degrees (point to the sky) and note the output value again thus applying $\pm 1g$ acceleration to the sensor. Subtracting the larger output value from the smaller one and dividing the result by 2 will give the actual sensitivity of the sensor. This value changes very little over temperature (see sensitivity change vs. temperature) and also very little over time. The Sensitivity Tolerance describes the range of Sensitivities of a large population of sensors.

Zero-g level describes the actual output signal if there is no acceleration present. A sensor in a steady state on a horizontal surface will measure 0g in X axis and 0g in Y axis. The output is ideally for a 3.3V powered sensor $V_{dd}/2 = 1650mV$. A deviation from ideal 0-g level (1650mV in this case) is called Zero-g offset. Offset of precise MEMS sensors is to some extent a result of stress to the sensor and therefore the offset can slightly change after mounting the sensor onto a printed circuit board or exposing it to extensive mechanical stress. Offset changes little over temperature - see “Zero-g level change vs. temperature” - the Zero-g level of an individual sensor is very stable over lifetime. The Zero-g level tolerance describes the range of Zero-g levels of a population of sensors.

Self Test allows to test the mechanical and electric part of the sensor, allowing the seismic mass to be moved by means of an electrostatic test-force. The Self Test function is off when the ST pin is connected to GND. When the ST pin is tied at Vdd an actuation force is applied to the sensor, simulating a definite input acceleration. In this case the sensor outputs will exhibit a voltage change in their DC levels which is related to the selected full scale and depending on the Supply Voltage through the device sensitivity. When ST is activated, the device output level is given by the algebraic sum of the signals produced by the acceleration acting on the sensor and by the electrostatic test-force. If the output signals change within the amplitude specified inside Table 2, then the sensor is working properly and the parameters of the interface chip are within the defined specification.

Output impedance describes the resistor inside the output stage of each channel. This resistor is part of a filter consisting of an external capacitor of at least 1nF and the internal resistor. Due to the high resistor level only small, inexpensive external capacitors are needed to generate low corner frequencies. When interfacing with an ADC it is important to use high input impedance input circuitries to avoid measurement errors. Note that the minimum load capacitance forms a corner frequency beyond the resonance frequency of the sensor. For a flat frequency response a corner frequency well below the resonance frequency is recommended. In general the smallest possible bandwidth for an particular application should be chosen to get the best results.

3 Functionality

The LIS3L02AL is a high performance, low-power, analog output 3-axis linear accelerometer packaged in a LGA package. The complete device includes a sensing element and an IC interface able to take the information from the sensing element and to provide an analog signal to the external world.

3.1 Sensing element

A proprietary process is used to create a surface micro-machined accelerometer. The technology allows to carry out suspended silicon structures which are attached to the substrate in a few points called anchors and are free to move in the direction of the sensed acceleration. To be compatible with the traditional packaging techniques a cap is placed on top of the sensing element to avoid blocking the moving parts during the moulding phase of the plastic encapsulation.

When an acceleration is applied to the sensor the proof mass displaces from its nominal position, causing an imbalance in the capacitive half-bridge. This imbalance is measured using charge integration in response to a voltage pulse applied to the sense capacitor.

At steady state the nominal value of the capacitors are few pF and when an acceleration is applied the maximum variation of the capacitive load is up to 100fF.

3.2 IC Interface

In order to increase robustness and immunity against external disturbances the complete signal processing chain uses a fully differential structure. The final stage converts the differential signal into a single-ended one to be compatible with the external world.

The signals of the sensing element are multiplexed and fed into a low-noise capacitive charge amplifier that implements a Correlated Double Sampling system (CDS) at its output to cancel the offset and the 1/f noise. The output signal is de-multiplexed and transferred to three different S&Hs, one for each channel and made available to the outside.

The low noise input amplifier operates at 200 kHz while the three S&Hs operate at a sampling frequency of 66 kHz. This allows a large oversampling ratio, which leads to in-band noise reduction and to an accurate output waveform.

All the analog parameters (Zero-g level, sensitivity and self-test) are ratiometric to the supply voltage. Increasing or decreasing the supply voltage, the sensitivity and the offset will increase or decrease almost linearly. The self test voltage change varies cubically with the supply voltage.

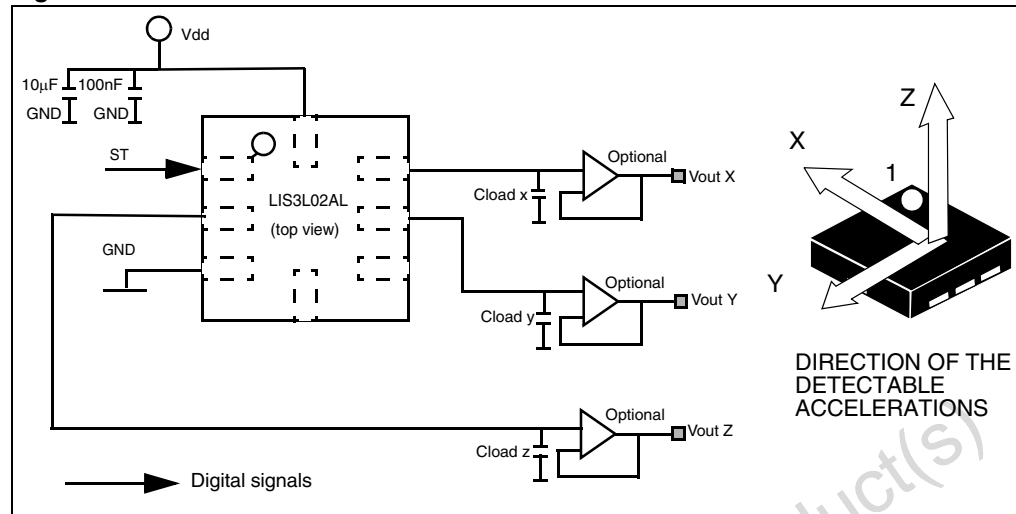
3.3 Factory calibration

The IC interface is factory calibrated for sensitivity (So) and Zero-g level (Voff).

The trimming values are stored inside the device by a non volatile structure. Any time the device is turned on, the trimming parameters are downloaded into the registers to be employed during the normal operation. This allows the user to employ the device without further calibration.

4 Application hints

Figure 3. LIS3L02AL electrical connection



Power supply decoupling capacitors (100nF ceramic or polyester + 10µF Aluminum) should be placed as near as possible to the device (common design practice).

The LIS3L02AL allows to band limit Voutx, Vouty and Voutz through the use of external capacitors. The re-commended frequency range spans from DC up to 1.5 KHz. In particular, capacitors must be added at output pins to implement low-pass filtering for antialiasing and noise reduction. The equation for the cut-off frequency (f_t) of the external filters is:

$$f_t = \frac{1}{2\pi \cdot R_{out} \cdot C_{load}(x, y, z)}$$

Taking in account that the internal filtering resistor (R_{out}) has a nominal value equal to 110kΩ, the equation for the external filter cut-off frequency may be simplified as follows:

$$f_t = \frac{1.45\mu F}{C_{load}(x, y, z)} [\text{Hz}]$$

The tolerance of the internal resistor can vary typically of $\pm 20\%$ within its nominal value of 110kΩ; thus the cut-off frequency will vary accordingly. A minimum capacitance of 1nF for $C_{load}(x, y, z)$ is required in any case.

Table 5. Filter capacitor selection, $C_{load}(x,y,z)$

Cut-off frequency	Capacitor value
1 Hz	1500 nF
10 Hz	150 nF
20 Hz	68 nF
50 Hz	30 nF
100 Hz	15 nF
200 Hz	6.8 nF
500 Hz	3 nF

4.1 Soldering information

The LGA-8 package is compliant with the ECOPACK, RoHs and “Green” standard. It is qualified for soldering heat resistance according to JEDEC J-STD-020C.

Pin 1 indicator is electrically connected to ST pin. Leave pin 1 indicator unconnected during soldering.

Land pattern and soldering recommendations are available upon request.

4.2 Output response vs. orientation

Figure 4. Output response vs. orientation

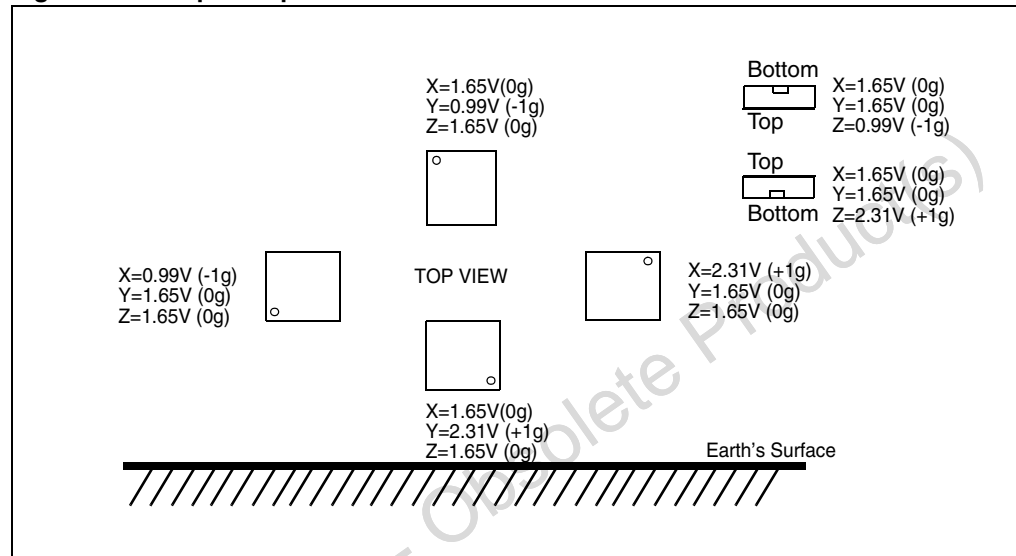


Figure 4 refers to LIS3L02AL device powered at 3.3V.

5 Typical performance characteristics

5.1 Mechanical Characteristics at 25°C

Figure 5. x-axis Zero-g level at 3.3V

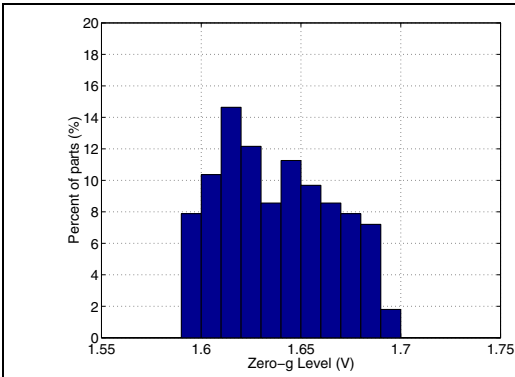


Figure 6. x-axis sensitivity at 3.3V

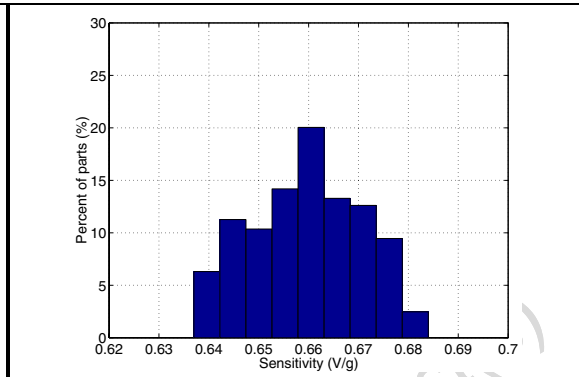


Figure 7. y-axis Zero-g level at 3.3V

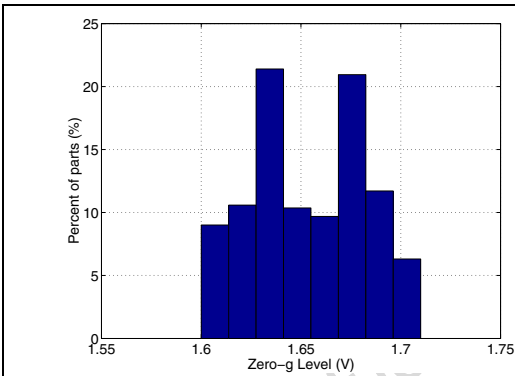


Figure 8. y-axis sensitivity at 3.3V

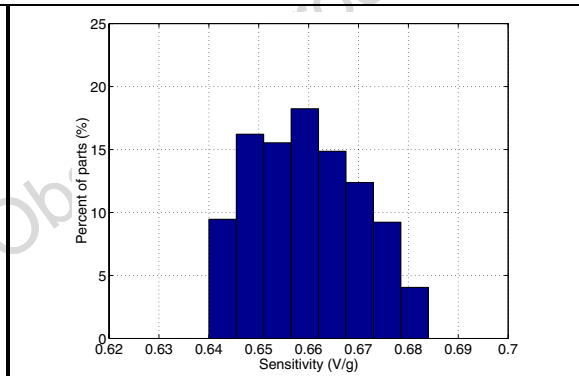


Figure 9. z-axis Zero-g level at 3.3V

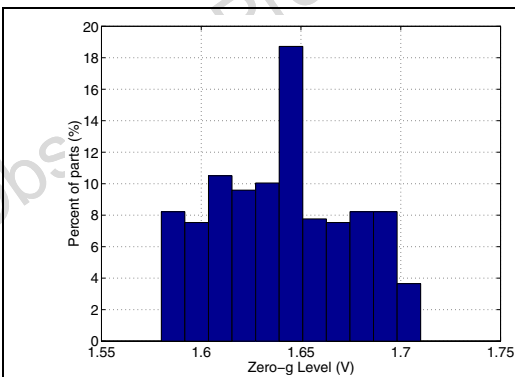
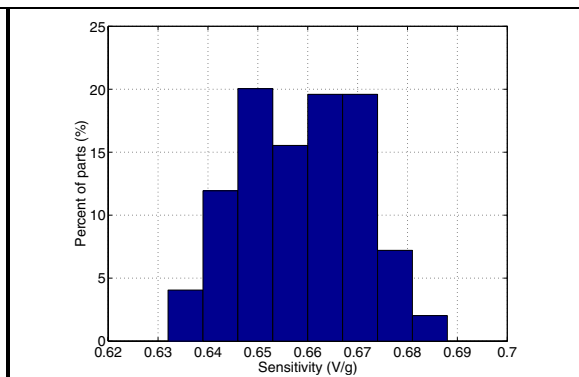


Figure 10. z-axis sensitivity at 3.3V



5.2 Mechanical Characteristics derived from measurement in the -40°C to +85°C temperature range

Figure 11. x-axis Zero-g level change Vs temperature

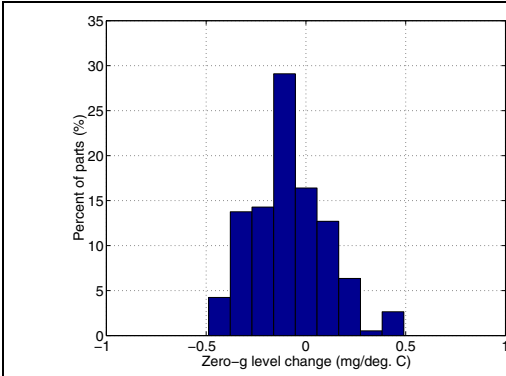


Figure 12. x-axis sensitivity change Vs temperature

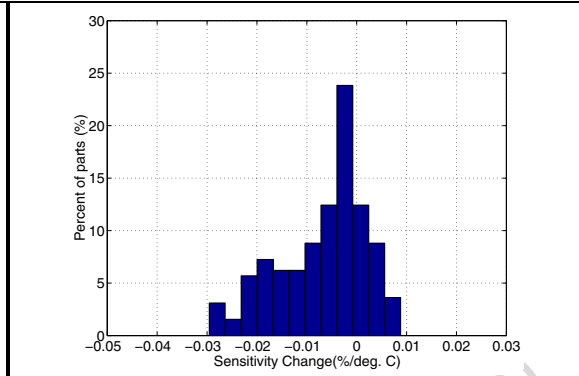


Figure 13. y-axis Zero-g level change Vs temperature

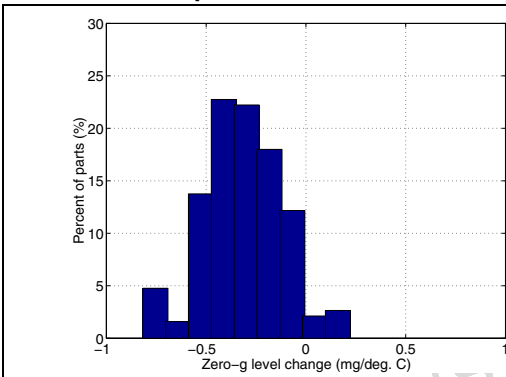


Figure 14. y-axis sensitivity change Vs temperature

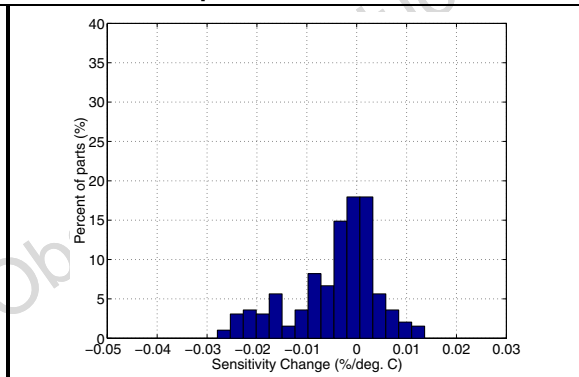


Figure 15. z-axis Zero-g level change Vs temperature

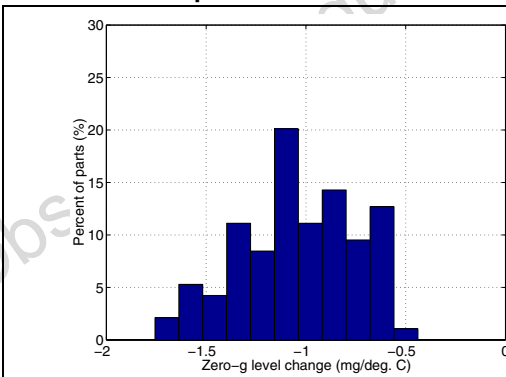
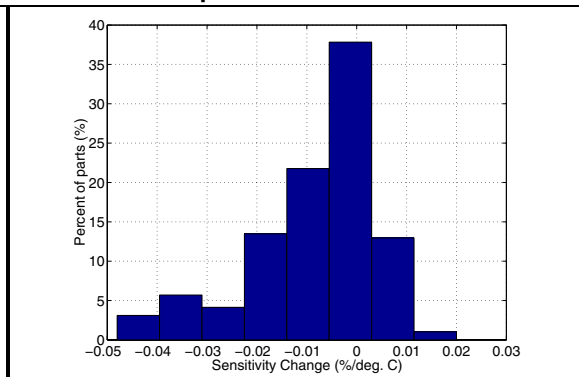


Figure 16. z-axis sensitivity change Vs temperature



5.3 Electrical characteristics at 25°C

Figure 17. Noise density at 3.3V (x,y axis)

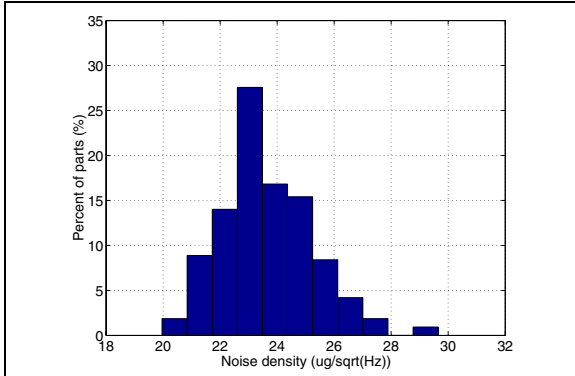


Figure 18. Noise density at 3.3V (z axis)

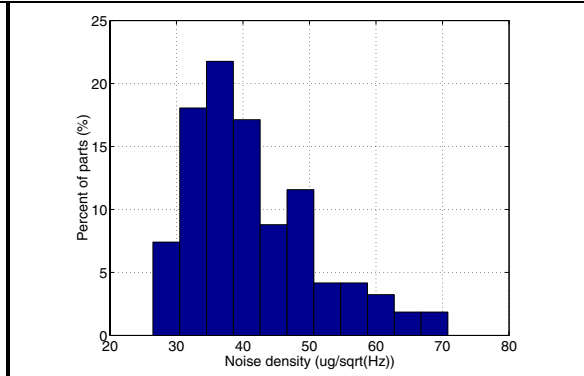
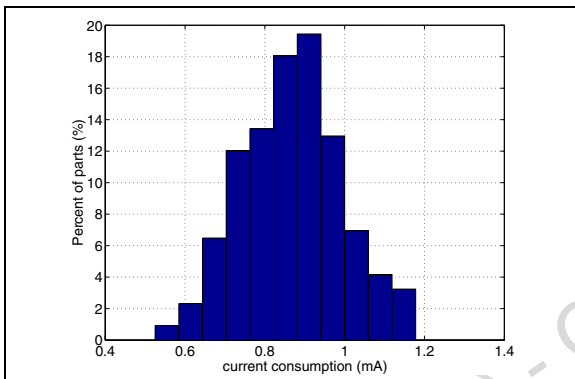


Figure 19. Current Consumption at 3.3V



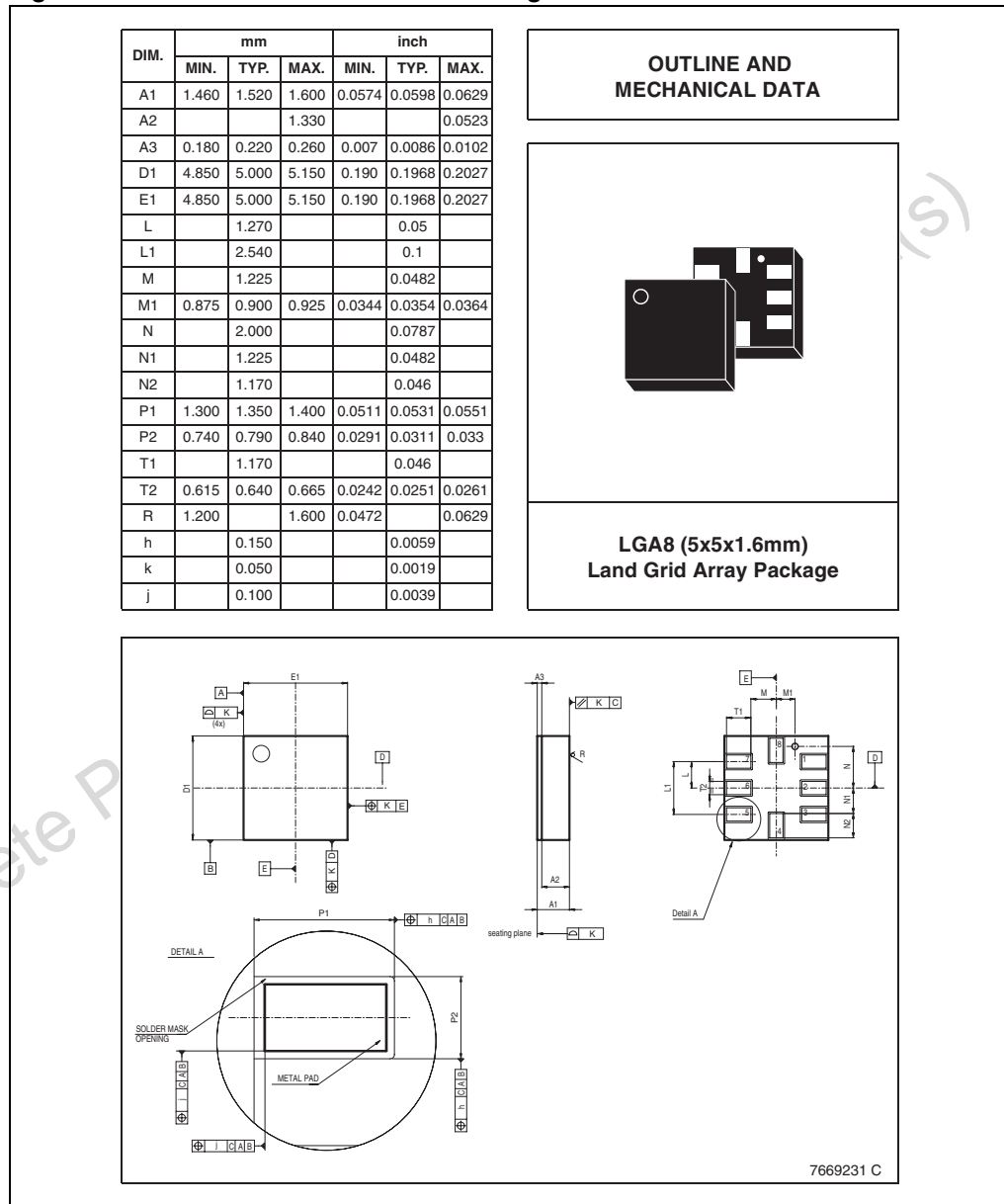
Obsolete Product(s) - Obsolete Product(s)

6 Package Information

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK[®] packages. These packages have a Lead-free second level interconnect. The category of second Level Interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label.

ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com.

Figure 20. LGA-8 Mechanical Data & Package Dimensions



7 Revision history

Table 6. Document revision history

Date	Revision	Changes
28-Sep-2005	1	Initial release.
03-May-2006	2	Corrected typo errors. Applied new corporate template layout.

Obsolete Product(s) - Obsolete Product(s)

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY AN AUTHORIZE REPRESENTATIVE OF ST, ST PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS, WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2006 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

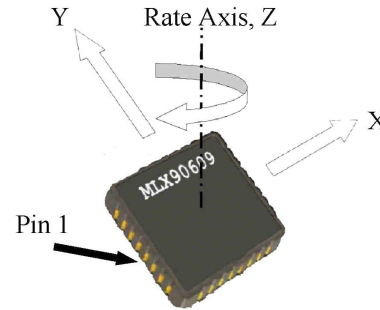
www.st.com

Standard Features and Benefits

- High resolution and dynamic range
- Both digital (SPI) and analog outputs
- Low acceleration and angular rate cross sensitivity
- Low zero rate output drift
- Cost effective and compact solution
- High-performance MEMS sensor in mono crystalline Si yielding a superior long term behavior reliability and dynamic range
- Programmable bandwidth
- Factory set full scale range
- On chip EEPROM calibration
- Small footprint (SMD CLCC32) with horizontal mounting
- Operating temperature range: -40°C to 85°C

Application

- Navigation (dead reckoning)
- Vehicle stability
- Robots



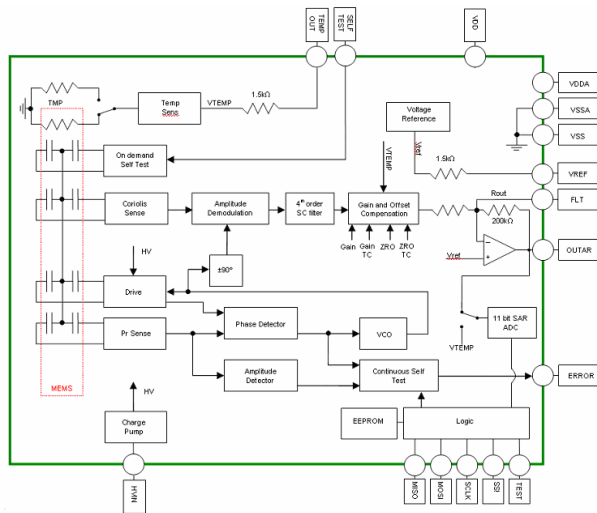
The MLX90609 has various build in features to support automotive and high volume applications (built-in on demand and non disruptive continuous self test, serial number in EEPROM...). These types of applications needs close cooperation between the customer and Melexis. Please contact Melexis in case you have such an application.

Ordering Information

Part No.	Temperature Code	Package Code	Option code	Full Scale Range
MLX90609EEA-N2	E (-40°C to 85°C)	EA (CLCC32)	N2	±75 %/s
MLX90609EEA-E2	E (-40°C to 85°C)	EA (CLCC32)	E2	±150 %/s
MLX90609EEA-R2	E (-40°C to 85°C)	EA (CLCC32)	R2	±300 %/s

Note: Other Full Scale Ranges can be provided. Please contact Melexis.

Functional Diagram



General Description

The MLX90609 Angular Rate Sensor is a full gyroscopic system. A single SMD package contains a high performance silicon micro machined sensor with signal conditioning circuitry. It operates from 5V supply and is designed for demanding automotive applications.

The MLX90609 delivers two output signals proportional to the angular rate perpendicular to the assembly surface. One of the output signals is in an analog voltage format (the output is 2.5V at zero angular rate and the full scale angular rate produces an output of 4.5V or 0.5V depending on direction of rotation) and the other one is in digital SPI format.

Table of Contents

1. Maximum Ratings	3
2. Pin Definitions and Descriptions	4
3. MLX90609 General Electrical Specifications	5
4. MLX90609 Sensor Specific Specifications	6
5. Detailed Description	8
5.1 The Working Principle	8
5.2 Communication with the MLX90609 through the SPI	9
5.3 Usage of the ADC	12
5.3.1 ADC Instructions and Answers	13
• The Refusal Answer	13
• Command of the Status Reading (STATR)	13
• Command of the ADC Control (ADCC)	13
• Command of the ADC Reading (ADCR)	13
5.3.2 Reading the Digital Angular Rate or Temperature (suggested procedure)	14
6. Applications Examples	15
7. Standard Information Regarding Manufacturability of Melexis Products with Different Soldering Processes	18
8. ESD Precautions	18
9. Package Information	19
10. Glossary of Terms	20
11. Disclaimer	22

1. Maximum Ratings

MLX90609 operates without failure, for 6500 hours with a certain temperature profile in the 40°C to +85°C range.

The MLX90609 meets the following maximum ratings over the entire operating temperature range and supply voltage range unless otherwise indicated. The current polarity is positive if the current flows into a terminal. All voltages are referenced to VSS.

Parameter.	Min	Max	Units	Comments
Supply Voltage, VDD	-0.5	7	V	No latch-up or damage. Rise time (10 to 90%): $t_r \geq 0.5\mu s$.
Supply Voltage, VDD	4.75	5.25	V	Operating within specifications
Output pins (OUTAR, OUTTEMP, all digital IO's) current limit, shorted to VDD or VSS pin		25	mA	VDD = 0 to 7V guaranteed by characterization
Operating Temperature Range, T _{AMBIENT}	-40	85	°C	
Operating Temperature Range, T _{JUNCTION}	-40	110	°C	Output not shorted
Storage Temperature Range	-55	125	°C	
Package Thermal Resistance		100	°C/W	
Latch-up withstand	-150	150	mA	CDF - AEC - Q100-004; VDD= 5.75V
Acceleration shock survival		±1500	g	Shock 0.5ms, 3 axis

Table 1. Absolute maximum ratings

Exceeding the absolute maximum ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

2. Pin Definitions and Descriptions

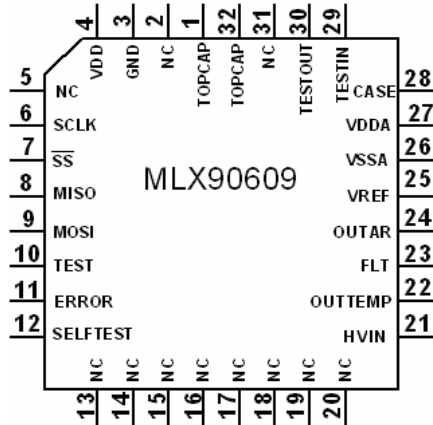


Figure 2-1. MLX90609 pin-out

Group	Pin Name	Function
Power Supply Pins	VSS	Digital ground 0V
	VDD	Digital 5V
	VDDA	Analog Supply 5V
	VSSA	Analog ground, 0V, externally tied to digital ground
Serial Communication Pins	SCLK	Clock for serial data transfer, In, digital
	MISO	Master In, Slave Out
	MOSI	Master Out, Slave In
	SS	Slave/Chip select (active low)
Factory Test Pins	TEST	Test-mode control pin (internal pull-down, In application tight to ground for EMC reasons)
	TESTIN	In application tight to ground for EMC reasons
	TESTOUT	Do not connect
User Diagnostic Pins	SELFTEST	User on request self test input (for automotive applications)
	ERROR	Continuous self test output (for automotive applications)
Output Pins	OUTAR	Analog angular rate output
	OUTTEMP	Analog output of the temperature sensing module
General purpose pins	VREF	2.5V Output reference voltage
	HVIN	High voltage filter capacitor
	FLT	External capacitor for bandwidth setting
	TOPCAP	Tie to VSSA
	CASE	Tie to VSSA
	NC	Tie to VSSA
	FLT	External capacitor for bandwidth setting

Table 2. MLX90609 Pin description

3. MLX90609 General Electrical Specifications

DC Operating Parameters TA = -40°C to 85°C, VDD = 4.75V to 5.25V.

Parameter.	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Supply Voltage	VDD		4.75		5.25	V
Supply Current	IDD	No output load		16	20	mA
Output capacitive load to VDD or VSS		Analog output	0		100	pF
Output resistive load		Analog output	200k		∞	Ohm
Output, max	$U_{OUT, \Omega \max}$	Analog output		4.5		V
Output, min	$U_{OUT, \Omega \min}$	Analog output		0.5		V
Voltage Reference load current ^{Note 3}	I _{REF}	Analog output	-10		10	μA
Logic Input, Low Voltage	V _{IL}	\overline{SS} , MOSI	0		0.3 x VDD	V
Logic Input, High Voltage	V _{IH}	\overline{SS} , MOSI	0.7 x VDD		VDD	V
Clock Input, Low Voltage	V _{ILC}	SCLK	0		0.8	V
Clock Input, High Voltage	V _{IHC}	SCLK	2.8		VDD	V
Clock Input, Hysteresis Voltage	V _{Hc}	SCLK		1.1		V
Logic Output, Low Voltage	V _{OL}	MISO, ERROR, I _o < 8 mA	0		0.4	V
Logic Output, High Voltage	V _{OH}	MISO, ERROR, I _o < 8 mA	2.4		VDD	V
Input high current with pull-up	I _{IH_UP}	\overline{SS} , SCLK, V _{IN} = VDD	-10		10	μA
Input low current with pull-up	I _{IL_UP}	\overline{SS} , SCLK, V _{IN} = VSS	-10		-200	μA
Input high current with pull-down	I _{IH_DOWN}	MOSI, V _{IN} = VDD	200		10	μA
Input low current with pull-down	I _{IL_DOWN}	MOSI, V _{IN} = VSS	-10		10	μA
Tri-State Output Leakage current	I _{oz}	MISO	-10		10	μA

Table 3. DC Electrical Characteristics

4. MLX90609 Sensor Specific Specifications

DC Operating Parameters $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $V_{DD} = 4.75\text{V}$ to 5.25V (unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Output Full Scale (on OUTAR pin)	$FS_{OUT} = U_{OUT,\Omega_{max}} - U_{OUT,\Omega_{min}}$			4		V
				1920		LSB
Full Scale Range	FS_{in}	Factory set for N2 version Factory set for E2 version Factory set for R2 version		± 75 ± 150 ± 300		$^\circ/\text{s}$
Linearity ^{Note 2}		Output, best fit based			± 0.5	% FS_{OUT}
Initial Scale Factor (sensitivity)	$S_0 = \frac{FS_{OUT}}{FS_{IN}}$	Data are given for N2, E2 and R2 versions respectively and according to the Full Scale Range Setting. At 25°C , $V_{DD}=5\text{V}$.		26.67 13.33 6.67		$\text{mV}/^\circ/\text{sec}$
				12.8 6.4 3.2		$\text{LSB}/^\circ/\text{sec}$
Scale Factor drift (sensitivity drift) ^{Note 1}		$-40..+85^\circ\text{C}$ temperature range, supply voltage variation included	-5		5	% S_0
Zero Rate Output (Bias)	ZRO	at 25°C , $V_{DD}=5\text{V}$		2.5		V
				1008		LSB
Zero Rate Temperature drift (Bias drift) ^{Note 1}		$-40..+85^\circ\text{C}$ temperature range, $V_{DD}=5\text{V}$	-5	0	5	% FS_{OUT}
Zero Rate Supply Drift		$4.75..5.25\text{V}$ at 25°C		250		mV/V
				120		LSB/V
Bandwidth (-3 dB) ^{Note 2}		Selectable by external capacitor (section 6)			75	Hz
FLT to OUTAR capacitor value ^{Note 2}		7 Hz Bandwidth (-4.5 to -1 dB)		100 $\pm 5\%$		nF
Output Noise power spectral density		At 25°C		0.03		$^\circ/\text{sec}/\sqrt{\text{Hz}}$
Angular Rate Cross-sensitivity for O_x, O_y ^{Note 2}		for a full-scale angular rate along O_x, O_y		1	2	% FS_{OUT}

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Resonance Frequency	F _{RES}			8.2		KHz
Wake-up time at power up ^{Note 2}		MLX90609 operational, all parameters are in spec., C _{FLT} =10nF, C ₃ =100nF. Capacitors names are referred to Fig.6-1		150	250	ms
Resolution of the internal ADC				11		bit
ADC conversion time ^{Note 2}	T _{CONV}	Includes Track/Hold Acquisition Time		90	115	μs
Voltage Reference	V _{REF0}	at 25°C	2.45	2.5	2.55	V
Voltage Reference TC	TC _{VREF}	$V_{REF} = V_{REF0} (1 + TC_{VREF} \times \Delta T)$		90		ppm/K
Temperature Sensor	V _{TEMP0}	at 25°C	2.3	2.5	2.7	V
Temperature Sensor TC	TC _{TEMP}	$V_{OUTTEMP} = V_{TEMP0} + TC_{TEMP} \times \Delta T$		10		mV/K

Table 4. Sensor Specific Specifications

Notes:

1. Better performance can be obtained. Please contact Melexis.
2. These numbers are guaranteed by design and/or characterization.
3. The voltage reference should ideally not be loaded, as there is an internal ESD resistor of about 1.5 kOhm in series with the output.

5. Detailed Description

5.1 The Working Principle

The MLX90609 is a Z-axis rate-sensing device, also called yaw-rate sensing. It produces an analog positive going output voltage for clockwise (CW) rotation around the axis normal to the package top, i.e., clockwise when looking down at the package lid as well as a digital SPI signal proportional to the angular rate.

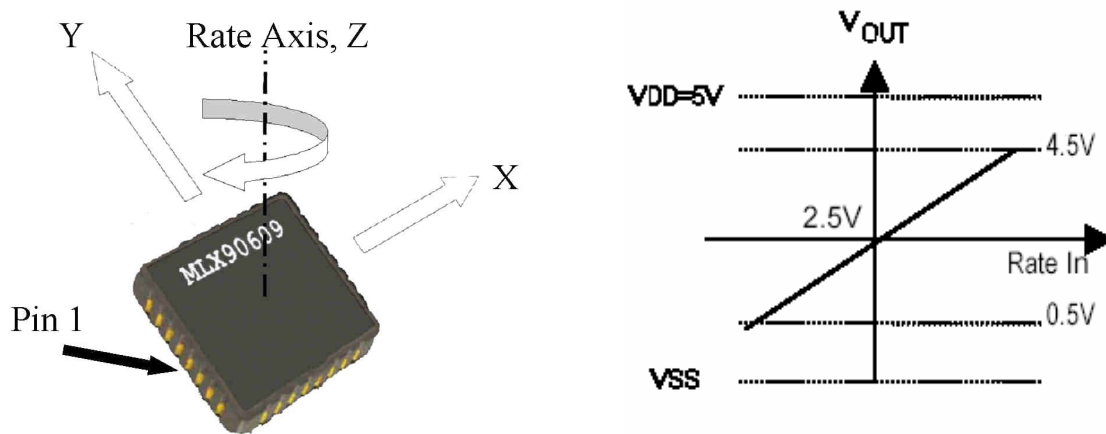


Figure 5-1. Angular rate (positive for clockwise rotation) to voltage output

The sensor is a MEMS gyroscope sensitive to Coriolis forces. To create a Coriolis force a movement must be induced. The gyro has an actuated oscillating mechanical structure (primary mode). The Coriolis force creates a second oscillating movement when the gyroscope rotates (secondary mode). As Coriolis force is usually extremely weak the primary mode is driven into resonance to keep the mechanical noise level low for the signal bandwidth used and to have a good sensitivity. A capacitance change in the secondary mode is detected and transformed into an output voltage by the electronic interface circuitry.

The electronic interface must convert a change in the sensor capacitance ΔC into a change in transducer output voltage V_{OUT} according to the following transfer equation:

$$V_{OUT} = Bias + Gain * AngularRate$$

The bias and gain are adjustable over temperature in order to compensate for the TC of sensor and readout. After adjusting the bias and gain values and after setting operating mode switches during the calibration process the transducer output voltage versus angular rate must stay as shown in Figure 5-1 over the specified temperature range.

5.2 Communication with the MLX90609 through the SPI

The MLX90609 has a serial communication interface compatible with Serial Peripheral Interface (SPI). Likewise SPI the Serial Interface of the MLX90609 specifies four signals:

- serial clock (SCLK);
- master data output, slave data input (MOSI);
- master data input, slave data output (MISO); and
- slave select (\overline{SS}).

The MLX90609 always operates as a slave. Therefore only MISO pin is an output.

The MLX90609 is selected when the \overline{SS} pin is low (see Figure 5-2 **Figure 5-2**). When \overline{SS} pin is high, data will not be accepted via the MOSI pin. The serial output pin (MISO) will remain in a high impedance state. High level of \overline{SS} forces the serial interface into the start state of data exchange.

Data is serially transmitted to the MLX90609 in 8 bit words (an instruction byte) and in 16 bit data words. Data is serially received from the MLX90609 in 16 bit words (an answer word). Most Significant Bit (MSB) is the first bit transmitted and received.

Transmission:

After the device is selected with \overline{SS} going low, the instruction byte will be received by the MLX90609. On each rising edge of SCLK data from MOSI enter into an internal 8-bit shift register. The accepted instruction byte contains the op-code that defines the operations to be performed. Along with op-code this byte can also contain information such as EEPROM address or ADC mode (to be setup).

Reception:

After the 8th bit is received to the shift register, the command will be executed by the MLX90609. The format of the outgoing data is defined by the received instruction. All instructions evoke an answer. A full communication cycle (transmitting an instruction and receiving the full answer) is finished after 24th clock of the SCLK. Communication can be terminated by putting \overline{SS} high.

Some remarks:

- If an invalid op-code is received, it is rejected and the corresponding data is ignored. In this case a special “*refusal answer*” will be generated.
- It's recommended to use synchronization by \overline{SS} after every data exchange to prevent a data distortion.
- If high level is applied to \overline{SS} during an instruction byte transmission, the command will be ignored.
- If high level is applied to \overline{SS} during the answer reception, the answer will be truncated. This can be used to limit the reading of the answer to e.g. one byte only (see Figure 5-3).

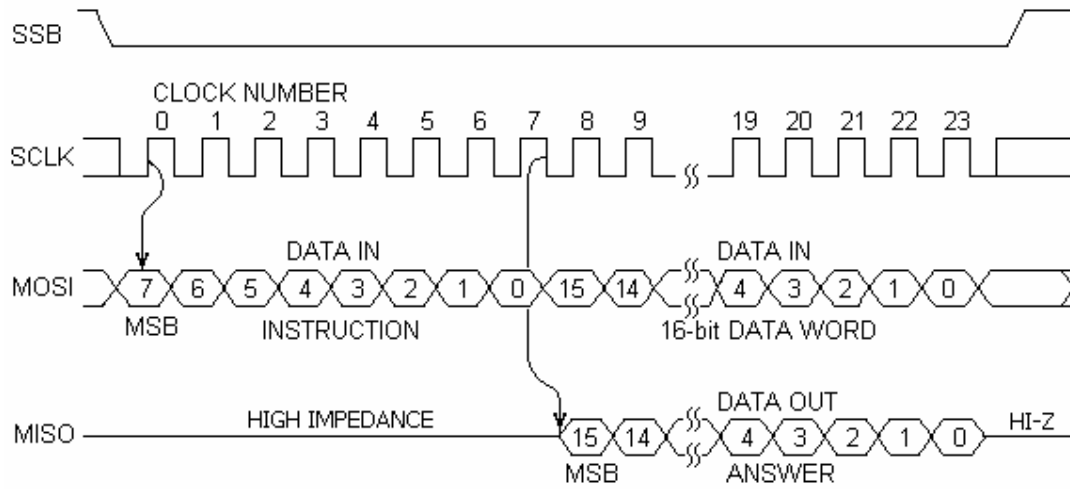


Figure 5-2. Serial Exchange Sequence (full answer reading)

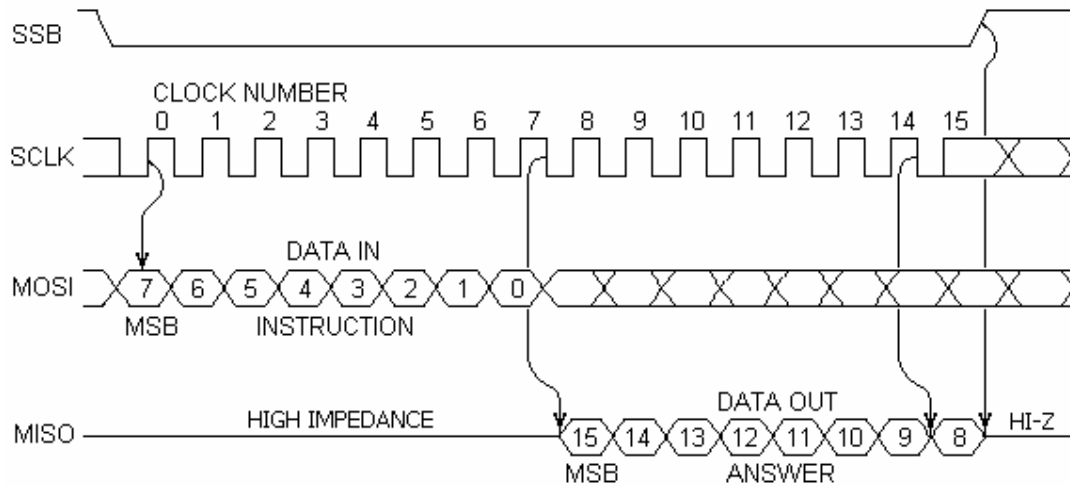


Figure 5-3. Serial Exchange Sequence (the reading of the higher half of the answer)

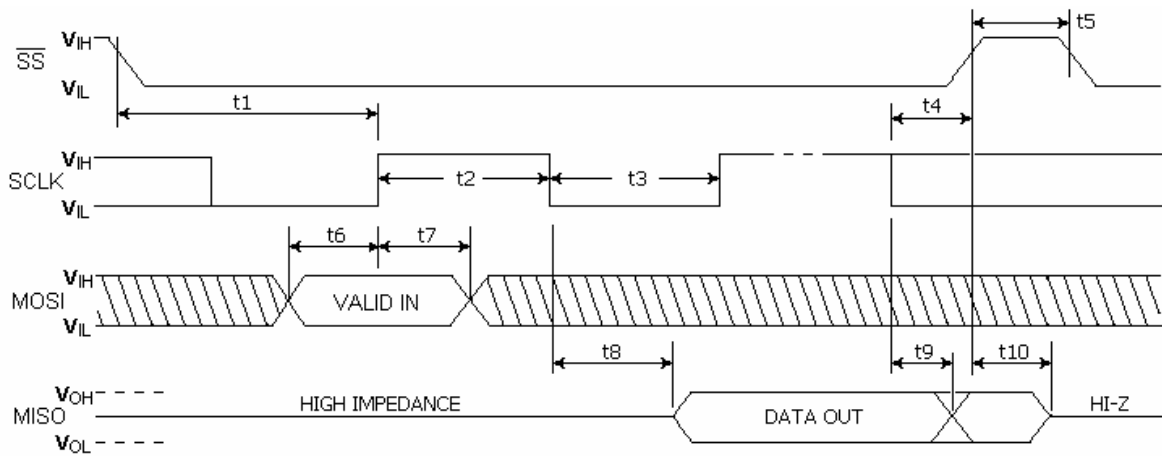


Figure 5-4. Synchronous Data Timing

Parameter	Limit	Units	Test Conditions/Comments
t1	Minimum 30	ns	\overline{SS} to SCLK Rising Edge Setup Time
t2	Minimum 80	ns	SCLK High Duration
t3	Minimum 80	ns	SCLK Low Duration
t4	Minimum 0	ns	\overline{SS} Hold Time
t5	Minimum 50	ns	\overline{SS} High Duration
t6	Minimum 80	ns	Data In Setup Time
t7	Minimum 50	ns	Data In Hold Time
t8	Maximum 50	ns	Output Valid
t9	Minimum 0	ns	Output Hold Time
t10	Maximum 40	ns	Output Disable Time

Table 5. SPI Timing Characteristics (see Figure 5-4)

5.3 Usage of the ADC

The MLX90609 has the unique feature of simultaneously delivering an analog and a digital output signal.

The MLX90609 includes an internal 11-bit successive-approximation-register ADC with a sample-and-hold circuit and a programmable 2-channel analog multiplexer. The multiplexer connects the OUTAR pin or the OUTTEMP pin to the sample-and-hold circuit.

After a power-up the ADC is in a sleep mode. Before usage of the sleeping ADC it's recommended to use an initial dummy conversion. The result of this dummy conversion should be skipped but the next conversions will be valid. After conversions the ADC can be put in the sleep mode again.

A conversion must be initiated by means of the SPI command ADCC. This command turns the ADC on, sets a necessary channel and starts a conversion. To read a status of the conversion the ADCR or STATR commands can be used. As soon as the conversion is completed, its result should be read in the answer of the command ADCR (see tables 8, 9 and 10).

There are two conversion formulas below. The formulas reflect the typical ADC behavior and can be used to evaluate the voltage on the OUTAR and OUTTEMP pins:

$$V_{OUTAR} (mV) = \frac{25}{12} ADCcode + 400$$

$$V_{OUTTEMP} (mV) = \frac{25}{16} ADCcode + 300$$

The ADCcode represents the 11-bit result of the conversion (see Table 10).

Table 6 gives a description of the bits that are mentioned in this section.

ADEN	The ADEN bit selects the power management mode of the ADC: ADEN=0: ADC is switched to the sleep mode, no AD-conversion is allowed. ADEN=1: AD-conversion is allowed. This bit is set by the ADCC-command. After power-up bit ADEN is cleared.
BUSY	This bit will be set after a reset and will be toggled to zero after all initialization procedures inside the MLX90609. While BUSY=1, only refusal answers will be sent.
CHAN	The CHAN bit is used to select the input source for the ADC. CHAN=0: the angular rate channel. CHAN=1: the temperature sensor channel. This bit is set by the ADCC-command. After power-up bit CHAN is cleared.
EOC	End of AD-conversion bit. EOC bit indicates an ADC state. EOC=0 : ADC in progress and can not be restarted. EOC=1 : AD-conversion has been completed and can be restarted. As a result, any attempt of the ADC starting will be rejected if EOC has a "0" state.
OPC	Unknown Operation Code. This bit is set when a received operation code was not recognized.
X	These bits are reserved or have an undefined state.

Table 6. SPI bits

5.3.1 ADC Instructions and Answers

There are three SPI commands that are used to control embedded ADC of the MLX90609: STATR, ADCC and ADCR.

- **The Refusal Answer**

Every instruction sent to the MLX90609 has an answer. If the MLX90609 is not able to accept the instruction a refusal answer will be transmitted out. This answer has a unique format which is shown in the Table 7. The refusal answer is the only one that has a set MSB. The other bits help to understand a possible reason for the instruction rejection.

Refusal answer															
Bit15	Bit14	Bit13	Bit12	Bit11	Bit10	Bit 9	Bit 8	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	OPC	EOC	X	X	BUSY	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

Table 7. Refusal answer format

- **Command of the Status Reading (STATR)**

Instruction							
Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	0	0	0	1	0	0	0

Answer															
Bit15	Bit14	Bit13	Bit12	Bit11	Bit10	Bit 9	Bit 8	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
0	X	EOC	X	X	X	X	X	X	X	X	X	CHAN	ADEN	X	X

Table 8. Format of the STATR command

- **Command of the ADC Control (ADCC)**

Instruction							
Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	0	0	1	CHAN	ADEN	0	0

Answer															
Bit15	Bit14	Bit13	Bit12	Bit11	Bit10	Bit 9	Bit 8	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
0	X	EOC	X	X	X	X	X	X	X	X	X	CHAN	ADEN	X	X

Table 9. Format of the ADCC command (The answer is the same as for the STATR command)

- **Command of the ADC Reading (ADCR)**

Instruction							
Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	0	0	0	0	0	0	0

Answer															
Bit15	Bit14	Bit13	Bit12	Bit11	Bit10	Bit 9	Bit 8	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
0	X	EOC	X	AD10	AD9	AD8	AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0	0
AD10...AD0		A result of the AD-conversion. These bits are valid only when EOC bit is set.													

Table 10. Format of the ADCR command

5.3.2 Reading the Digital Angular Rate or Temperature (suggested procedure)

There is a recommended sequence below to obtain digital data from the ADC.

Notes:

- The bit with leftmost position should be shifted first.
- Below "x" means any value: "0" or "1".

- **Step 1 (put ADC to the active mode if it wasn't)**

Use SPI to send ADCC instruction (MOSI): 1 0 0 1 x 1 0 0 x x x x x x x x x x x x x x x x
 And check 15th bit of the answer (MISO): 0 x x x x x x x x x x x x x x x
 If 15th bit is zero, the instruction is accepted.
 Before to go to the Step 2 provide a delay > 115 μ s or wait till the EOC bit is set.

- **Step 2 (conversion start)**

Use SPI to send ADCC instruction(MOSI):1 0 0 1 CHAN 1 0 0 x x x x x x x x x x x x x x x x
 And check 15th bit of the answer (MISO): 0 x x x x x x x x x x x x x x x
 If 15th bit is zero, the instruction is accepted.
 CHAN bit specifies the input source of the ADC.
 CHAN=0: The angular rate signal.
 CHAN=1: The temperature sensor signal.
 Go to the Step 3.

- **Step 3 (polling and result obtaining)**

Use SPI to send ADCR instruction and check 15th and 13th bits of the answer:
1 0 0 0 0 0 0 0 x x x x x x x x x x x x x x x x
0 x EOC x AD10 AD9 AD8 AD7 AD6 AD5 AD4 AD3 AD2 AD1 AD0 0

If 15th bit is zero, the instruction is accepted.
 If 13th bit (EOC) is zero, the conversion is still in progress and the result of the conversion (bits AD10...AD0) is not valid. As soon as the EOC bit is set the conversion is completed and the result is valid.
 Instead of the polling of the EOC bit one can use a simple delay that should be bigger than a maximal conversion time (>115 μ s, see table 4).
 Go to the Step 2 to do the next conversion or to the Step 4 to put ADC to the sleep mode.

- **Step 4 (put ADC to the sleep mode if it's necessary)**

Use SPI to send ADCC instruction (MOSI): 1 0 0 1 x 0 0 0 x x x x x x x x x x x x x x x x
 And check 15th bit of the answer (MISO): 0 x x x x x x x x x x x x x x x
 If 15th bit is zero, the instruction is accepted.

6. Applications Examples

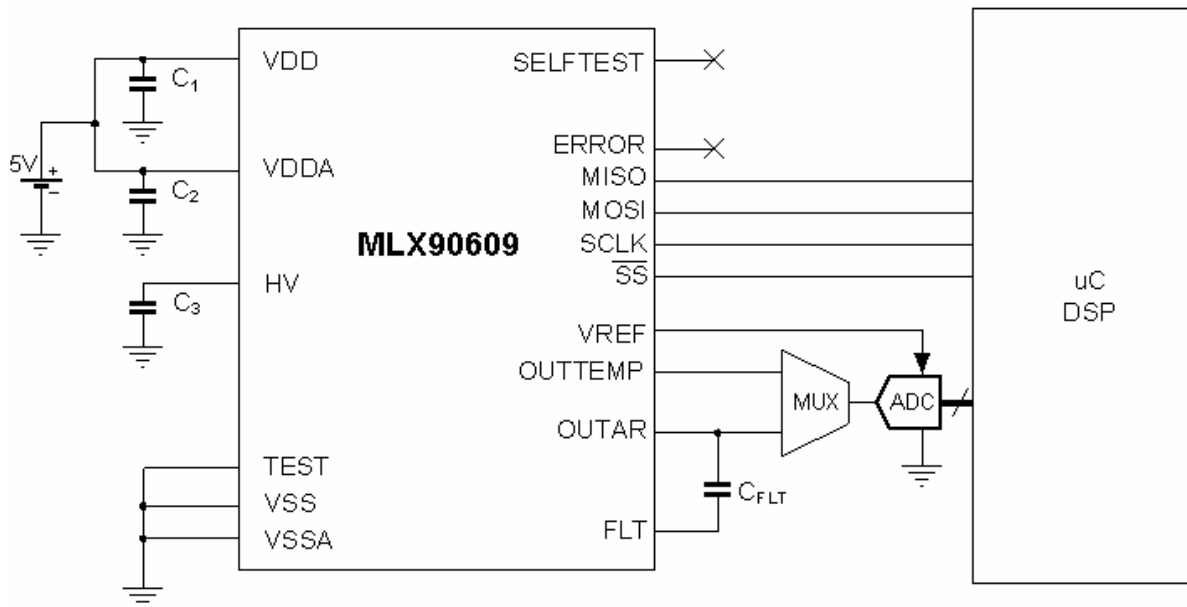


Figure 6-1. MLX90609 with simultaneous analog and digital output

The MLX90609 can simultaneously output analog and digital signals.

The analog output signal can be fed to a microcontroller (μC) that contains an analog-to-digital converter. A multiplexer can be used to select between the temperature and the angular rate signals. The MLX90609 generates an internal reference voltage used for supplying the ADC, thereby maintaining accuracy regardless of the supply voltage of the μC .

Whilst supplying the analog output signal, the MLX90609 can simultaneously send a digital output signal to the μC through the SPI.

Notes:

1. The bandwidth of the MLX90609 can be selected by connecting an appropriate capacitor in the FLT pin. C_{FLT} implements a first order low pass filter cascaded with an internal 4-th order SC filter. The -3dB bandwidth set by C_{FLT} is: $f_{\text{OUT}} = 0.16 / (R_{\text{OUT}} * C_{\text{FLT}})$, with $R_{\text{OUT}} = 200\text{k}\Omega$ (typ). It is recommended to use C_{FLT} even if the cut-off frequency is not specified to reduce switching spikes at the output.
2. It is recommended to use X5R or X7R type capacitors. Min. voltage for C_3 should be 25V or more, and 10V or more for the other capacitors. Recommended values of decoupling capacitors C_1 and C_2 are $1.0\mu\text{F}$ and $0.1\mu\text{F}$ for C_3 . These capacitors should be placed as close as possible to their respective pins.
3. HVIN is a high impedance node. Be sure that an equivalent leakage resistance at this node isn't less than $2\text{M}\Omega$

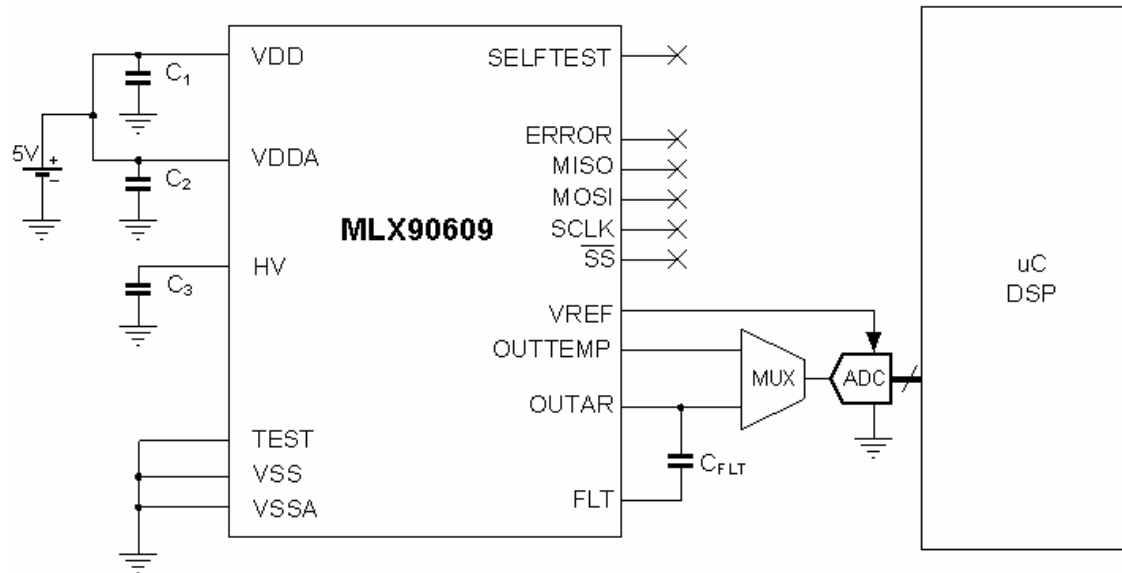


Figure 6-2. MLX90609 with analog output only

If only an analog output signal is required, the MLX90609 doesn't need to communicate through the SPI pins. All other pins continue to be used as described above.

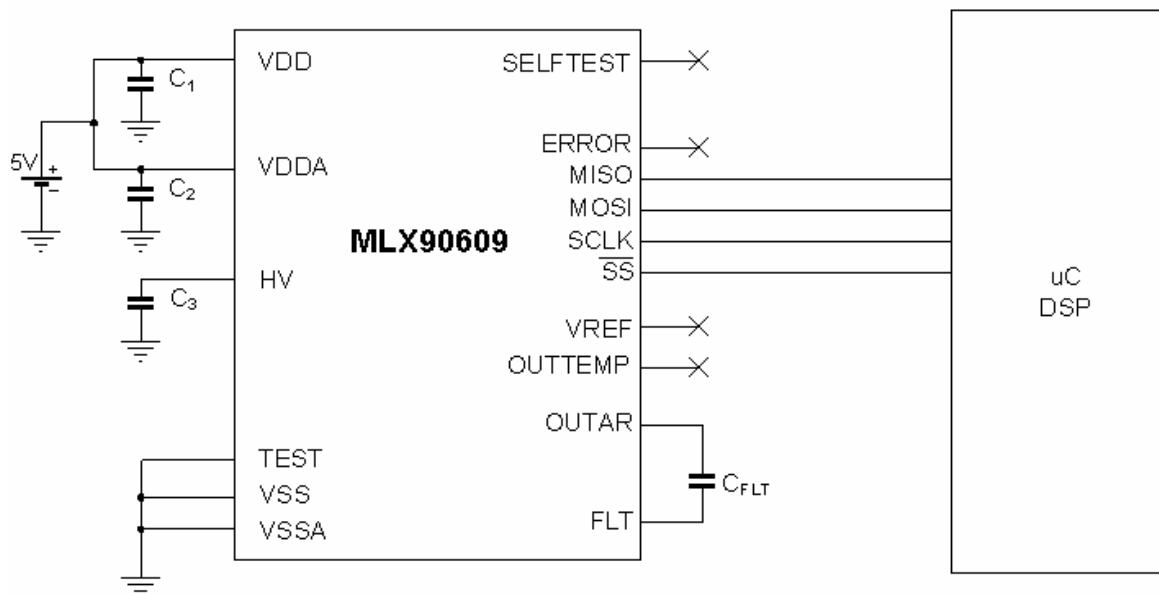


Figure 6-3. MLX90609 with digital output only

If only a digital output signal is required the MLX90609 uses the SPI to send the temperature and the angular rate in a digital format. The operation mode only through the SPI allows a reduction of cost and complexity in the interfacing to system microcontroller or microprocessor. All the pins in the above schematics continue to be used as described above.

In order to adapt the MLX90609 for a 3.3V Microcontroller one can use the below schematic:

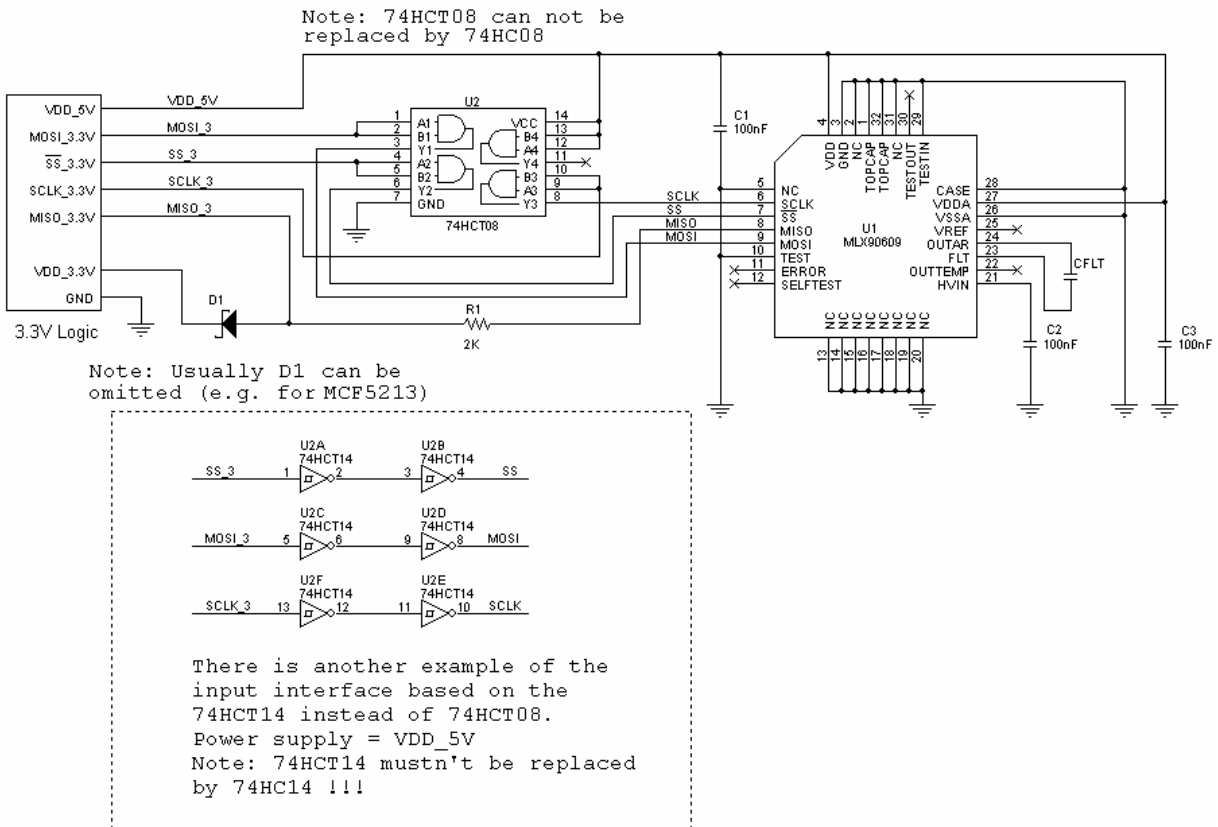


Figure 6-4. Possible interfacing with 3.3V μ C

7. Standard Information Regarding Manufacturability of Melexis Products with Different Soldering Processes

Our products are classified and qualified regarding soldering technology, solderability and moisture sensitivity level according to following test methods:

Reflow Soldering SMD's (Surface Mount Devices)

- IPC/JEDEC J-STD-020
Moisture/Reflow Sensitivity Classification for Nonhermetic Solid State Surface Mount Devices
(Classification reflow profiles according to table 5-2)
- EIA/JEDEC JESD22-A113
Preconditioning of Nonhermetic Surface Mount Devices Prior to Reliability Testing
(Reflow profiles according to table 2)

Wave Soldering SMD's (Surface Mount Devices) and THD's (Through Hole Devices)

- EN60749-20
Resistance of plastic- encapsulated SMD's to combined effect of moisture and soldering heat
- EIA/JEDEC JESD22-B106 and EN60749-15
Resistance to soldering temperature for through-hole mounted devices

Iron Soldering THD's (Through Hole Devices)

- EN60749-15
Resistance to soldering temperature for through-hole mounted devices

Solderability SMD's (Surface Mount Devices) and THD's (Through Hole Devices)

- EIA/JEDEC JESD22-B102 and EN60749-21

Solderability

For all soldering technologies deviating from above mentioned standard conditions (regarding peak temperature, temperature gradient, temperature profile etc) additional classification and qualification tests have to be agreed upon with Melexis.

The application of Wave Soldering for SMD's is allowed only after consulting Melexis regarding assurance of adhesive strength between device and board.

8. ESD Precautions

Electronic semiconductor products are sensitive to Electro Static Discharge (ESD).

Always observe Electro Static Discharge control procedures whenever handling semiconductor products.

9. Package Information

The MLX90609 is packaged in a 32 pin JESD30C compliant Ceramic Quad Flat None leaded - CQFN32 -ceramic housing. The CQFN32 is commonly called CLCC32 or LCCC32.

Note: All dimensions are given in mm (inch).

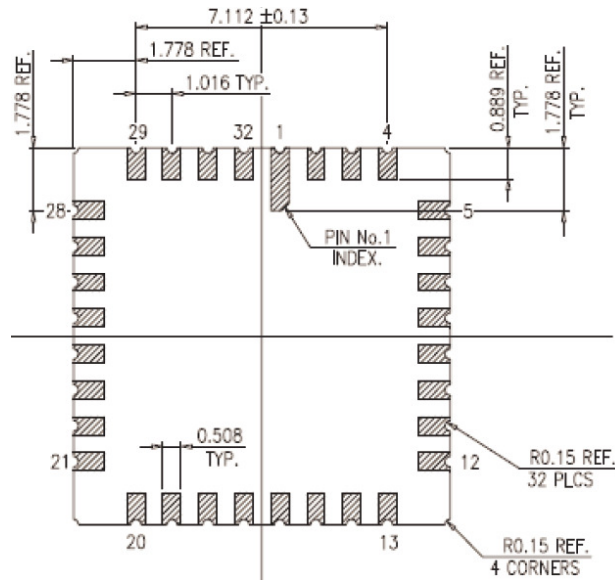


Figure 9-1. Package Dimensions, Bottom View

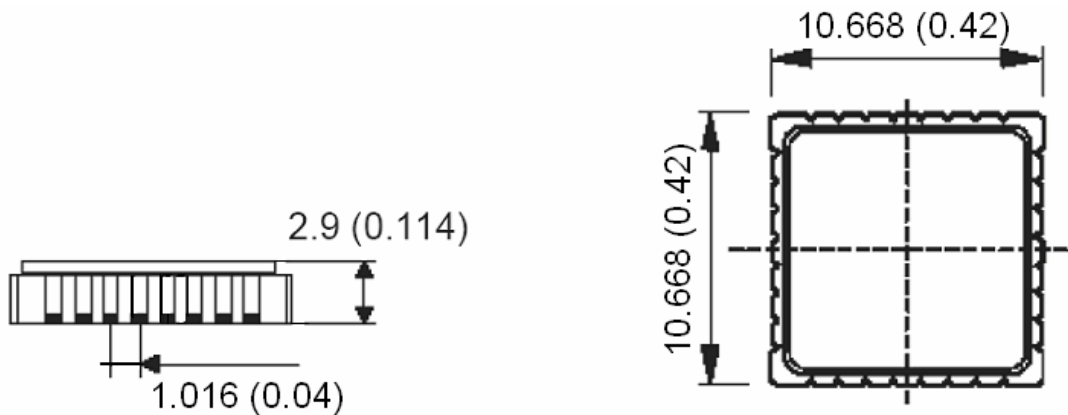


Figure 9-2. Side and Top View of the MLX90609

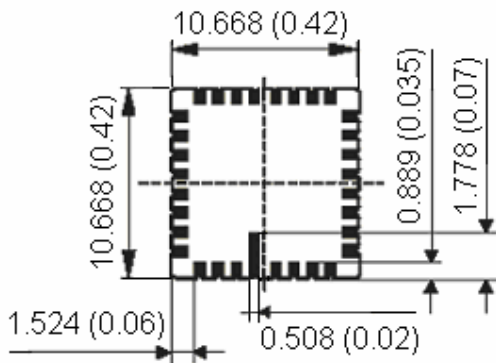


Figure 9-3. MLX90609 Bottom View

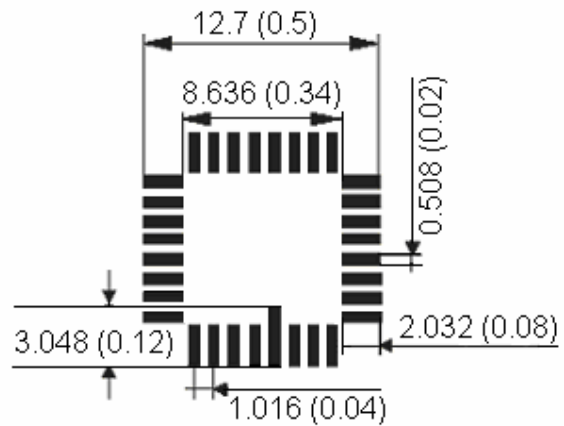


Figure 9-4. Land Pattern Design (top view)

10. Glossary of Terms

Angular Rate Sensor

A sensor that measures rotational velocity measured in degrees per second around its sensitive axis. Angular rate sensors are sometimes referred to as gyro or gyroscope.

Bandwidth

The input signal frequency range from DC (zero frequency) up to the frequency where a -3dB amplitude decay (between mechanical input and rate output) is observed. In the case of the present device, the bandwidth is user selectable by means of an external capacitor.

Coriolis Effect

Coriolis Effect is an inertial force described by the 19th-century engineer-mathematician Gustave-Gaspard Coriolis in 1835. Coriolis showed that, if the ordinary Newtonian laws of motion of bodies are to be used in a rotating frame of reference, an inertial force, acting to the right of the direction of body motion for counterclockwise rotation of the reference frame or to the left for clockwise rotation, must be included in the motion equations.

In effect, the Coriolis force is an apparent deflection of the path of an object that moves within a rotating coordinate system. The object does not actually deviate from its path, but it appears to do so because of the motion of the coordinate system.

Primary and Secondary Frame

In vector notation the Coriolis force F_{Coriolis} is given by:

$$\vec{F}_{\text{Coriolis}} = 2m(\vec{v} \times \vec{\Omega})$$

Where m is the mass of the object, v its velocity and Ω is the angular rate of the rotating coordinate system.

To create a Coriolis Force (F_{Coriolis}), a movement or velocity (v) must be induced. The gyroscope system has got an electrically actuated oscillating mechanical structure, called primary frame (m).

When the gyroscope rotates (Ω) a Coriolis force F_{Coriolis} acts on this frame. To measure the Coriolis force, a part of the frame - called the secondary frame - is designed to allow a motion as a reaction to the applied Coriolis force. This synchronous motion is sensed electrically by a capacitive readout circuit.

The gyroscope is a vibratory system with two orthogonal vibrating frames: the primary actuated vibrating frame and the secondary sensed vibrating frame.

Zero Rate Output (ZRO) Drift

The bounds within which the circuit output signal may vary as the temperature varies across the operating temperature range with no applied angular rate.

List of Acronyms

ADC	Analog to Digital Converter
EEPROM	Electrically Erasable PROM
EMC	Electro Magnetic Compatibility
ESD	Electrostatic Discharge
HBM	Human Body Model of ESD
JEDEC	Joint Electronics Design Engineering Council
MEMS	Micro Electro-Mechanical Sensor
SMD	Surface Mounted Device
SO	Swiss Outline or Small Outline
SPI	Serial Peripheral Interface
TC	Temperature Coefficient
CDF-AEC-100	Automotive Electronics Council – Stress Test Qualification for Integrated Circuits

11. Disclaimer

Devices sold by Melexis are covered by the warranty and patent indemnification provisions appearing in its Term of Sale. Melexis makes no warranty, express, statutory, implied, or by description regarding the information set forth herein or regarding the freedom of the described devices from patent infringement. Melexis reserves the right to change specifications and prices at any time and without notice. Therefore, prior to designing this product into a system, it is necessary to check with Melexis for current information. This product is intended for use in normal commercial applications. Applications requiring extended temperature range, unusual environmental requirements, or high reliability applications, such as military, medical life-support or life-sustaining equipment are specifically not recommended without additional processing by Melexis for each application.

The information furnished by Melexis is believed to be correct and accurate. However, Melexis shall not be liable to recipient or any third party for any damages, including but not limited to personal injury, property damage, loss of profits, loss of use, interrupt of business or indirect, special incidental or consequential damages, of any kind, in connection with or arising out of the furnishing, performance or use of the technical data herein. No obligation or liability to recipient or any third party shall arise or flow out of Melexis' rendering of technical or other services.

© 2005 Melexis NV. All rights reserved.

For the latest version of this document, go to our website at
www.melexis.com

Or for additional information contact Melexis Direct:

Europe, Africa, Asia:	America:
Phone: +32 1367 0495	Phone: +1 603 223 2362
E-mail: sales_europe@melexis.com	E-mail: sales_usa@melexis.com

ISO/TS 16949 and ISO14001 Certified



LIS3LV02DL

MEMS inertial sensor

3-axis - $\pm 2g/\pm 6g$ digital output low voltage linear accelerometer

Features

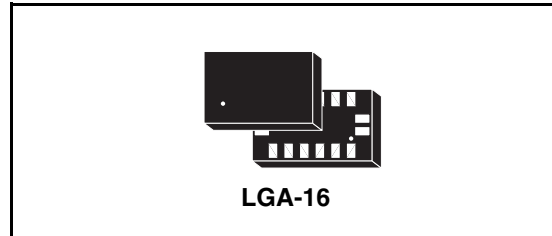
- 2.16 V to 3.6 V single supply operation
- 1.8 V compatible IOs
- I²C/SPI digital output interfaces
- Programmable 12 or 16 bit data representation
- Interrupt activated by motion
- Programmable interrupt threshold
- Embedded self test
- High shock survivability
- ECOPACK® compliant (see [Section 9](#))

Description

The LIS3LV02DL is a three axes digital output linear accelerometer that includes a sensing element and an IC interface able to take the information from the sensing element and to provide the measured acceleration signals to the external world through an I²C/SPI serial interface.

The sensing element, capable of detecting the acceleration, is manufactured using a dedicated process developed by ST to produce inertial sensors and actuators in silicon.

The IC interface instead is manufactured using a CMOS process that allows high level of integration to design a dedicated circuit which is factory trimmed to better match the sensing element characteristics.



The LIS3LV02DL has a user selectable full scale of $\pm 2g$, $\pm 6g$ and it is capable of measuring acceleration over a bandwidth of 640 Hz for all axes. The device bandwidth may be selected accordingly to the application requirements.

The self-test capability allows the user to check the functioning of the device.

The device may be also configured to generate an inertial wake-up/free-fall interrupt signal when a programmable acceleration threshold is crossed at least in one of the three axes.

The LIS3LV02DL is available in plastic SMD package and it is specified over a temperature range extending from -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

The LIS3LV02DL belongs to a family of products suitable for a variety of applications:

- Free-Fall detection
- Motion activated functions in portable terminals
- Antitheft systems and Inertial navigation
- Gaming and virtual reality input devices
- Vibration monitoring and compensation

Table 1. Device summary

Order code	Operating temperature range [$^{\circ}\text{C}$]	Package	Packing
LIS3LV02DL	-40 to +85	LGA-16	Tray
LIS3LV02DLTR	-40 to +85	LGA-16	Tape and reel

Content

1	Block diagram and pin description	8
1.1	Block diagram	8
1.2	LGA-16 pin description	8
2	Mechanical and electrical specifications	10
2.1	Mechanical characteristics	10
2.2	Electrical characteristics	14
2.3	Communication interface characteristics	15
2.3.1	SPI - serial peripheral interface	15
2.3.2	I2C - Inter IC control interface	16
2.4	Absolute maximum ratings	17
2.5	Terminology	18
2.5.1	Sensitivity	18
2.5.2	Zero-g level	18
2.5.3	Self test	18
3	Functionality	19
3.1	Sensing element	19
3.2	IC interface	19
3.3	Factory calibration	20
4	Application hints	21
4.1	Soldering Information	21
5	Digital interfaces	22
5.1	I2C serial interface	22
5.1.1	I2C operation	23
5.2	SPI bus interface	24
5.2.1	SPI read	25
5.2.2	SPI write	26
5.2.3	SPI Read in 3-wires mode	27
6	Register mapping	28

7	Register description	30
7.1	WHO_AM_I (0Fh)	30
7.2	OFFSET_X (16h)	30
7.3	OFFSET_Y (17h)	30
7.4	OFFSET_Z (18h)	30
7.5	GAIN_X (19h)	31
7.6	GAIN_Y (1Ah)	31
7.7	GAIN_Z (1Bh)	31
7.8	CTRL_REG1 (20h)	31
7.9	CTRL_REG2 (21h)	32
7.10	CTRL_REG3 (22h)	34
7.11	HP_FILTER_RESET (23h)	34
7.12	STATUS_REG (27h)	34
7.13	OUTX_L (28h)	35
7.14	OUTX_H (29h)	35
7.15	OUTY_L (2Ah)	35
7.16	OUTY_H (2Bh)	36
7.17	OUTZ_L (2Ch)	36
7.18	OUTZ_H (2Dh)	36
7.19	FF_WU_CFG (30h)	37
7.20	FF_WU_SRC (31h)	37
7.21	FF_WU_ACK (32h)	38
7.22	FF_WU_THS_L (34h)	38
7.23	FF_WU_THS_H (35h)	38
7.24	FF_WU_DURATION (36h)	39
7.25	DD_CFG (38h)	39
7.26	DD_SRC (39h)	40
7.27	DD_ACK (3Ah)	41
7.28	DD_THSI_L (3Ch)	41
7.29	DD_THSI_H (3Dh)	41
7.30	DD_THSE_L (3Eh)	41
7.31	DD_THSE_H (3Fh)	41

8	Typical performance characteristics	42
8.1	Mechanical characteristics at 25°C	42
8.2	Mechanical characteristics derived from measurement in the -40°C to +85°C temperature range	43
8.3	Electro-mechanical characteristics at 25°C	44
9	Package information	46
10	Revision history	47

List of figures

Figure 1.	Block diagram	5
Figure 2.	Pin connection	5
Figure 3.	SPI slave timing diagram	12
Figure 5.	LIS3LV02DL electrical connection	18
Figure 6.	Read and write protocol	21
Figure 7.	SPI read protocol	22
Figure 8.	Multiple bytes SPI read protocol (2 bytes example)	23
Figure 9.	SPI write protocol	23
Figure 10.	Multiple bytes SPI write protocol (2 bytes example)	23
Figure 11.	SPI read protocol in 3-wires mode	24
Figure 12.	X-axis zero-g level at 3.3 V	39
Figure 13.	X-axis sensitivity at 3.3 V	39
Figure 14.	Y-axis zero-g level at 3.3 V	39
Figure 15.	Y-axis sensitivity at 3.3 V	39
Figure 16.	Z-axis zero-g level at 3.3 V	40
Figure 17.	Z-axis Sensitivity at 3.3 V	40
Figure 18.	X-axis zero-g level change vs. temperature at 3.3 V	40
Figure 19.	X-axis sensitivity change vs. temperature at 3.3 V	40
Figure 20.	Y-axis zero-g level change vs. temperature at 3.3 V	41
Figure 21.	Y-axis sensitivity change vs. temperature at 3.3 V	41
Figure 22.	Z-axis zero-g level change vs. temperature at 3.3 V	41
Figure 23.	Z-axis sensitivity change vs. temperature at 3.3 V	41
Figure 24.	X and Y axis zero-g level as function of supply voltage	41
Figure 25.	Z axis zero-g level as function of supply voltage	41
Figure 26.	Current consumption in Power-Down mode (Vdd=3.3 V)	42
Figure 27.	Current consumption in operational mode (Vdd=3.3 V)	42
Figure 28.	LGA-16 mechanical data and package dimensions	43

List of tables

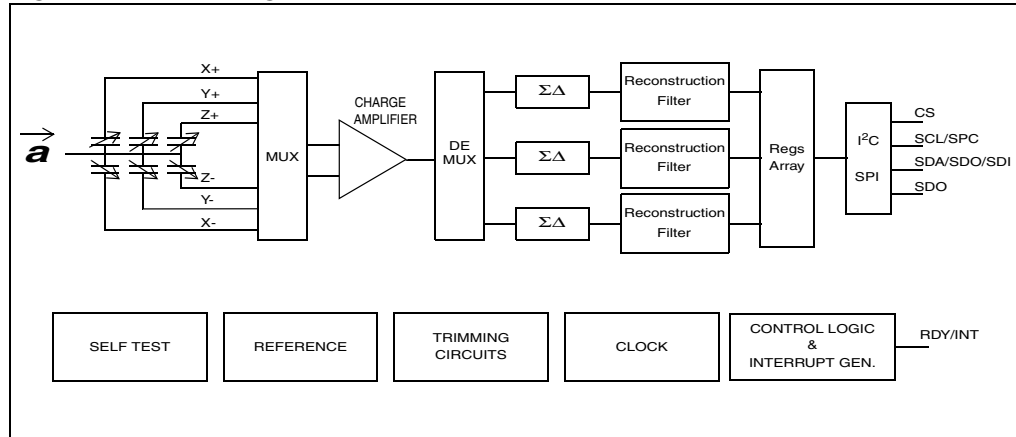
Table 1.	Device summary	1
Table 2.	Pin description	3
Table 3.	Mechanical characteristics @ Vdd=3.3 V, T=25 °C unless otherwise noted	5
Table 4.	Mechanical characteristics @ Vdd=2.5 V, T=25 °C unless otherwise noted	7
Table 5.	Electrical characteristics @ Vdd=3.3 V, T=25 °C unless otherwise noted	9
Table 6.	SPI Slave Timing Values	10
Table 7.	I2C slave timing values	11
Table 8.	Absolute maximum ratings	12
Table 9.	Serial interface pin description	17
Table 10.	Serial interface pin description	17
Table 11.	Transfer when master is writing one byte to slave	18
Table 12.	Transfer when master is writing multiple bytes to slave	18
Table 13.	Transfer when master is receiving (reading) one byte of data from slave	18
Table 14.	Transfer when master is receiving (reading) multiple bytes of data from slave	18
Table 15.	Registers address map	23
Table 16.	Register (0Fh)	25
Table 17.	Register description (0Fh)	25
Table 18.	Register (16h)	25
Table 19.	Register description (16h)	25
Table 20.	Register (17h)	25
Table 21.	Register description (17h)	25
Table 22.	Register (18h)	25
Table 23.	Register description (18h)	26
Table 24.	Register (19h)	26
Table 25.	Register description (19h)	26
Table 26.	Register (1Ah)	26
Table 27.	Register description (1Ah)	26
Table 28.	Register (1Bh)	26
Table 29.	Register description (1Bh)	26
Table 30.	Register (20h)	26
Table 31.	Register description (20h)	26
Table 32.	Register (21h)	27
Table 33.	Register description (21h)	27
Table 34.	Register (22h)	29
Table 35.	Register description (22h)	29
Table 36.	Register (27h)	29
Table 37.	Register description (27h)	29
Table 38.	Register (28h)	30
Table 39.	Register description (28h)	30
Table 40.	Register (29h)	30
Table 41.	Register description (29h)	30
Table 42.	Register (2Ah)	30
Table 43.	Register description (2Ah)	31
Table 44.	Register (2Bh)	31
Table 45.	Register description (2Bh)	31
Table 46.	Register (2Ch)	31
Table 47.	Register description (2Ch)	31
Table 48.	Register (2Dh)	31

Table 49.	Register description (2Dh)	31
Table 50.	Register (30h)	32
Table 51.	Register description (30h)	32
Table 52.	Register (31h)	33
Table 53.	Register description (31h)	33
Table 54.	Register (34h)	33
Table 55.	Register description (34h)	33
Table 56.	Register (35h)	33
Table 57.	Register description (35h)	34
Table 58.	Register (36h)	34
Table 59.	Register description (36h)	34
Table 60.	Register (38h)	34
Table 61.	Register description (38h)	34
Table 62.	Register (39h)	35
Table 63.	Register description (39h)	35
Table 64.	Register (3Ch)	36
Table 65.	Register description (3Ch)	36
Table 66.	Register (3Dh)	36
Table 67.	Register description (3Dh)	36
Table 68.	Register (3Eh)	36
Table 69.	Register description (3Eh)	36
Table 70.	Register (3Fh)	36
Table 71.	Register description (3Fh)	36
Table 72.	Document revision history	42

1 Block diagram and pin description

1.1 Block diagram

Figure 1. Block diagram



1.2 LGA-16 pin description

Figure 2. Pin connection

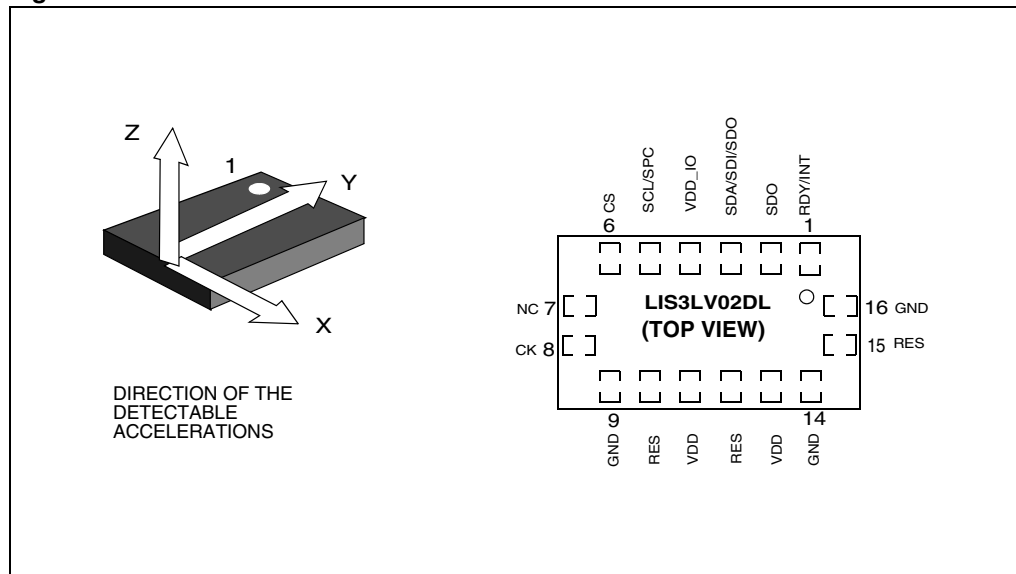


Table 2. Pin description

Pin#	Name	Function
1	RDY/INT	Data ready/inertial wake-up interrupt
2	SDO	SPI Serial Data Output

Table 2. Pin description

Pin#	Name	Function
3	SDA/ SDI/ SDO	I ² C Serial Data (SDA) SPI Serial Data Input (SDI) 3-wire Interface Serial Data Output (SDO)
4	Vdd_IO	Power supply for I/O pads
5	SCL/SPC	I ² C Serial Clock (SCL) SPI Serial Port Clock (SPC)
6	CS	SPI enable I ² C/SPI mode selection (1: I ² C mode; 0: SPI enabled)
7	NC	Internally not connected
8	CK	Optional external clock, if not used either leave unconnected or connect to GND
9	GND	0 V supply
10	Reserved	Either leave unconnected or connect to Vdd_IO
11	Vdd	Power supply
12	Reserved	Connect to Vdd
13	Vdd	Power supply
14	GND	0 V supply
15	Reserved	Either leave unconnected or connect to GND
16	GND	0 V supply

2 Mechanical and electrical specifications

2.1 Mechanical characteristics

Table 3. Mechanical characteristics @ Vdd=3.3 V, T=25 °C unless otherwise noted⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
FS	Measurement range ⁽³⁾	FS bit set to 0	±1.7	±2.0		g
		FS bit set to 1	±5.3	±6.0		
Dres	Device resolution	Full-scale = ±2 g ODR1=40 Hz		1.0		mg
		Full-scale = ±2 g ODR2=160 Hz		2.0		
		Full-scale = ±2 g ODR3=640 Hz		3.9		
		Full-scale = ±2 g ODR4=2560 Hz		15.6		
So	Sensitivity	Full-scale = ±2 g 12 bit representation	920	1024	1126	LSb/g
		Full-scale = ±6 g 12 bit representation	306	340	374	
TCSO	Sensitivity change vs temperature	Full-scale = ±2 g 12 bit representation		0.025		%/°C
Off	Zero-g level offset accuracy ^{(4),(5)}	Full-scale = ±2 g X, Y axis	-70		70	mg
		Full-scale = ±2 g Z axis	-90		90	
		Full-scale = ±6 g X, Y axis	-90		90	
		Full-scale = ±6 g Z axis	-100		100	
LTOff	Zero-g Level offset long term accuracy ⁽⁶⁾	Full-scale = ±2 g X, Y axis	-4.5		4.5	%FS
		Full-scale = ±2 g Z axis	-6		6	
		Full-scale = ±6 g X, Y axis	-1.8		1.8	
		Full-scale = ±6 g Z axis	-2.2		2.2	
TCOff	Zero-g Level Change Vs Temperature	Max Delta from 25°C		0.2		mg/°C

**Table 3. Mechanical characteristics @ Vdd=3.3 V, T=25 °C unless otherwise noted⁽¹⁾
(continued)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
NL	Non Linearity	Best fit straight line X, Y axis Full-scale = ±2 g ODR=40 Hz		±2		%FS
		Best fit straight line Z axis Full-scale = ±2 g ODR=40 Hz		±3		
CrAx	Cross axis		-3.5		3.5	%
V _{st}	Self test output change ^{(7),(8)}	Full-scale= ±2g X axis	250	550	900	LSb
		Full-scale= ±2 g Y axis	250	550	900	LSb
		Full-scale= ±2 g Z axis	-100	-350	-600	LSb
		Full-scale= ±6 g X axis	80	180	300	LSb
		Full-scale= ±6 g Y axis	80	180	300	LSb
		Full-scale= ±6 g Z axis	-30	-120	-200	LSb
BW	System Bandwidth ⁽⁹⁾			ODRx/4		Hz
Top	Operating Temperature Range		-40		+85	°C
Wh	Product Weight			72		mgram

1. The product is factory calibrated at 3.3 V. The device can be used from 2.16 V to 3.6 V
2. Typical specifications are not guaranteed
3. Verified by wafer level test and specification of initial offset and sensitivity
4. Zero-g level offset value after MSL3 preconditioning
5. Offset can be eliminated by enabling the built-in high pass filter (HPF)
6. Results of accelerated reliability tests
7. Self Test output changes with the power supply. "Self test output change" is defined as $OUTPUT[LSb]_{(Self-test\ bit\ on\ ctrl_reg1=1)} - OUTPUT[LSb]_{(Self-test\ bit\ on\ ctrl_reg1=0)}$. 1LSb=1g/1024 at 12bit representation, 2g Full-Scale
8. Output data reach 99% of final value after 5/ODR when enabling Self-Test mode due to device filtering
9. ODRx is output data rate. Refer to [Table 5](#) for specifications

Table 4. Mechanical characteristics @ Vdd=2.5 V, T=25 °C unless otherwise noted⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
FS	Measurement range ⁽³⁾	FS bit set to 0	±1.7	±2.0		g
		FS bit set to 1	±5.3	±6.0		
Dres	Device resolution	Full-scale = ±2g ODR1=40Hz		1.0		mg
		Full-scale = ±2g ODR2=160Hz		2.0		
		Full-scale = ±2g ODR3=640Hz		3.9		
		Full-scale = ±2g ODR4=2560Hz		15.6		
So	Sensitivity	Full-scale = ±2g 12 bit representation	920	1024	1126	LSb/g
		Full-scale = ±6g 12 bit representation	306	340	374	
TCSO	Sensitivity change vs temperature	Full-scale = ±2g 12 bit representation		0.025		%/°C
Off	Zero-g level offset accuracy ^{(4),(5)}	Full-scale = ±2g X, Y axis	-90		90	mg
		Full-scale = ±2g Z axis	-110		110	
		Full-scale = ±6g X, Y axis	-110		110	
		Full-scale = ±6g Z axis	-120		120	
LTOff	Zero-g level offset long term accuracy ⁽⁶⁾	Full-scale = ±2g X, Y axis	-5.5		5.5	%FS
		Full-scale = ±2g Z axis	-7		7	
		Full-scale = ±6g X, Y axis	-2.8		2.8	
		Full-scale = ±6g Z axis	-3.2		3.2	
TCOff	Zero-g level change vs temperature	Max Delta from 25°C		0.2		mg/°C

**Table 4. Mechanical characteristics @ Vdd=2.5 V, T=25 °C unless otherwise noted⁽¹⁾
(continued)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
NL	Non linearity	Best fit straight line X, Y axis Full-scale = ±2g ODR=40Hz		±2		%FS
		Best fit straight line Z axis Full-scale = ±2g ODR=40Hz		±3		
CrAx	Cross axis		-3.5		3.5	%
V _{st}	Self test output change ^{(7),(8)}	Full-scale= ±2g X axis	100	240	400	LSb
		Full-scale= ±2g Y axis	100	240	400	LSb
		Full-scale= ±2g Z axis	-30	-150	-350	LSb
		Full-scale= ±6g X axis	30	80	130	LSb
		Full-scale= ±6g Y axis	30	80	130	LSb
		Full-scale= ±6g Z axis	-10	-50	-120	LSb
BW	System bandwidth ⁽⁹⁾			ODRx/4		Hz
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C
Wh	Product weight			72		mgram

1. The product is factory calibrated at 3.3 V. The device can be used from 2.16 V to 3.6 V
2. Typical specifications are not guaranteed
3. Verified by wafer level test and specification of initial offset and sensitivity
4. Zero-g level offset value after MSL3 preconditioning
5. Offset can be eliminated by enabling the built-in high pass filter (HPF)
6. Results of accelerated reliability tests
7. Self Test output changes with the power supply. "Self test output change" is defined as $OUTPUT[LSb]_{(Self-test\ bit\ on\ ctrl_reg1=1)} - OUTPUT[LSb]_{(Self-test\ bit\ on\ ctrl_reg1=0)}$. 1LSb=1g/1024 at 12bit representation, 2g Full-Scale
8. Output data reach 99% of final value after 5/ODR when enabling Self-Test mode due to device filtering
9. ODRx is output data rate. Refer to [Table 5](#) for specifications

2.2 Electrical characteristics

Table 5. Electrical characteristics @ Vdd=3.3 V, T=25 °C unless otherwise noted ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
Vdd	Supply voltage		2.16	3.3	3.6	V
Vdd_IO	I/O pads supply voltage		1.71		Vdd	V
Idd	Supply current	Vdd = 3.3 V		0.65	0.80	mA
		Vdd = 2.5 V		0.60	0.75	
IddPdn	Current consumption in Power-down mode			1	10	μA
VIH	Digital High level Input voltage		0.8*Vdd _IO			V
VIL	Digital Low level Input voltage				0.2*Vdd _IO	
VOH	High level output voltage		0.9*Vdd _IO			V
VOL	Low level output voltage				0.1*Vdd _IO	
ODR1	Output Data Rate 1	Dec factor = 512		40		Hz
ODR2	Output Data Rate 2	Dec factor = 128		160		
ODR3	Output Data Rate 3	Dec factor = 32		640		
ODR4	Output Data Rate 4	Dec factor = 8		2560		
BW	System bandwidth ⁽³⁾			ODRx/4		Hz
Ton	Turn-on time ⁽⁴⁾			5/ODRx		s
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C

1. The product is factory calibrated at 3.3 V. The device can be used from 2.16 V to 3.6 V

2. Typical specifications are not guaranteed

3. Digital filter cut-off frequency

4. Time to obtain valid data after exiting Power-Down mode

2.3 Communication interface characteristics

2.3.1 SPI - serial peripheral interface

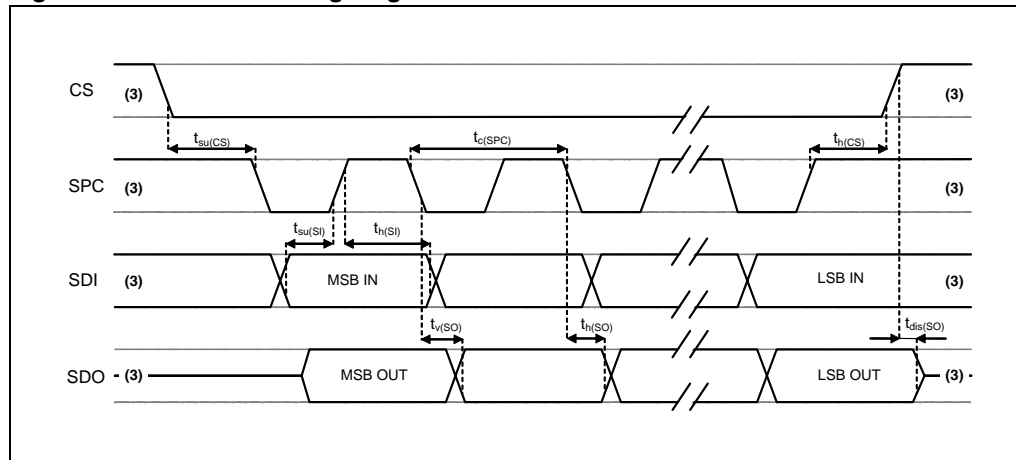
Subject to general operating conditions for Vdd and Top.

Table 6. SPI Slave Timing Values

Symbol	Parameter	Value ⁽¹⁾		Unit
		Min	Max	
tc(SPC)	SPI clock cycle	125		ns
fc(SPC)	SPI clock frequency		8	MHz
tsu(CS)	CS setup time	5		ns
th(CS)	CS hold time	10		
tsu(SI)	SDI input setup time	5		
th(SI)	SDI input hold time	15		
tv(SO)	SDO valid output time		55	
th(SO)	SDO output hold time	7		
tdis(SO)	SDO output disable time		50	

1. Values are guaranteed at 8 MHz clock frequency for SPI with both 4 and 3 wires, based on characterization results, not tested in production

Figure 3. SPI slave timing diagram ⁽²⁾



2. Measurement points are done at 0.2·Vdd_IO and 0.8·Vdd_IO, for both input and output port

3. When no communication is on-going, data on CS, SPC, SDI and SDO are driven by internal pull-up resistors

2.3.2 I²C - Inter IC control interface

Subject to general operating conditions for V_{dd} and Top.

Table 7. I²C slave timing values

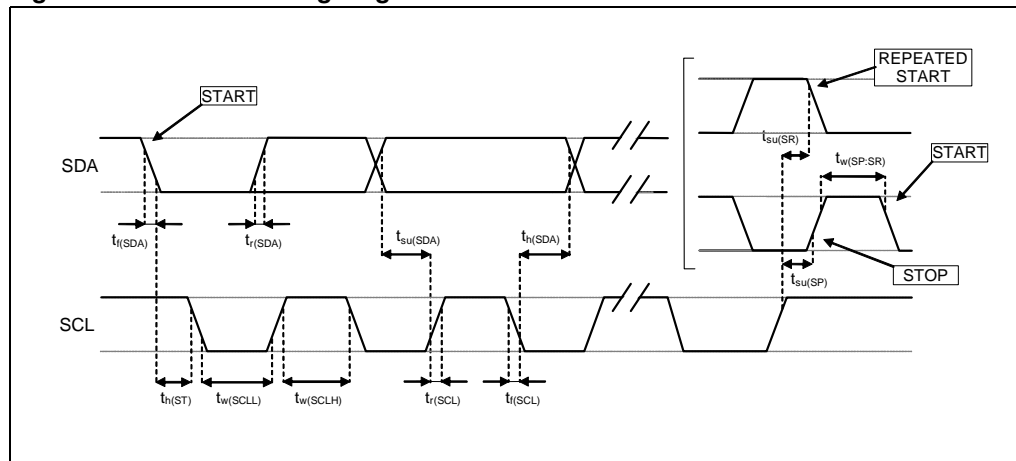
Symbol	Parameter	I ² C standard mode ⁽¹⁾		I ² C fast mode ⁽¹⁾		Unit
		Min	Max	Min	Max	
f _(SCL)	SCL clock frequency	0	100	0	400	KHz
t _{w(SCLL)}	SCL clock low time	4.7		1.3		μs
t _{w(SCLH)}	SCL clock high time	4.0		0.6		
t _{su(SDA)}	SDA setup time	250		100		ns
t _{h(SDA)}	SDA data hold time	0 ⁽²⁾	3.45	0 ⁽²⁾	0.9	μs
t _{r(SDA)} t _{r(SCL)}	SDA and SCL rise time		1000	20 + 0.1C _b ⁽³⁾	300	ns
t _{f(SDA)} t _{f(SCL)}	SDA and SCL fall time		300	20 + 0.1C _b ⁽³⁾	300	
t _{h(ST)}	START condition hold time	4		0.6		μs
t _{su(SR)}	Repeated START condition setup time	4.7		0.6		
t _{su(SP)}	STOP condition setup time	4		0.6		
t _{w(SP:SR)}	Bus free time between STOP and START condition	4.7		1.3		

1. Data based on standard I²C protocol requirement, not tested in production

2. A device must internally provide an hold time of at least 300ns for the SDA signal (referred to VIHmin of the SCL signal) to bridge the undefined region of the falling edge of SCL

3. C_b = total capacitance of one bus line, in pF

Figure 4. I²C slave timing diagram ⁽⁴⁾



4. Measurement points are done at 0.2·V_{dd_IO} and 0.8·V_{dd_IO}, for both port

2.4 Absolute maximum ratings

Stresses above those listed as “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device under these conditions is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Table 8. Absolute maximum ratings

Symbol	Ratings	Maximum Value	Unit
Vdd	Supply voltage	-0.3 to 6	V
Vdd_IO	I/O pins Supply voltage	-0.3 to Vdd +0.1	V
Vin	Input voltage on any control pin (CS, SCL/SPC, SDA/SDI/SDO, CK)	-0.3 to Vdd_IO +0.3	V
A _{POW}	Acceleration (Any axis, Powered, Vdd=3.3 V)	3000g for 0.5 ms	
		10000g for 0.1 ms	
A _{UNP}	Acceleration (any axis, unpowered)	3000g for 0.5 ms	
		10000g for 0.1 ms	
T _{OP}	Operating temperature range	-40 to +85	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-40 to +125	°C
ESD	Electrostatic discharge protection	4.0 (HBM)	kV
		200 (MM)	V
		1.5 (CDM)	kV

Note: Supply voltage on any pin should never exceed 6.0 V.



This is a Mechanical Shock sensitive device, improper handling can cause permanent damages to the part



This is an ESD sensitive device, improper handling can cause permanent damages to the part

2.5 Terminology

2.5.1 Sensitivity

Sensitivity describes the gain of the sensor and can be determined e.g. by applying 1g acceleration to it. As the sensor can measure DC accelerations this can be done easily by pointing the axis of interest towards the center of the Earth, noting the output value, rotating the sensor by 180 degrees (point to the sky) and noting the output value again. By doing so, $\pm 1g$ acceleration is applied to the sensor. Subtracting the larger output value from the smaller one and dividing the result by 2 leads to the actual sensitivity of the sensor. This value changes very little over temperature and also very little over time. The Sensitivity Tolerance describes the range of Sensitivities of a large population of sensors.

2.5.2 Zero-g level

Zero-g level Offset (Off) describes the deviation of an actual output signal from the ideal output signal if there is no acceleration present. A sensor in a steady state on a horizontal surface will measure 0g in X axis and 0g in Y axis whereas the Z axis will measure 1g. The output is ideally in the middle of the dynamic range of the sensor (content of OUT registers 00h, 00h with 16 bit representation, data expressed as 2's complement number). A deviation from ideal value in this case is called Zero-g offset. Offset is to some extent a result of stress to a precise MEMS sensor and therefore the offset can slightly change after mounting the sensor onto a printed circuit board or exposing it to extensive mechanical stress. Offset changes little over temperature, see "Zero-g level change vs. temperature". The Zero-g level of an individual sensor is stable over lifetime. The Zero-g level tolerance describes the range of Zero-g levels of a population of sensors.

2.5.3 Self test

Self Test allows to test the mechanical and electric part of the sensor, allowing the seismic mass to be moved by means of an electrostatic test-force. The Self Test function is off when the self-test bit of CTRL_REG1 (control register 1) is programmed to '0'. When the self-test bit of CTRL_REG1 is programmed to '1' an actuation force is applied to the sensor, simulating a definite input acceleration. In this case the sensor outputs will exhibit a change in their DC levels which is related to the selected full scale and depending on the Supply Voltage through the device sensitivity. When Self Test is activated, the device output level is given by the algebraic sum of the signals produced by the acceleration acting on the sensor and by the electrostatic test-force. If the output signals change within the amplitude specified inside [Table 3](#) or [4](#) then the sensor is working properly and the parameters of the interface chip are within the defined specification.

3 Functionality

The LIS3LV02DL is a high performance, low-power, digital output 3-axis linear accelerometer packaged in an LGA package. The complete device includes a sensing element and an IC interface able to take the information from the sensing element and to provide a signal to the external world through an I²C/SPI serial interface.

3.1 Sensing element

A proprietary process is used to create a surface micro-machined accelerometer. The technology allows to carry out suspended silicon structures which are attached to the substrate in a few points called anchors and are free to move in the direction of the sensed acceleration. To be compatible with the traditional packaging techniques a cap is placed on top of the sensing element to avoid blocking the moving parts during the moulding phase of the plastic encapsulation.

When an acceleration is applied to the sensor the proof mass displaces from its nominal position, causing an imbalance in the capacitive half-bridge. This imbalance is measured using charge integration in response to a voltage pulse applied to the sense capacitor.

At steady state the nominal value of the capacitors are few pF and when an acceleration is applied the maximum variation of the capacitive load is up to 100fF.

3.2 IC interface

The complete measurement chain is composed by a low-noise capacitive amplifier which converts into an analog voltage the capacitive unbalancing of the MEMS sensor and by three $\Sigma\Delta$ analog-to-digital converters, one for each axis, that translate the produced signal into a digital bitstream.

The $\Sigma\Delta$ converters are coupled with dedicated reconstruction filters which remove the high frequency components of the quantization noise and provide low rate and high resolution digital words.

The charge amplifier and the $\Sigma\Delta$ converters are operated respectively at 61.5 kHz and 20.5 kHz.

The data rate at the output of the reconstruction depends on the user selected Decimation Factor (DF) and spans from 40 Hz to 2560 Hz.

The acceleration data may be accessed through an I²C/SPI interface thus making the device particularly suitable for direct interfacing with a microcontroller.

The LIS3LV02DL features a Data-Ready signal (RDY) which indicates when a new set of measured acceleration data is available thus simplifying data synchronization in digital system employing the device itself.

The LIS3LV02DL may also be configured to generate an inertial Wake-Up, Direction Detection and Free-Fall interrupt signal accordingly to a programmed acceleration event along the enabled axes.

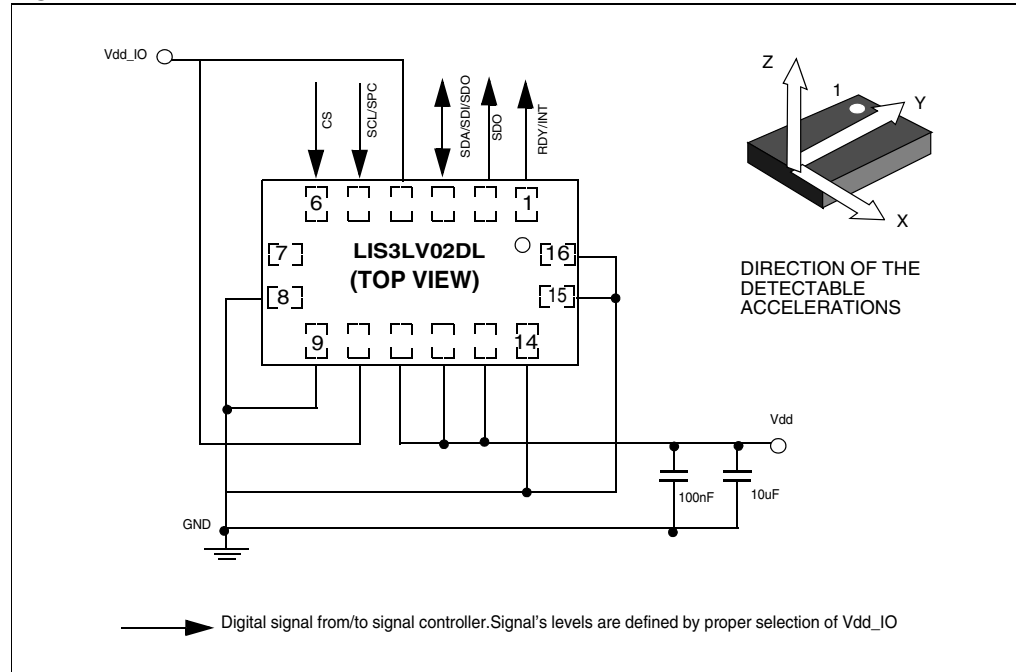
3.3 Factory calibration

The IC interface is factory calibrated for sensitivity (S_0) and Zero-g level (Off).

The trimming values are stored inside the device by a non volatile structure. Any time the device is turned on, the trimming parameters are downloaded into the registers to be employed during the normal operation. This allows the user to employ the device without further calibration.

4 Application hints

Figure 5. LIS3LV02DL electrical connection



The device core is supplied through Vdd line while the I/O pads are supplied through Vdd_IO line. Power supply decoupling capacitors (100 nF ceramic, 10 µF Al) should be placed as near as possible to the pin 13 of the device (common design practice).

All the voltage and ground supplies must be present at the same time to have proper behavior of the IC (refer to [Figure 7](#)). It is possible to remove Vdd maintaining Vdd_IO without blocking the communication busses. In this condition the measurement chain is powered off.

The functionality of the device and the measured acceleration data is selectable and accessible through the I²C/SPI interface. When using the I²C, CS must be tied high while SDO must be left floating. Refer to dedicated application note for further information on device usage.

The functions, the thresholds and the timing of the interrupt pin (INT) can be completely programmed by the user through the I²C/SPI interface.

4.1 Soldering Information

The LGA-16 package is compliant with the ECOPACK[®], RoHS and “Green” standard. It is qualified for soldering heat resistance according to JEDEC J-STD-020C.

Leave “Pin 1 Indicator” unconnected during soldering.

Land pattern and soldering recommendations are available at www.st.com/mems.

5 Digital interfaces

The registers embedded inside the LIS3LV02DL may be accessed through both the I²C and SPI serial interfaces. The latter may be SW configured to operate either in 3-wire or 4-wire interface mode.

The serial interfaces are mapped onto the same pads. To select/exploit the I²C interface, CS line must be tied high (i.e connected to Vdd_IO).

Table 9. Serial interface pin description

Pin name	Pin description
CS	SPI enable I ² C/SPI mode selection (1: I ² C mode; 0: SPI enabled)
SCL/SPC	I ² C Serial Clock (SCL) SPI Serial Port Clock (SPC)
SDA/SDI/SDO	I ² C Serial Data (SDA) SPI Serial Data Input (SDI) 3-wire Interface Serial Data Output (SDO)
SDO	SPI Serial Data Output (SDO)

5.1 I²C serial interface

The LIS3LV02DL I²C is a bus slave. The I²C is employed to write the data into the registers whose content can also be read back.

The relevant I²C terminology is given in the table below.

Table 10. Serial interface pin description

Term	Description
Transmitter	The device which sends data to the bus
Receiver	The device which receives data from the bus
Master	The device which initiates a transfer, generates clock signals and terminates a transfer
Slave	The device addressed by the master

There are two signals associated with the I²C bus: the Serial Clock Line (SCL) and the Serial Data line (SDA). The latter is a bidirectional line used for sending and receiving the data to/from the interface. Both the lines are connected to Vdd_IO through a pull-up resistor embedded inside the LIS3LV02DL. When the bus is free both the lines are high.

The I²C interface is compliant with Fast Mode (400 kHz) I²C standards as well as the Normal Mode.

5.1.1 I²C operation

The transaction on the bus is started through a START (ST) signal. A START condition is defined as a HIGH to LOW transition on the data line while the SCL line is held HIGH. After this has been transmitted by the Master, the bus is considered busy. The next byte of data transmitted after the start condition contains the address of the slave in the first 7 bits and the eighth bit tells whether the Master is receiving data from the slave or transmitting data to the slave. When an address is sent, each device in the system compares the first seven bits after a start condition with its address. If they match, the device considers itself addressed by the Master. The Slave Address (SAD) associated to the LIS3LV02DL is 0011101b.

Data transfer with acknowledge is mandatory. The transmitter must release the SDA line during the acknowledge pulse. The receiver must then pull the data line LOW so that it remains stable low during the HIGH period of the acknowledge clock pulse. A receiver which has been addressed is obliged to generate an acknowledge after each byte of data received.

The I²C embedded inside the LIS3LV02DL behaves like a slave device and the following protocol must be adhered to. After the start condition (ST) a slave address is sent, once a slave acknowledge (SAK) has been returned, a 8-bit sub-address will be transmitted: the 7 LSb represent the actual register address while the MSB enables address auto increment. If the MSb of the SUB field is 1, the SUB (register address) will be automatically incremented to allow multiple data read/write.

The slave address is completed with a Read/Write bit. If the bit was '1' (Read), a repeated START (SR) condition will have to be issued after the two sub-address bytes; if the bit is '0' (Write) the Master will transmit to the slave with direction unchanged.

Table 11. Transfer when master is writing one byte to slave

Master	ST	SAD + W		SUB		DATA		SP
Slave			SAK		SAK		SAK	

Table 12. Transfer when master is writing multiple bytes to slave

Master	ST	SAD + W		SUB		DATA		DATA		SP
Slave			SAK		SAK		SAK		SAK	

Table 13. Transfer when master is receiving (reading) one byte of data from slave

Master	ST	SAD + W		SUB		SR	SAD + R			NMAK	SP
Slave			SAK		SAK			SAK	DATA		

Table 14. Transfer when master is receiving (reading) multiple bytes of data from slave

Master	ST	SAD+W		SUB		SR	SAD+R		MAK		MAK		NMAK	SP
Slave			SAK		SAK			SAK	DATA		DATA		DATA	

Data are transmitted in byte format (DATA). Each data transfer contains 8 bits. The number of bytes transferred per transfer is unlimited. DATA is transferred with the Most Significant bit (MSb) first. If a receiver can't receive another complete byte of data until it has performed some other function, it can hold the clock line, SCL LOW to force the transmitter into a wait state. Data transfer only continues when the receiver is ready for another byte and releases the data line. If a slave receiver doesn't acknowledge the slave address (i.e. it is not able to receive because it is performing some real time function) the data line must be left HIGH by the slave. The Master can then abort the transfer. A LOW to HIGH transition on the SDA line while the SCL line is HIGH is defined as a STOP condition. Each data transfer must be terminated by the generation of a STOP (SP) condition.

In order to read multiple bytes, it is necessary to assert the most significant bit of the sub-address field. In other words, SUB(7) must be equal to '1' while SUB(6-0) represents the address of first register to read.

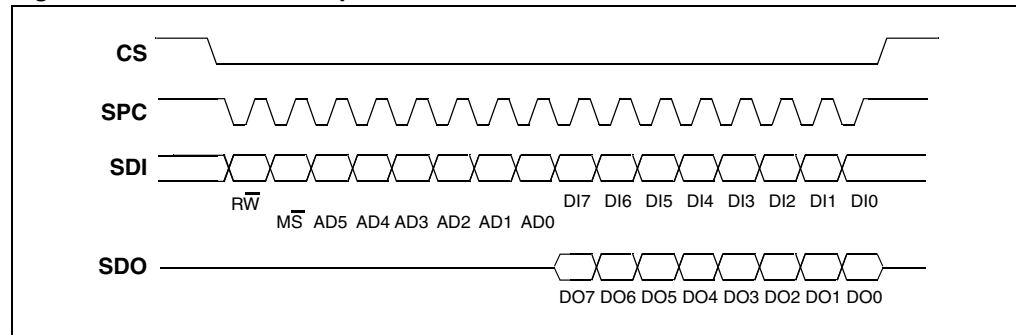
In the presented communication format MAK is Master Acknowledge and NMAK is No Master Acknowledge.

5.2 SPI bus interface

The LIS3LV02DL SPI is a bus slave. The SPI allows to write and read the registers of the device.

The serial interface interacts with the outside world with 4 wires: **CS**, **SPC**, **SDI** and **SDO**.

Figure 6. Read and write protocol



CS is the Serial Port Enable and it is controlled by the SPI master. It goes low at the start of the transmission and goes back high at the end.

SPC is the Serial Port Clock and it is controlled by the SPI master. It is stopped high when **CS** is high (no transmission).

SDI and **SDO** are respectively the Serial Port Data Input and Output. Those lines are driven at the falling edge of **SPC** and should be captured at the rising edge of **SPC**.

Both the Read Register and Write Register commands are completed in 16 clock pulses or in multiple of 8 in case of multiple byte read/write. Bit duration is the time between two falling edges of **SPC**. The first bit (bit 0) starts at the first falling edge of **SPC** after the falling edge of **CS** while the last bit (bit 15, bit 23, ...) starts at the last falling edge of **SPC** just before the rising edge of **CS**.

bit 0: \overline{RW} bit. When 0, the data DI(7:0) is written into the device. When 1, the data DO(7:0) from the device is read. In latter case, the chip will drive **SDO** at the start of bit 8.

bit 1: \overline{MS} bit. When 0, the address will remain unchanged in multiple read/write commands. When 1, the address will be auto incremented in multiple read/write commands.

bit 2-7: address AD(5:0). This is the address field of the indexed register.

bit 8-15: data DI(7:0) (write mode). This is the data that will be written into the device (MSb first).

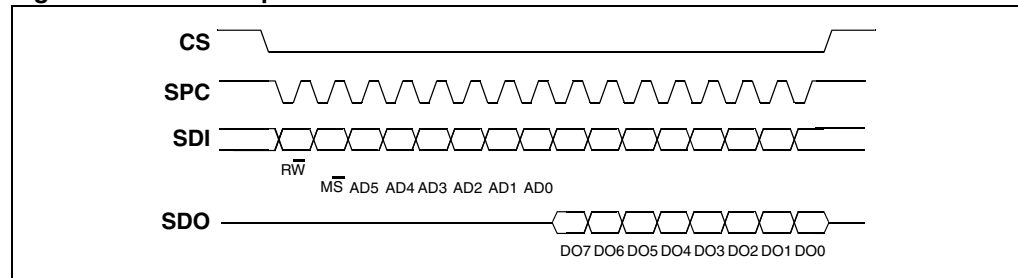
bit 8-15: data DO(7:0) (read mode). This is the data that will be read from the device (MSb first).

In multiple read/write commands further blocks of 8 clock periods will be added. When \overline{MS} bit is 0 the address used to read/write data remains the same for every block. When \overline{MS} bit is '1' the address used to read/write data is incremented at every block.

The function and the behavior of **SDI** and **SDO** remain unchanged.

5.2.1 SPI read

Figure 7. SPI read protocol



The SPI Read command is performed with 16 clock pulses. Multiple byte read command is performed adding blocks of 8 clock pulses at the previous one.

bit 0: READ bit. The value is 1.

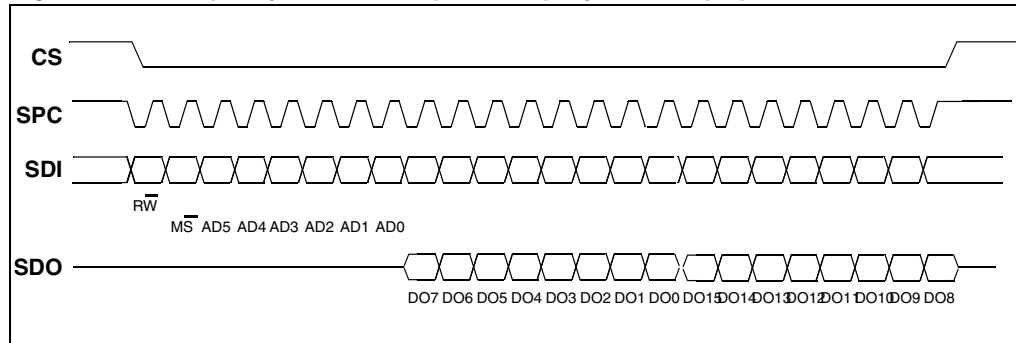
bit 1: \overline{MS} bit. When 0 do not increment address, when 1 increment address in multiple reading.

bit 2-7: address AD(5:0). This is the address field of the indexed register.

bit 8-15: data DO(7:0) (read mode). This is the data that will be read from the device (MSb first).

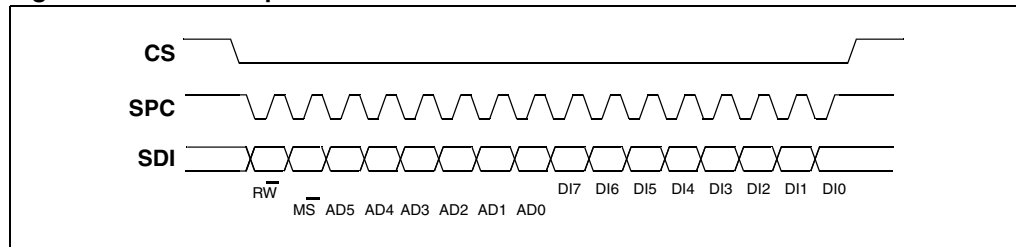
bit 16-... : data DO(...-8). Further data in multiple byte reading.

Figure 8. Multiple bytes SPI read protocol (2 bytes example)



5.2.2 SPI write

Figure 9. SPI write protocol



The SPI Write command is performed with 16 clock pulses. Multiple byte write command is performed adding blocks of 8 clock pulses at the previous one.

bit 0: WRITE bit. The value is 0.

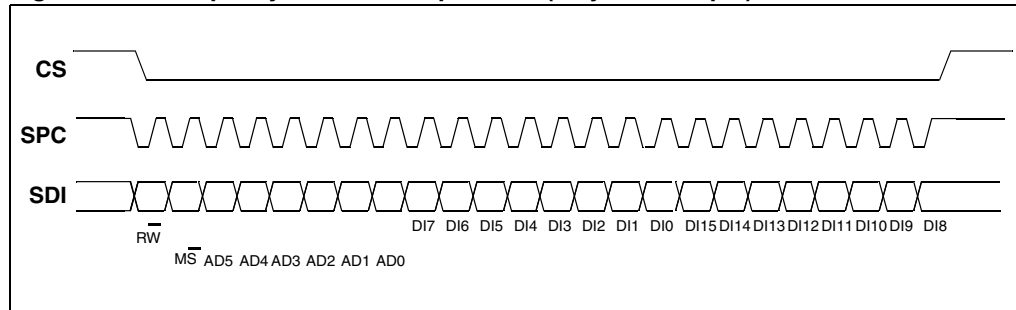
bit 1: \overline{MS} bit. When 0 do not increment address, when 1 increment address in multiple writing.

bit 2-7: address AD(5:0). This is the address field of the indexed register.

bit 8-15: data DI(7:0) (write mode). This is the data that will be written inside the device (MSb first).

bit 16-... : data DI(...-8). Further data in multiple byte writing.

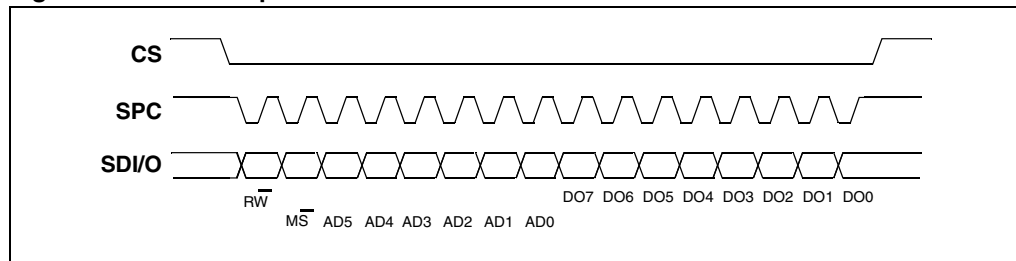
Figure 10. Multiple bytes SPI write protocol (2 bytes example)



5.2.3 SPI Read in 3-wires mode

3-wires mode is entered by setting to '1' bit SIM (SPI Serial Interface Mode selection) in CTRL_REG2.

Figure 11. SPI read protocol in 3-wires mode



The SPI Read command is performed with 16 clock pulses:

bit 0: READ bit. The value is 1.

bit 1: \overline{MS} bit. When 0 do not increment address, when 1 increment address in multiple reading.

bit 2-7: address AD(5:0). This is the address field of the indexed register.

bit 8-15: data DO(7:0) (read mode). This is the data that will be read from the device (MSb first).

Multiple read command is also available in 3-wires mode.

6 Register mapping

The table given below provides a listing of the 8 bit registers embedded in the device and the related addresses.

Table 15. Registers address map

Register name	Type	Register address		Default	Comment
		Binary	Hex		
	rw	0000000 - 0001110	00 - 0E		Reserved
WHO_AM_I	r	0001111	0F	00111010	Dummy register
	rw	0010000 - 0010101	10-15		Reserved
OFFSET_X	rw	0010110	16	Calibration	Loaded at boot
OFFSET_Y	rw	0010111	17	Calibration	Loaded at boot
OFFSET_Z	rw	0011000	18	Calibration	Loaded at boot
GAIN_X	rw	0011001	19	Calibration	Loaded at boot
GAIN_Y	rw	0011010	1A	Calibration	Loaded at boot
GAIN_Z	rw	0011011	1B	Calibration	Loaded at boot
		0011100 - 0011111	1C-1F		Reserved
CTRL_REG1	rw	0100000	20	00000111	
CTRL_REG2	rw	0100001	21	00000000	
CTRL_REG3	rw	0100010	22	00001000	
HP_FILTER RESET	r	0100011	23	dummy	Dummy register
		0100100-0100110	24-26		Not Used
STATUS_REG	rw	0100111	27	00000000	
OUTX_L	r	0101000	28	output	
OUTX_H	r	0101001	29	output	
OUTY_L	r	0101010	2A	output	
OUTY_H	r	0101011	2B	output	
OUTZ_L	r	0101100	2C	output	
OUTZ_H	r	0101101	2D	output	
	r	0101110	2E		Reserved
		0101111	2F		Not Used
FF_WU_CFG	rw	0110000	30	00000000	
FF_WU_SRC	rw	0110001	31	00000000	
FF_WU_ACK	r	0110010	32	dummy	Dummy register
		0110011	33		Not Used
FF_WU_THS_L	rw	0110100	34	00000000	

Table 15. Registers address map (continued)

Register name	Type	Register address		Default	Comment
		Binary	Hex		
FF_WU_THS_H	rw	0110101	35	00000000	
FF_WU_DURATION	rw	0110110	36	00000000	
		0110111	37		Not Used
DD_CFG	rw	0111000	38	00000000	
DD_SRC	rw	0111001	39	00000000	
DD_ACK	r	0111010	3A	dummy	Dummy register
		0111011	3B		Not Used
DD_THSI_L	rw	0111100	3C	00000000	
DD_THSI_H	rw	0111101	3D	00000000	
DD_THSE_L	rw	0111110	3E	00000000	
DD_THSE_H	rw	0111111	3F	00000000	
		1000000-1111111	40-7F		Reserved

Registers marked as *Reserved* must not be changed. The writing to those registers may cause permanent damages to the device.

The content of the registers that are loaded at boot should not be changed. They contain the factory calibration values. Their content is automatically restored when the device is powered-up.

7 Register description

The device contains a set of registers which are used to control its behavior and to retrieve acceleration data. The registers 7.2 to 7.7 contain the factory calibration values, it is not necessary to change their value for normal device operation.

7.1 WHO_AM_I (0Fh)

Table 16. Register (0Fh)

W7	W6	W5	W4	W3	W2	W1	W0
----	----	----	----	----	----	----	----

Table 17. Register description (0Fh)

W7, W0	LIS3LV02DL Physical Address equal to 3Ah
--------	--

Addressing this register the physical address of the device is returned. For LIS3LV02DL the physical address assigned in factory is 3Ah.

7.2 OFFSET_X (16h)

Table 18. Register (16h)

OX7	OX6	OX5	OX4	OX3	OX2	OX1	OX0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 19. Register description (16h)

OX7, OX0	Digital Offset Trimming for X-Axis
----------	------------------------------------

7.3 OFFSET_Y (17h)

Table 20. Register (17h)

OY7	OY6	OY5	OY4	OY3	OY2	OY1	OY0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 21. Register description (17h)

OY7, OY0	Digital Offset Trimming for Y-Axis
----------	------------------------------------

7.4 OFFSET_Z (18h)

Table 22. Register (18h)

OZ7	OZ6	OZ5	OZ4	OZ3	OZ2	OZ1	OZ0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 23. Register description (18h)

OZ7, OZ0	Digital Offset Trimming for Z-Axis
----------	------------------------------------

7.5 GAIN_X (19h)

Table 24. Register (19h)

GX7	GX6	GX5	GX4	GX3	GX2	GX1	GX0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 25. Register description (19h)

GX7, GX0	Digital Gain Trimming for X-Axis
----------	----------------------------------

7.6 GAIN_Y (1Ah)

Table 26. Register (1Ah)

GY7	GY6	GY5	GY4	GY3	GY2	GY1	GY0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 27. Register description (1Ah)

GY7, GY0	Digital Gain Trimming for Y-Axis
----------	----------------------------------

7.7 GAIN_Z (1Bh)

Table 28. Register (1Bh)

GZ7	GZ6	GZ5	GZ4	GZ3	GZ2	GZ1	GZ0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 29. Register description (1Bh)

GZ7, GZ0	Digital Gain Trimming for Z-Axis
----------	----------------------------------

7.8 CTRL_REG1 (20h)

Table 30. Register (20h)

PD1	PD0	DF1	DF0	ST	Zen	Yen	Xen
-----	-----	-----	-----	----	-----	-----	-----

Table 31. Register description (20h)

PD1, PD0	Power Down Control (00: power-down mode; 01, 10, 11: device on)
DF1, DF0	Decimation Factor Control (00: decimate by 512; 01: decimate by 128; 10: decimate by 32; 11: decimate by 8)

Table 31. Register description (continued) (20h)

ST	Self Test Enable (0: normal mode; 1: self-test active)
Zen	Z-axis enable (0: axis off; 1: axis on)
Yen	Y-axis enable (0: axis off; 1: axis on)
Xen	X-axis enable (0: axis off; 1: axis on)

PD1, PD0 bit allows to turn the device out of power-down mode. The device is in power-down mode when PD1, PD0= "00" (default value after boot). The device is in normal mode when either PD1 or PD0 is set to 1.

DF1, DF0 bit allows to select the data rate at which acceleration samples are produced. The default value is "00" which corresponds to a data-rate of 40 Hz. By changing the content of DF1, DF0 to "01", "10" and "11" the selected data-rate will be set respectively equal to 160 Hz, 640 Hz and to 2560 Hz.

ST bit is used to activate the self test function. When the bit is set to one, an output change will occur to the device outputs (refer to table 2 and 3 for specification) thus allowing to check the functionality of the whole measurement chain.

Zen bit enables the Z-axis measurement channel when set to 1. The default value is 1.

Yen bit enables the Y-axis measurement channel when set to 1. The default value is 1.

Xen bit enables the X-axis measurement channel when set to 1. The default value is 1.

7.9 CTRL_REG2 (21h)

Table 32. Register (21h)

FS	BDU	BLE	BOOT	IEN	DRDY	SIM	DAS
----	-----	-----	------	-----	------	-----	-----

Table 33. Register description (21h)

FS	Full Scale selection (0: $\pm 2g$; 1: $\pm 6g$)
BDU	Block Data Update (0: continuous update; 1: output registers not updated between MSB and LSB reading)
BLE	Big/Little Endian selection (0: little endian; 1: big endian)
BOOT	Reboot memory content
IEN	Interrupt ENable (0: data ready on RDY pad; 1: interrupt events on RDY pad)
DRDY	Enable Data-Ready generation

Table 33. Register description (continued) (21h)

SIM	SPI Serial Interface Mode selection (0: 4-wire interface; 1: 3-wire interface)
DAS	Data Alignment Selection (0: 12 bit right justified; 1: 16 bit left justified)

FS bit is used to select Full Scale value. After the device power-up the default full scale value is +/-2g. In order to obtain a +/-6g full scale it is necessary to set FS bit to '1'.

BDU bit is used to inhibit output registers update between the reading of upper and lower register parts. In default mode (BDU = '0') the lower and upper register parts are updated continuously. If it is not sure to read faster than output data rate, it is recommended to set BDU bit to '1'. In this way, after the reading of the lower (upper) register part, the content of that output registers is not updated until the upper (lower) part is read too. This feature avoids reading LSB and MSB related to different samples.

BLE bit is used to select Big Endian or Little Endian representation for output registers. In Big Endian's one MSB acceleration value is located at addresses 28h (X-axis), 2Ah (Y-axis) and 2Ch (Z-axis) while LSB acceleration value is located at addresses 29h (X-axis), 2Bh (Y-axis) and 2Dh (Z-axis). In Little Endian representation (Default, BLE='0') the order is inverted (refer to data register description for more details).

BOOT bit is used to refresh the content of internal registers stored in the flash memory block. At the device power up the content of the flash memory block is transferred to the internal registers related to trimming functions to permit a good behavior of the device itself. If for any reason the content of trimming registers was changed it is sufficient to use this bit to restore correct values. When BOOT bit is set to '1' the content of internal flash is copied inside corresponding internal registers and it is used to calibrate the device. These values are factory trimmed and they are different for every accelerometer. They permit a good behavior of the device and normally they have not to be changed. At the end of the boot process the BOOT bit is set again to '0'.

IEN bit is used to switch the value present on data-ready pad between Data-Ready signal and Interrupt signal. At power up the Data-ready signal is chosen. It is however necessary to modify DRDY bit to enable Data-Ready signal generation.

DRDY bit is used to enable Data-Ready (RDY/INT) pin activation. If DRDY bit is '0' (default value) on Data-Ready pad a '0' value is present. If a Data-Ready signal is desired it is necessary to set to '1' DRDY bit. Data-Ready signal goes to '1' whenever a new data is available for all the enabled axis. For example if Z-axis is disabled, Data-Ready signal goes to '1' when new values are available for both X and Y axis. Data-Ready signal comes back to '0' when all the registers containing values of the enabled axis are read. To be sure not to lose any data coming from the accelerometer data registers must be read before a new Data-Ready rising edge is generated. In this case Data-ready signal will have the same frequency of the data rate chosen.

SIM bit selects the SPI Serial Interface Mode. When SIM is '0' (default value) the 4-wire interface mode is selected. The data coming from the device are sent to SDO pad. In 3-wire interface mode output data are sent to SDA/SDI pad.

DAS bit permits to decide between 12 bit right justified and 16 bit left justified representation of data coming from the device. The first case is the default case and the most significant bits are replaced by the bit representing the sign.

7.10 CTRL_REG3 (22h)

Table 34. Register (22h)

ECK	HPDD	HPFF	FDS	res	res	CFS1	CFS0
-----	------	------	-----	-----	-----	------	------

Table 35. Register description (22h)

ECK	External Clock. Default value: 0 (0: clock from internal oscillator; 1: clock from external pad)
HPDD	High Pass filter enabled for Direction Detection. Default value: 0 (0: filter bypassed; 1: filter enabled)
HPFF	High Pass filter enabled for Free-Fall and Wake-Up. Default value: 0 (0: filter bypassed; 1: filter enabled)
FDS	Filtered Data Selection. Default value: 0 (0: internal filter bypassed; 1: data from internal filter)
CFS1, CFS0	High-pass filter Cut-off Frequency Selection. Default value: 00 (00: Hpc=512 01: Hpc=1024 10: Hpc=2048 11: Hpc=4096)

FDS bit enables (FDS=1) or bypass (FDS=0) the high pass filter in the signal chain of the sensor.

CFS1, CFS0 bits defines the coefficient Hpc to be used to calculate the -3dB cut-off frequency of the high pass filter:

$$f_{\text{cutoff}} = \frac{0.318}{\text{Hpc}} \cdot \frac{\text{ODRx}}{2}$$

7.11 HP_FILTER_RESET (23h)

Dummy register. Reading at this address zeroes instantaneously the content of the internal high pass-filter. Read data is not significant.

7.12 STATUS_REG (27h)

Table 36. Register (27h)

ZYXOR	ZOR	YOR	XOR	ZYXDA	ZDA	YDA	XDA
-------	-----	-----	-----	-------	-----	-----	-----

Table 37. Register description (27h)

ZYXOR	X, Y and Z axis Data Overrun
ZOR	Z axis Data Overrun
YOR	Y axis Data Overrun
XOR	X axis Data Overrun

Table 37. Register description (continued) (27h)

ZYXDA	X, Y and Z axis new Data Available
ZDA	Z axis new Data Available
YDA	Y axis new Data Available
XDA	X axis new Data Available

The content of this register is updated every ODR cycle, regardless of BDU bit value in CTRL_REG2.

7.13 OUTX_L (28h)

Table 38. Register (28h)

XD7	XD6	XD5	XD4	XD3	XD2	XD1	XD0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 39. Register description (28h)

XD7, XD0	X axis acceleration data LSB
----------	------------------------------

In Big Endian Mode (bit BLE in CTRL_REG2 set to '1') the content of this register is the MSB acceleration data and depends on bit DAS in CTRL_REG2 register as described in the following section.

7.14 OUTX_H (29h)

Table 40. Register (29h)

XD15	XD14	XD13	XD12	XD11	XD10	XD9	XD8
------	------	------	------	------	------	-----	-----

Table 41. Register description (29h)

XD15, XD8	X axis acceleration data MSB
-----------	------------------------------

When reading the register in "12 bit right justified" mode the most significant bits (15:12) are replaced with bit 11 (i.e. XD15-XD12=XD11, XD11, XD11, XD11).

In Big Endian Mode (bit BLE in CTRL_REG2 set to '1') the content of this register is the LSB acceleration data.

7.15 OUTY_L (2Ah)

Table 42. Register (2Ah)

YD7	YD6	YD5	YD4	YD3	YD2	YD1	YD0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 43. Register description (2Ah)

YD7, YD0	Y axis acceleration data LSB
----------	------------------------------

In Big Endian Mode (bit BLE in CTRL_REG2 set to '1') the content of this register is the MSB acceleration data and depends on bit DAS in CTRL_REG2 register as described in the following section.

7.16 OUTY_H (2Bh)

Table 44. Register (2Bh)

YD15	YD14	YD13	YD12	YD11	YD10	YD9	YD8
------	------	------	------	------	------	-----	-----

Table 45. Register description (2Bh)

YD15, YD8	Y axis acceleration data MSB
-----------	------------------------------

When reading the register in "12 bit right justified" mode the most significant bits (15:12) are replaced with bit 11 (i.e. YD15-YD12=YD11, YD11, YD11, YD11).

In Big Endian Mode (bit BLE in CTRL_REG2 set to '1') the content of this register is the LSB acceleration data.

7.17 OUTZ_L (2Ch)

Table 46. Register (2Ch)

ZD7	ZD6	ZD5	ZD4	ZD3	ZD2	ZD1	ZD0
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 47. Register description (2Ch)

ZD7, ZD0	Z axis acceleration data LSB
----------	------------------------------

In Big Endian Mode (bit BLE in CTRL_REG2 set to '1') the content of this register is the MSB acceleration data and depends on bit DAS in CTRL_REG2 register as described in the following section.

7.18 OUTZ_H (2Dh)

Table 48. Register (2Dh)

ZD15	ZD14	ZD13	ZD12	ZD11	ZD10	ZD9	ZD8
------	------	------	------	------	------	-----	-----

Table 49. Register description (2Dh)

ZD15, ZD8	Z axis acceleration data MSB
-----------	------------------------------

When reading the register in "12 bit right justified" mode the most significant bits (15:12) are replaced with bit 11 (i.e. ZD15-ZD12=ZD11, ZD11, ZD11, ZD11).

In Big Endian Mode (bit BLE in CTRL_REG2 set to '1') the content of this register is the LSB acceleration data.

7.19 FF_WU_CFG (30h)

Table 50. Register (30h)

AOI	LIR	ZHIE	ZLIE	YHIE	YLIE	XHIE	XLIE
-----	-----	------	------	------	------	------	------

Table 51. Register description (30h)

AOI	And/Or combination of Interrupt events. Default value: 0. (0: OR combination of interrupt events; 1: AND combination of interrupt events)
LIR	Latch interrupt request. Default value: 0. (0: interrupt request not latched; 1: interrupt request latched)
ZHIE	Enable Interrupt request on Z High event. Default value: 0. (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value higher than preset threshold)
ZLIE	Enable Interrupt request on Z Low event. Default value: 0. (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value lower than preset threshold)
YHIE	Enable Interrupt request on Y High event. Default value: 0. (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value higher than preset threshold)
YLIE	Enable Interrupt request on Y Low event. Default value: 0. (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value lower than preset threshold)
XHIE	Enable Interrupt request on X High event. Default value: 0. (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value higher than preset threshold)
XLIE	Enable Interrupt request on X Low event. Default value: 0. (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value lower than preset threshold)

Free-fall and inertial wake-up configuration register.

7.20 FF_WU_SRC (31h)

Table 52. Register (31h)

X	IA	ZH	ZL	YH	YL	XH	XL
---	----	----	----	----	----	----	----

Table 53. Register description (31h)

IA	Interrupt Active. Default value: 0 (0: no interrupt has been generated; 1: one or more interrupt events have been generated)
ZH	Z High. Default value: 0 (0: no interrupt; 1: Z High event has occurred)
ZL	Z Low. Default value: 0 (0: no interrupt; 1: Z Low event has occurred)
YH	Y High. Default value: 0 (0: no interrupt; 1: Y High event has occurred)
YL	Y Low. Default value: 0 (0: no interrupt; 1: Y Low event has occurred)
XH	X High. Default value: 0 (0: no interrupt; 1: X High event has occurred)
XL	X Low. Default value: 0 (0: no interrupt; 1: X Low event has occurred)

7.21 FF_WU_ACK (32h)

Dummy register. If LIR bit in FF_WU_CFG register is set to '1', a reading at this address allows the FF_WU_SRC register refresh. Read data is not significant.

7.22 FF_WU_THS_L (34h)

Table 54. Register (34h)

THS7	THS6	THS5	THS4	THS3	THS2	THS1	THS0
------	------	------	------	------	------	------	------

Table 55. Register description (34h)

THS7, THS0	Free-fall / Inertial Wake Up Acceleration Threshold LSB
------------	---

7.23 FF_WU_THS_H (35h)

Table 56. Register (35h)

THS15	THS14	THS13	THS12	THS11	THS10	THS9	THS8
-------	-------	-------	-------	-------	-------	------	------

Table 57. Register description (35h)

THS15, THS8	Free-fall / Inertial Wake Up Acceleration Threshold MSB
-------------	---

7.24 FF_WU_DURATION (36h)

Table 58. Register (36h)

FWD7	FWD6	FWD5	FWD4	FWD3	FWD2	FWD1	FWD0
------	------	------	------	------	------	------	------

Table 59. Register description (36h)

FWD7, FWD0	Minimum duration of the Free-fall/Wake-up event
------------	---

This register sets the minimum duration of the free-fall/wake-up event to be recognized.

$$\text{Duration(s)} = \frac{\text{FF_WU_DURATION (Dec)}}{\text{ODR}}$$

7.25 DD_CFG (38h)

Table 60. Register (38h)

IEND	LIR	ZHIE	ZLIE	YHIE	YLIE	XHIE	XLIE
------	-----	------	------	------	------	------	------

Table 61. Register description (38h)

IEND	Interrupt enable on Direction change. Default value: 0 (0: disabled; 1: interrupt signal enabled)
LIR	Latch Interrupt request into DD_SRC reg with the DD_SRC reg cleared by reading DD_ACK reg. Default value: 0. (0: interrupt request not latched; 1: interrupt request latched)
ZHIE	Enable interrupt generation on Z High event. Default value: 0 (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value higher than preset threshold)
ZLIE	Enable interrupt generation on Z Low event. Default value: 0 (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value lower than preset threshold)
YHIE	Enable interrupt generation on Y High event. Default value: 0 (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value higher than preset threshold)
YLIE	Enable interrupt generation on Y Low event. Default value: 0 (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value lower than preset threshold)

Table 61. Register description (continued) (38h)

XHIE	Enable interrupt generation on X High event. Default value: 0 (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value higher than preset threshold)
XLIE	Enable interrupt generation on X Low event. Default value: 0 (0: disable interrupt request; 1: enable interrupt request on measured accel. value lower than preset threshold)

Direction-detector configuration register.

7.26 DD_SRC (39h)

Table 62. Register (39h)

X	IA	ZH	ZL	YH	YL	XH	XL
---	----	----	----	----	----	----	----

Table 63. Register description (39h)

IA	Interrupt event from direction change. (0: no direction changes detected; 1: direction has changed from previous measurement)
ZH	Z High. Default value: 0 (0: Z below THSI threshold; 1: Z accel. exceeding THSE threshold along positive direction of acceleration axis)
ZL	Z Low. Default value: 0 (0: Z below THSI threshold; 1: Z accel. exceeding THSE threshold along negative direction of acceleration axis)
YH	Y High. Default value: 0 (0: Y below THSI threshold; 1: Y accel. exceeding THSE threshold along positive direction of acceleration axis)
YL	Y Low. Default value: 0 (0: Y below THSI threshold; 1: Y accel. exceeding THSE threshold along negative direction of acceleration axis)
XH	X High. Default value: 0 (0: X below THSI threshold; 1: X accel. exceeding THSE threshold along positive direction of acceleration axis)
XL	X Low. Default value: 0 (0: X below THSI threshold; 1: X accel. exceeding THSE threshold along negative direction of acceleration axis)

Direction detector source register.

7.27 DD_ACK (3Ah)

Dummy register. If LIR bit in DD_CFG register is set to '1', a reading at this address allows the DD_SRC register refresh. Read data is not significant.

7.28 DD_THSI_L (3Ch)**Table 64. Register (3Ch)**

THSI7	THSI6	THSI5	THSI4	THSI3	THSI2	THSI1	THSI0
-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

Table 65. Register description (3Ch)

THSI7, THSI0	Direction detection Internal Threshold LSB
--------------	--

7.29 DD_THSI_H (3Dh)**Table 66. Register (3Dh)**

THSI15	THSI14	THSI13	THSI12	THSI11	THSI10	THSI9	THSI8
--------	--------	--------	--------	--------	--------	-------	-------

Table 67. Register description (3Dh)

THSI15, THSI8	Direction detection Internal Threshold MSB
---------------	--

7.30 DD_THSE_L (3Eh)**Table 68. Register (3Eh)**

THSE7	THSE6	THSE5	THSE4	THSE3	THSE2	THSE1	THSE0
-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

Table 69. Register description (3Eh)

THSE7, THSE0	Direction detection External Threshold LSB
--------------	--

7.31 DD_THSE_H (3Fh)**Table 70. Register (3Fh)**

THSE15	THSE14	THSE13	THSE12	THSE11	THSE10	THSE9	THSE8
--------	--------	--------	--------	--------	--------	-------	-------

Table 71. Register description (3Fh)

THSE15, THSE8	Direction detection External Threshold MSB
---------------	--

8 Typical performance characteristics

8.1 Mechanical characteristics at 25°C

Figure 12. X-axis zero-g level at 3.3 V

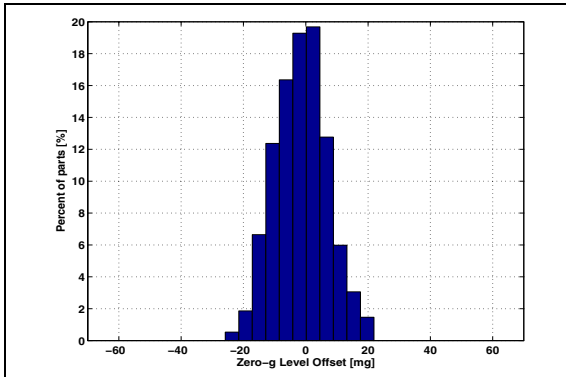


Figure 13. X-axis sensitivity at 3.3 V

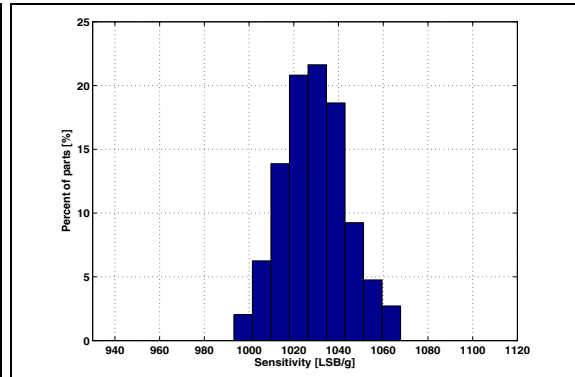


Figure 14. Y-axis zero-g level at 3.3 V

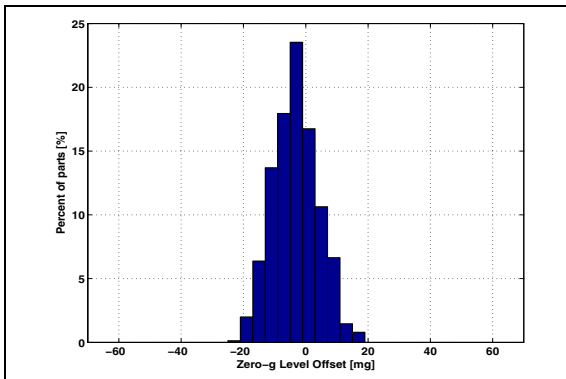


Figure 15. Y-axis sensitivity at 3.3 V

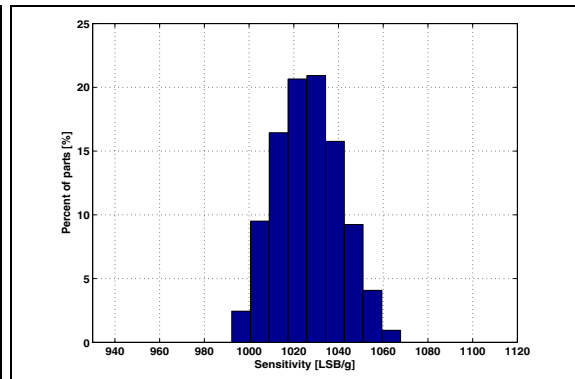


Figure 16. Z-axis zero-g level at 3.3 V

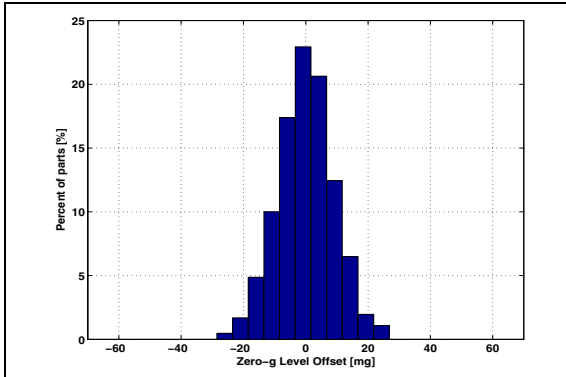
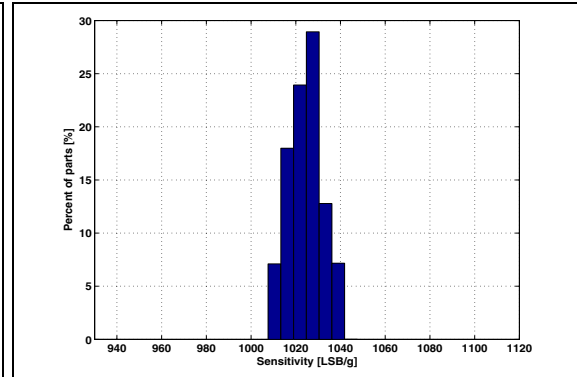


Figure 17. Z-axis Sensitivity at 3.3 V



8.2 Mechanical characteristics derived from measurement in the -40°C to +85°C temperature range

Figure 18. X-axis zero-g level change vs. temperature at 3.3 V

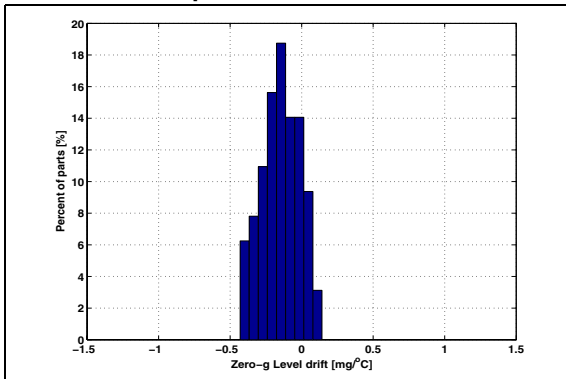


Figure 19. X-axis sensitivity change vs. temperature at 3.3 V

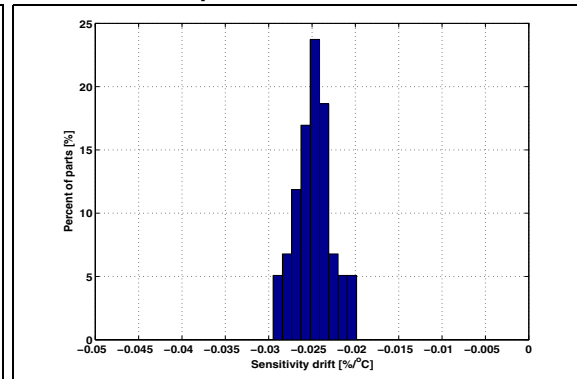


Figure 20. Y-axis zero-g level change vs. temperature at 3.3 V

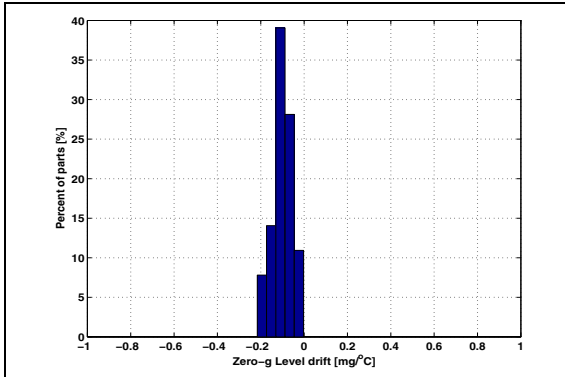


Figure 21. Y-axis sensitivity change vs. temperature at 3.3 V

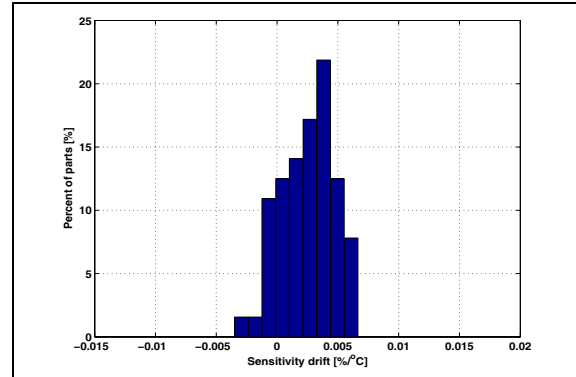


Figure 22. Z-axis zero-g level change vs. temperature at 3.3 V

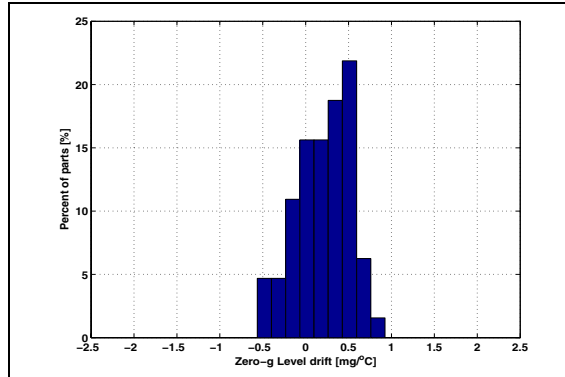
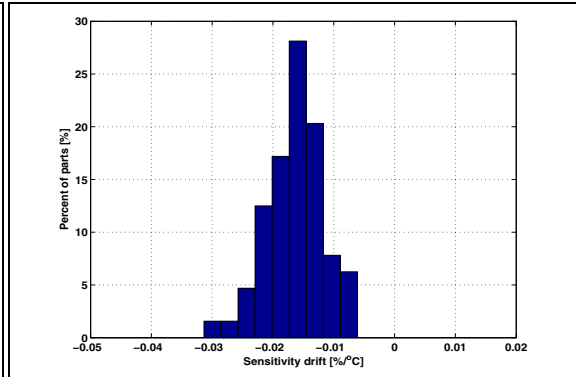


Figure 23. Z-axis sensitivity change vs. temperature at 3.3 V



8.3 Electro-mechanical characteristics at 25°C

Figure 24. X and Y axis zero-g level as function of supply voltage

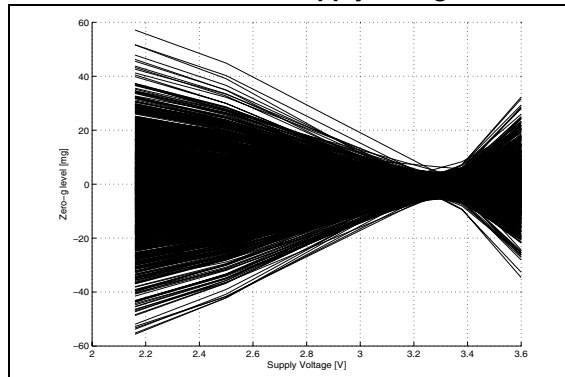


Figure 25. Z axis zero-g level as function of supply voltage

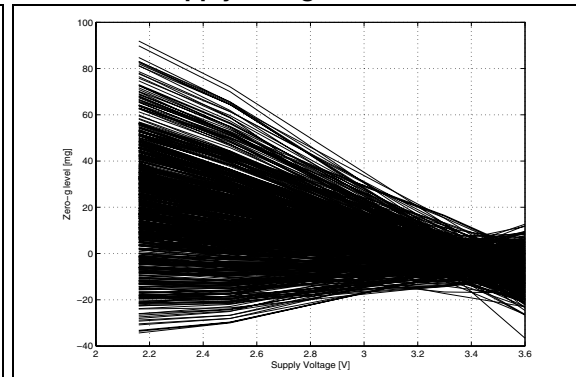
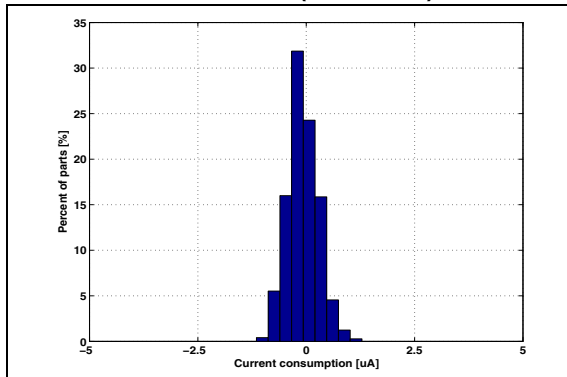
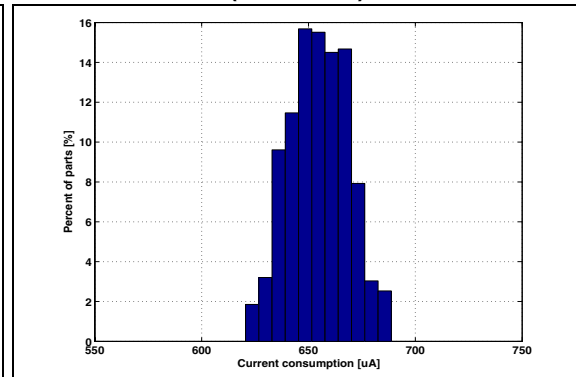


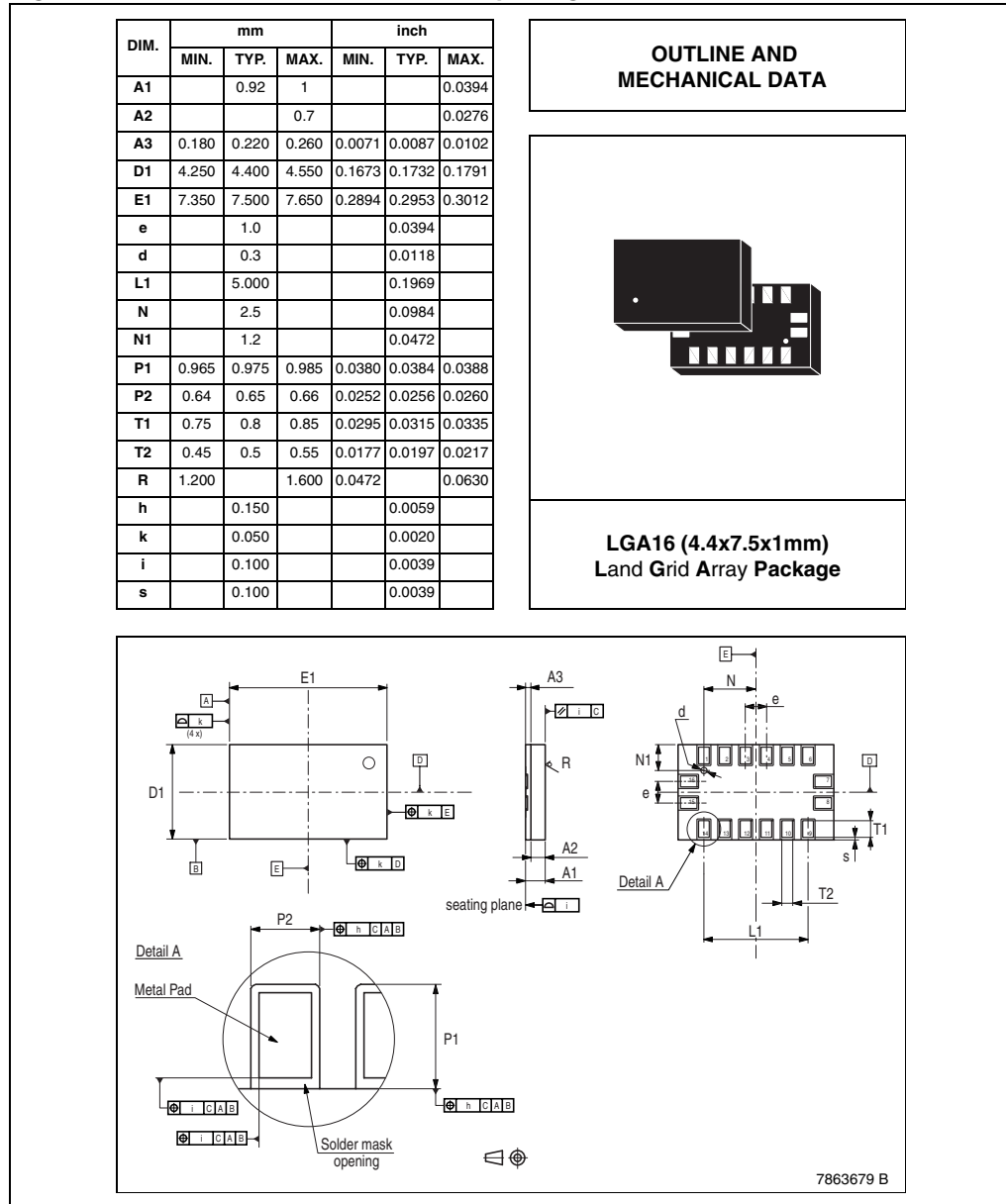
Figure 26. Current consumption in Power-Down mode (Vdd=3.3 V)**Figure 27. Current consumption in operational mode (Vdd=3.3 V)**

9 Package information

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK[®] packages. These packages have a lead-free second level interconnect. The category of second Level Interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK[®] is an ST trademark.

ECOPACK[®] specifications are available at: www.st.com.

Figure 28. LGA-16 mechanical data and package dimensions



10 Revision history

Table 72. Document revision history

Date	Revision	Changes
15-Feb-2006	1	Initial release.
15-Jan-2008	2	Added two new sections: <i>Section 2.3: Communication interface characteristics</i> and <i>Section 8: Typical performance characteristics</i> . Content reworked to improve readability

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY AN AUTHORIZED ST REPRESENTATIVE, ST PRODUCTS ARE NOT RECOMMENDED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE. ST PRODUCTS WHICH ARE NOT SPECIFIED AS "AUTOMOTIVE GRADE" MAY ONLY BE USED IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS AT USER'S OWN RISK.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2008 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com