

JOACY DE LIMA FREITAS JÚNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM MONITOR DE VIBRAÇÕES UTILIZANDO
SENSORES DE TECNOLOGIA MICRO-ELETROME CÂNICA - MEMS**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica na área de Projetos e Materiais.

Orientador: Prof. Dr. Mauro Hugo Mathias

Guaratinguetá

2005

UNESP  UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá

**DESENVOLVIMENTO DE UM MONITOR DE VIBRAÇÕES UTILIZANDO
SENSORES DE TECNOLOGIA MICRO-ELETROME CÂNICA - MEMS.**

Joacy de Lima Freitas Júnior

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
“MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA”

ESPECIALIDADE: ENGENHARIA MECÂNICA
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: PROJETOS E MATERIAIS

APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

Prof. Dr. João Andrade de Carvalho Júnior
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. MAURO HUGO MATHIAS
Orientador/UNESP-FEG

Prof. Dr. SANDRO APARECIDO BALDACIM
Centro Técnico Aeroespacial- CTA

Prof. Dr. JOÃO ZANGRANDI FILHO
UNESP-FEG

Junho de 2005

DADOS CURRICULARES**JOACY DE LIMA FREITAS JÚNIOR**

NASCIMENTO 09.12.1959 – São Vicente-SP

FILIAÇÃO Joacy de Lima Freitas
Marlene Peres Freitas

1978/1983 Curso de Graduação em Engenharia Elétrica na
Faculdade de Engenharia de Barretos - São Paulo

2003/2005 Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica,
nível de Mestrado, na Faculdade de Engenharia do
Campus de Guaratinguetá da UNESP

AGRADECIMENTOS

À minha família, que me animou nesta tarefa.

Ao Professor Mauro Hugo Mathias, cujo conhecimento e paciência foram decisivos.

Ao Departamento de Mecânica da UNESP/Guaratinguetá, pelo fornecimento dos recursos laboratoriais envolvidos.

Ao CTA-IFI pelo inestimável apoio.

À Empresa NSK que forneceu componentes necessários ao projeto.

À empresa Metrologia 9000 Ltda. na pessoa de seu Diretor Nelson Salgado, pela pronta disposição em ajudar na calibração e teste do monitor.

Ao Engenheiro Rafael José Gomes de Oliveira, pelo empréstimo da bancada utilizada nos ensaios realizados na UNESP/Guaratinguetá.

Às secretárias do setor de Pós-graduação, que sempre demonstraram profissionalismo e dedicação.

LIMA FREITAS JÚNIOR, J. de. **Desenvolvimento de um Monitor de Vibrações utilizando sensor de tecnologia Micro-eletromecânica – MEMS**. 2005. 100f. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2005.

RESUMO

Sistemas micro-eletromecânicos (MEMS) é uma tecnologia revolucionária que envolve a miniaturização de componentes e estruturas para a transdução, atuação e controle de sinais, através de interfaces eletrônicas, afetando a forma que pessoas e máquinas interagem com o mundo físico. Este avanço tecnológico é consequência da integração de áreas multidisciplinares, que possibilitou o desenvolvimento de componentes de pequenas dimensões, de baixo consumo e operando em diferentes ambientes. O objetivo deste trabalho foi estudar a aplicabilidade de sensores de aceleração tipo capacitivo que utilizam desta tecnologia, visando desenvolver um sistema para monitoramento de sinais de vibração em máquinas rotativas, levando em consideração o custo, a portabilidade e a capacidade de monitoramento de sinais na faixa entre zero e 5kHz. Os resultados foram satisfatórios, alcançando os objetivos propostos.

PALAVRAS-CHAVE: Acelerômetros micro-eletromecânicos, MEMS, Microtecnologia.

LIMA FREITAS JÚNIOR, J. de. **Development of a Monitor of Vibrations using a sensor based on Micro-electromechanical System technology.** 2005. 100f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2005.

ABSTRACT

Micro-electromechanical Systems (MEMS) is a revolutionary technology involving miniaturization of components and structures to transduction, performance and control of signals, through electronic interface, affecting the form that people and machines interact with the physical world. This technologic progress is consequence of the integration of several areas, which made possible the development of devices with small dimensions, requiring low power and able to operate in several environments. The objective of this work was to study the applicability of the capacitive sensor based in this technology, seeking to develop a monitor system for vibration in rotative machines, taking into account the cost, the portability and the capacity of work with frequency between zero and 5kHz. The results were satisfactory, reaching the proposed objectives.

KEYWORDS: Micromachined Accelerometer, MEMS, Microtechnology

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Histórico dos sensores micro-eletromecânicos.....	14
1.2	Processos de fabricação.....	17
1.3	Motivação para o desenvolvimento de um monitor de sinais de vibrações.....	20
1.4	Objetivos do trabalho.....	21
1.5	Metodologia.....	21
2.	ACELERÔMETROS MICRO-ELETROMECCÂNICOS	23
2.1	Sensores.....	23
2.2	Classificação dos dispositivos MEMS.....	24
2.2.1	Tipo piezoresistivo	24
2.2.2	Tipo “tunneling”.....	25
2.2.3	Tipo ressonante.....	26
2.2.4	Tipo térmico	27
2.2.5	Outros tipos de acelerômetros MEMS.....	29
2.3	Acelerômetros micro-eletromecânicos capacitivos.....	29
2.3.1	Princípio de operação.....	31
3.	DESCRIÇÃO DO MONITOR DE SINAIS DE VIBRAÇÕES	40
3.1	Concepção do monitor de vibrações	40
3.2	Detalhamento do equipamento.....	41
3.2.1	Unidade sensora	41
3.2.2	Fonte de alimentação.....	44
3.2.3	Condicionador de sinais.....	45
3.2.3.1	Circuito amplificador e integrador.....	46

3.2.3.2	Circuito filtro.....	50
3.2.3.3	Circuito conversor RMS.....	54
3.2.4	Instrumento digital.....	59
3.3	Considerações sobre ruído.....	60
3.4	Montagem do protótipo.....	61
4.	CALIBRAÇÃO E ENSAIOS DO MONITOR DE SINAIS.....	65
4.1	Introdução.....	65
4.2	Procedimentos de calibração.....	65
4.2.1	Calibração por comparação	65
4.2.2	Calibração através de um excitador padrão.....	66
4.2.3	Calibração através da aplicação de um sinal elétrico padrão.....	66
4.3	Ensaio realizados.....	66
4.3.1	Ensaio de sinais elétricos.....	67
4.3.2	Ensaio com sinais eletrodinâmicos.....	71
4.3.2.1	Ajuste da sensibilidade do condicionador.....	76
4.3.2.2	Avaliação da linearidade e da repetibilidade do sistema.....	77
4.3.3	Monitoramento de sinais de mancais de rolamento.....	79
5.	CONCLUSÕES.....	82
5.1	Considerações finais.....	82
5.2	Recomendações para futuros trabalhos.....	82
	REFERÊNCIAS.....	84
	BIBLIOGRAFIA CONSULTADA.....	87
	ANEXO A – ANALOG DEVICES DATASHEET – AD210E.....	89

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Esquema mostrando os diversos aspectos do MEMS.....	16
Figura 2	Detalhes das estruturas de acelerômetros tipo capacitivo - ADI.....	18
Figura 3	Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo piezoresistivo.....	25
Figura 4	Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo ‘tunneling’.....	26
Figura 5	Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo ressonante.....	27
Figura 6	Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo térmico.....	28
Figura 7	Acelerômetro MEMS tipo térmico com aceleração externa.....	28
Figura 8	Foto com detalhes de um sensor MEMS (acelerômetro capacitivo).....	32
Figura 9	Esquema mostrando o princípio de operação do sensor.....	33
Figura 10	Esquema de um acelerômetro tipo MEMS capacitivo.....	36
Figura 11	Componentes de um acelerômetro tipo capacitivo MEMS.....	38
Figura 12	Placa do sensor	42
Figura 13	Circuito típico para uso com o ADXL210E.....	43
Figura 14	Diagrama de Blocos – ADXL210E.....	44
Figura 15	Esquema elétrico da Fonte de Alimentação.....	45
Figura 16	LM324 – Circuito Integrado com 4 amplificadores operacionais.....	47
Figura 17	Amplificador operacional em montagem não-inversora.....	47
Figura 18	Circuito do integrador.....	48
Figura 19	Circuito completo do condicionador de sinais.....	49
Figura 20	UAF42 – Esquema interno.....	50
Figura 21	Esquema elétrico da topologia PP3.....	51
Figura 22	Tela do software Filter-Pro™ onde é selecionado o tipo de filtro.....	52
Figura 23	Tela do software Filter-Pro™ – onde são escolhidas as características....	52
Figura 24	Tela do software Filter-Pro™ – onde são vistos os valores dos componentes...	53
Figura 25	Filter-Pro™ – tela final mostrando detalhes do projeto.....	53
Figura 26	Diagrama de blocos que mostra o método implícito.....	56
Figura 27	Diagrama de blocos simplificado do AD736.....	57
Figura 28	Diagrama interno do AD736, redesenhado.....	57
Figura 29	Diagrama interno e desenho do voltímetro SP400 – LASCAR.....	60

Figura 30	Desenho da placa de circuito impresso	62
Figura 31	Foto da placa de circuito impresso pronta.....	62
Figura 32	Caixa do Sensor com a placa alojada.....	63
Figura 33	Diagrama de blocos do medidor indicando os trimpot's de ajuste.....	70
Figura 34	Bancada de ensaio na empresa Metrologia 9000.....	71
Figura 35	Bancada de ensaio onde se vê o sensor junto ao excitador.....	72
Figura 36	Sinal coletado do excitador e após o amplificador.....	72
Figura 37	Bancada de ensaio - monitor com o sensor instalado no excitador.....	73
Figura 38	Bancada de ensaio - gerador de sinais, amplificador e shaker.....	74
Figura 39	Bancada de ensaio, onde se vê o monitor e o osciloscópio.....	74
Figura 40	Sinal coletado – antes do amplificador - aceleração 0,12[g] e de 0,5[g]	75
Figura 41	Sinal coletado - antes do amplificador - aceleração de 1[g] e de 2 [g].....	75
Figura 42	Sinal coletado do sensor, para uma aceleração de 3[g].....	76
Figura 43	Sinal coletado – pós o amplificador-aceleração de 1[g] sens.500[mV/g]	76
Figura 44	Gráfico Valor indicado X Corrente [mA].....	77
Figura 45	Gráfico Valor indicado X Corrente [mA].....	77
Figura 46	Gráfico Valor indicado X Aceleração [g].....	78
Figura 47	Bancada de teste onde se pode ver o sensor instalado.....	79
Figura 48	Sinal coletado no motor.....	80
Figura 49	Sinal coletado no mancal indicando folga no eixo.....	80
Figura 50	Sinal coletado no motor.....	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Valores dimensionais típicos encontrados num acelerômetro MEMS capacitivo.....	35
Tabela 2	Valores práticos para Cav e Cf.....	59
Tabela 3	Valores indicados no monitor para tensão de entrada de 0,5[VRMS]....	69
Tabela 4	Valores indicados no monitor para tensão de entrada de 1,5[VRMS]....	69
Tabela 5	Valores indicados no monitor para tensão de entrada de 2,5[VRMS]....	69
Tabela 6	Valores coletados no ensaio de linearidade.....	78

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABS	Antiblocking system
ADI	Analog Devices Inc.
AWG	American Wire Gauge
CI	Circuito Integrado
CMOS	Complementary Metal-Oxide Silicon
DCM	Duty Cycle Modulator
FET	Field Effect Transistor
GPS	Global Position System
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia
MEMS	Micro-electromechanical Systems (Sistemas micro-eletromecânicos)
MOEMS	Micro-Opto-Electro-Mechanical Systems
MST	Microsystems Technology
PP3	Tipo do circuito utilizado – Application Note – Burr-Brown
PWM	Pulse Width Modulator
RMS	Root Mean Square
SCR	Silicon Controlled Rectifier
SNR	Relação Sinal-Ruído

LISTA DE SÍMBOLOS

g	Aceleração da gravidade	m/s^2
a	Aceleração	m/s^2
S	Área	mm^2
ϵ	Constante dielétrica	-
K	Constante elástica da mola	-
f	Frequência	Hz
ω_r	Frequência natural	rad/s
R	Resistência	Ω
ΔC	Variação de capacitância	F

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Histórico dos sensores micro-eletromecânicos

O desenvolvimento da microtecnologia e de técnicas de fabricação de micro-estruturas suspensas têm motivado a construção de sensores e atuadores miniaturizados, muitas vezes fabricados sobre pastilhas de silício na forma de circuitos integrados [Prime Faraday-2001]. Com isto, tornou-se viável a fabricação de micro-sistemas completos num mesmo chip, com a parte mecânica trabalhando em conjunto com dispositivos eletrônicos (analógicos ou digitais). A evolução nesta área possibilitou a redução significativa de tamanho dos produtos trazendo melhorias nos aspectos de confiabilidade, consumo, desempenho e redução de custo. Em geral estes micro-sistemas são denominados sistemas micro-eletromecânicos (MEMS) [Prime Faraday -2001].

A tecnologia MEMS e a nanotecnologia são tecnologias revolucionárias que envolvem a transdução (processo pelo qual uma energia se transforma em outra de natureza diferente), atuação e controle de sinais, através de interfaces de comunicação e computação, afetando a forma que pessoas e máquinas interagem com o mundo físico. O avanço verificado nesta área foi consequência da integração de conhecimentos multidisciplinares, possibilitando assim o desenvolvimento de dispositivos de pequenas dimensões, que requerem baixa potência e que operam em diferentes ambientes [Miller, 1990].

A indústria automobilística é considerada um dos grandes fomentadores do desenvolvimento de sistemas micro-eletromecânicos. Esta tendência decorreu da necessidade de redução de custos, em vista da massificação de sistemas agregados na eletrônica embarcada. Estes sistemas devem combinar viabilidade econômica com confiabilidade operacional nas áreas de transdutores, eletrônica de interface e encapsulamento [Miller, 1990].

Estes novos dispositivos encontram aplicações nos mais diversos setores, em especial em áreas críticas relacionadas à segurança e saúde ocupacional, onde são

requeridos componentes com características bem definidas, para atender aos requisitos de sistemas como airbag, freios ABS, alarmes, equipamentos da área médica, etc. Verifica-se também interesse de aplicação desses micro-dispositivos em setores como telecomunicações, sistemas biomédicos e outros onde o tamanho é um fator importante [Ribas-2001].

A utilização destes componentes decorre da necessidade de se agregarem multisensores em uma única pastilha (microchip) possibilitando projetos de sistemas mais complexos, aliados à confiabilidade e a uma melhor relação custo-benefício. Estes multisensores podem ser aplicados no monitoramento concorrente de várias grandezas físicas como por exemplo aceleração, vibração, pressão, temperatura, inclinação, etc [Ribas-2001].

A década de 90 foi marcada pelo desenvolvimento desses componentes, impulsionado pela evolução dos processos de fabricação dos circuitos integrados, o que permite hoje a construção de micro-estruturas mecânicas suspensas, móveis ou não, que funcionam como sensores e/ou atuadores em sistemas miniaturizados [Ribas-2001]. Ainda de acordo com Ribas, o mercado mundial de micro-sistemas, representava 12 bilhões de dólares e 1,3 bilhões de unidades em 1996, e com estimativa de crescimento dos mercados de sensores de pressão e acelerômetros da ordem de 18% e 15%, ao ano, respectivamente.

Os sensores micro-eletromecânicos encontram diferentes denominações no mercado, não havendo ainda um padrão de nomenclatura. Segundo Ribas o termo 'micro-máquinas' (micromachines) é muito usado na Ásia. Nos EUA a sigla 'MEMS' (Micro-electromechanical Systems) permanece o termo dominante para referenciar não apenas dispositivos eletromecânicos mas também estruturas micro-usinadas de forma geral. Temos ainda o termo 'MOEMS' (Micro-Opto-Electromechanical Systems) que pode também ser encontrado quando componentes óticos estão envolvidos. Provavelmente o termo mais abrangente seria 'MST' (Microsystems Technology) como é conhecido na Europa, embora ainda pouco encontrado. Por outro lado, quando se fala em 'micromachining', refere-se às técnicas ou ao processo de micro-usinagem propriamente dito [Ribas-2001].

Enquanto os componentes eletrônicos são fabricados usando tecnologia de circuitos integrados, os dispositivos MEMS são fabricados pela manipulação complexa do silício e outros substratos usando processos de micro-máquinas, ou micro-usinagem. Esses processos removem seletivamente partes do silício ou adicionam camadas estruturais para formar os componentes mecânicos ou eletromecânicos. Enquanto os dispositivos eletrônicos são projetados para explorar somente as propriedades elétricas do silício, o MEMS tira proveito ou das propriedades mecânicas e/ou das propriedades elétricas do silício. De uma forma simples, esse componente é composto de micro-estruturas mecânicas, micro-sensores, micro-atuadores e micro-eletrônica, integrados na mesma pastilha de silício, como ilustrado na figura 1 [Ristic L. e Shah M., 2002].

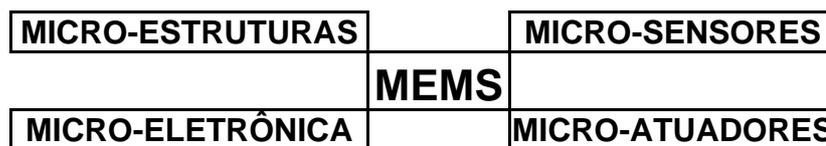


Figura 1 – Esquema mostrando os diversos aspectos do MEMS

[Ristic L. e Shah M., 2002].

O principal esforço mundial hoje está na miniaturização e na integração dos sensores e atuadores, uma vez que o desenvolvimento dos circuitos eletrônicos, tanto digitais quanto analógicos, apresentam-se bastante avançados. Além disso, o micro-sistema final pode ser implementado de forma híbrida ou monolítica [Ristic L. e Shah M., 2002]. É híbrida quando este é composto por mais de um chip, geralmente quando a eletrônica é separada das estruturas micro-usinadas (mecânicas) e é monolítica no caso da integração do sistema completo, parte eletrônica junto com a parte mecânica, dentro de um único chip. A possibilidade de fazer um sistema monolítico é geralmente preferencial devido à redução dos problemas de interface entre os chips (confiabilidade e desempenho) e aumento do rendimento de fabricação em grande escala de produção. Assim como ocorre nos circuitos integrados (CI), o silício é o material mais usado para a construção dos micro-sistemas integrados

principalmente pelo avançado estado de desenvolvimento das tecnologias disponíveis como p. ex. CMOS [Swart J. W. - 2000]. Por outro lado, materiais alternativos como o arsenieto de gálio (AsGa) e o quartz têm sido considerados para aplicações onde o silício não se apresenta apropriado, como por exemplo na opto-eletrônica ou em altas temperaturas [Ribas-2001].

1.2 Processos de fabricação

A tecnologia de fabricação de sensores MEMS como mencionado anteriormente é dividida em duas classes, denominadas processo de construção específico de micro-sistemas e processo compatível com a micro-eletrônica (fabricação de circuitos integrados), por exemplo a CMOS – Complementary metal oxide semiconductor [Lyshevski, 2001].

Os processos compatíveis com a fabricação de circuitos integrados podem ser classificados como processo de remoção de substrato através da face frontal (*front-side bulk micromachining*), processo de remoção de substrato através da face posterior (*back-side bulk micromachining*) e processo de remoção das camadas de sacrifício da superfície do substrato (*surface micromachining*) [Lyshevski, 2001].

Para o desenvolvimento de sensores a técnica mais usual é de micro-usinagem de superfície (*surface micromachining*). Esta técnica consiste em obter uma micro-estrutura suspensa (massa de prova) a partir da remoção ou corrosão de camadas de sacrifício (camadas a serem retiradas) na superfície de um substrato de silício [Prime Faraday -2001].

Os micro-sensores de movimento são fabricados numa pastilha através do depósito de polisilício numa camada de sacrifício (parte que é retirada). Essa camada pode ser de óxido de silício ou de óxido de alumínio e é removida por um processo de corrosão das camadas na superfície do substrato. Desse processo resulta uma massa de prova suspensa na forma de uma viga. Todo esse trabalho de construção das estruturas suspensas são desenvolvidas após a fabricação dos circuitos eletrônicos [Prime Faraday - 2001].

Na figura 2, são mostradas duas fotografias onde é possível ver os diversos componentes do dispositivo MEMS, como por exemplo as molas de polisilício. Essas molas suspendem a massa de prova sobre a superfície da pastilha.

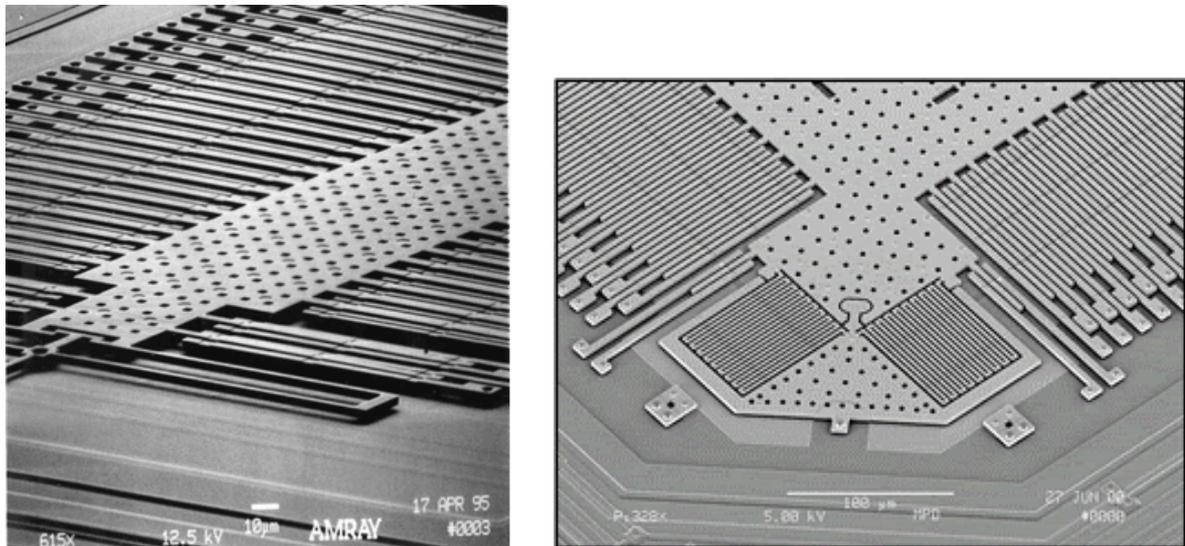


Figura 2 – Detalhes das estruturas de acelerômetros tipo capacitivo - [ADI].

Pode-se dizer que a tecnologia *bulk micromachining* é baseada em um único cristal de silício que é cauterizado e as estruturas micro-mecânicas produzidas por esta tecnologia são feitas ou em uma pastilha de silício ou com depósitos/crescimento de camadas no silício [Prime Faraday -2001].

Por outro lado, como mencionado, a tecnologia tipo *surface micromachining* utiliza depósitos ou crescimento de camadas no topo do substrato, com posterior micro-usinagem, para fabricação dos dispositivos micro-mecânicos. [Prime Faraday - 2001].

O silício é um material que tem características mecânicas muito interessantes e propícias para esta aplicação. Ele tem, em relação ao aço, uma força de resistência duas vezes mais alta, um terço da sua densidade, um quinto do seu coeficiente de expansão térmica, e a sua condutividade térmica é cerca de 50% mais alta do que a do aço. Além disso, não deforma, e é totalmente elástico, não apresentando histerese

mecânica. Todas estas características sugerem que o silício tem um excelente comportamento mecânico [Ristic L. e Shah M., 2002].

Um aspecto importante da tecnologia MEMS diz respeito ao encapsulamento (MEMS packaging). Como esta tecnologia tem diferentes aspectos em relação ao processo já conhecido da fabricação de circuitos integrados, um ponto a se considerar é exatamente o encapsulamento dos dispositivos que tem implicações diferentes, [Weidong H., ET AL.-2002], como descrito a seguir.

No circuito integrado exige-se que o invólucro forneça [Weidong H., ET AL.-2002]:

- suporte mecânico;
- interface elétrica;
- proteção do dispositivo em relação ao ambiente onde irá trabalhar;
- dissipação térmica.

As mesmas implicações são válidas para o dispositivo MEMS, mas com algumas diferenças que é importante ressaltar. Estes dispositivos, freqüentemente, requerem um meio de interface porque estes componentes foram desenvolvidos para `sentir` uma grandeza física do ambiente externo, sendo necessário trazer a estrutura sensível para um contato com o meio externo. Isto é crítico no desenvolvimento destes dispositivos, mais do que foi com o circuito integrado. Obviamente existem dispositivos MEMS mais sujeitos a esse tipo de preocupação do que outros, dependendo da finalidade e da arquitetura [Ristic L. e Shah M., 2002].

Quanto mais complexa a arquitetura do dispositivo, maior a necessidade de cuidados na dissipação do calor interno. Isto requer invólucros especiais para estes componentes. Uma preocupação maior com relação à estrutura interna está relacionada com a transferência de tensões mecânicas para o sensor interno. Devido a sua natureza, as estruturas destes componentes são sensíveis a aplicação de forças termomecânicas, e a resposta elétrica do dispositivo esta relacionada com a tensão mecânica aplicada. Se a solução de encapsulamento criar uma fadiga mecânica excessiva sobre a estrutura do sensor (por exemplo uma diferença térmica grande entre o invólucro e o substrato), isto pode causar diferença no sinal de saída [Weidong H., ET AL.-2002].

Erros de montagem ou desalinhamento afetam diretamente o senso de direção do dispositivo e sua performance. O encapsulamento também não deve afetar a resposta em frequência do sensor. Tem sido usado invólucro hermético de metal ou de cerâmica multicamada para alojar os dispositivos e suas interfaces. O custo total pode ser reduzido e a performance pode ser melhorada se for usada uma camada de vidro ou de silício que pode ser soldada na pastilha e, então, aplicar uma camada de plástico injetado para acabamento final, como demonstrado por alguns fabricantes [Weidong H., ET AL.-2002].

1.3 Motivação para o desenvolvimento de um monitor de sinais de vibrações

Na área da instrumentação para monitoramento de vibrações em motores e máquinas rotativas observa-se a ampla utilização de sensores de vibração do tipo piezolétrico para medição das diversas grandezas físicas de interesse como aceleração, velocidade e deslocamento. O desenvolvimento dos dispositivos MEMS e, em especial, dos sensores de aceleração, proporcionará um grande avanço na manutenção preditiva de motores e máquinas. O tratamento dos sinais obtidos com tais transdutores é realizado através de condicionadores de sinais. Os sinais condicionados traduzem-se em medidas que podem ser lidas, registradas e analisadas.

Observa-se, portanto, a necessidade de se ter um sistema capaz de monitorar as vibrações em motores e máquinas de forma a se poder fazer um histórico com esses dados, de maneira econômica. O grande diferencial no sistema sugerido é exatamente a possibilidade de redução dos custos normalmente envolvidos, além da portabilidade e autonomia.

Vislumbra-se também uma aplicação importante do instrumento em laboratórios de ensino, servindo como ferramenta de trabalho no estudo de casos práticos.

1.4 Objetivos do trabalho

O objetivo deste trabalho foi estudar a aplicabilidade dos sensores de aceleração que utilizam a tecnologia MEMS, visando desenvolver um sistema para o monitoramento de sinais de vibrações em máquinas rotativas. Através da pesquisa realizada foi desenvolvido um sistema que consta de um módulo condicionador de sinais interligado a um dispositivo sensor, tipo 'iMEMS® Integrated Micro Electro Mechanical Systems', da Analog Devices.

A vantagem desse sistema é o custo, portabilidade e a possibilidade de monitorar sinais dinâmicos de vibração na faixa compreendida de zero a 5 [kHz]. O aparelho concebido tem uma indicação digital proporcional do valor eficaz (RMS) do sinal aceleração (nível global), com recursos de filtragem, integração (velocidade) e possibilidade de aquisição através de uma conexão de saída para um sistema externo.

Pode-se avaliar o custo de um acelerômetro capacitivo tipo MEMS como sendo da ordem de dez a quinze vezes menor do que o de um acelerômetro tipo piezoelétrico.

1.5 Metodologia

A metodologia aplicada no desenvolvimento desse trabalho obedeceu a um critério lógico de estudo e conseqüente aplicação prática, sendo composto das etapas descritas a seguir.

Na primeira etapa foi feita uma revisão bibliográfica para entendimento do funcionamento e construção do dispositivo MEMS. Este estudo abrangeu outros tipos de sensores e serviu de base para a elaboração do projeto final do monitor.

A segunda etapa consistiu da análise propriamente dita das características do acelerômetro escolhido, o ADXL210E. Nesta etapa foram feitos ensaios de laboratório para se estudar algumas reações e implementações feitas no circuito sugerido pelo fabricante. Os tópicos verificados foram úteis para uma melhor definição dos valores dos componentes a serem usados na configuração final do monitor.

A terceira etapa foi a mais longa, pois envolveu a elaboração e construção do protótipo, com o aproveitamento das informações levantadas em etapas anteriores.

Como ponto de partida, adotou-se alguns requisitos, detalhados no capítulo 3, e, a partir daí, conseguiu-se esboçar o formato final do aparelho. Nesta fase também foram necessárias várias horas de laboratório, analisando diversos tipos de circuitos para o filtro passa-baixa e para o conversor RMS. Com a definição do circuito final, partiu-se para o desenho e confecção do circuito impresso.

A quarta etapa da metodologia, descrita no capítulo 4, consistiu na calibração e testes do aparelho, com a definição dos procedimentos adotados. Foi possível, nesta etapa, a real validação do sistema com uma aplicação prática, feita em bancada, a qual foi preparada para ensaios de falhas em mancal de rolamento, além da calibração feita em dois laboratórios.

Com os resultados obtidos, chegou-se a última etapa, que consistiu das conclusões e sugestões para futuros trabalhos, apresentadas no capítulo 5.

CAPÍTULO 2

ACELERÔMETROS MICRO-ELETROMECCÂNICOS

2.1 Sensores

Um sensor é um dispositivo que recebe um sinal, chamado estímulo, e responde através de um sinal elétrico. Entende-se como estímulo a quantidade, propriedade ou condição que é detectada e convertida em sinal elétrico [Sousa A.S., Carvalho P.S.-2004].

Podemos dizer, por outras palavras, que um sensor é um "tradutor" de um valor, geralmente não elétrico, para um valor elétrico. Este sinal pode ser "trabalhado", ou seja, amplificado e modificado através de dispositivos eletrônicos adequados. O sinal de saída pode apresentar-se na forma de tensão, corrente ou carga elétrica. Podem ser ainda descritas em termos de amplitude, frequência ou fase. Tal conjunto de características nós designamos como "tipo do sinal de saída" [Sousa A.S., Carvalho P.S.-2004].

Assim, um sensor apresenta propriedades de entrada, que podem ser de qualquer tipo, e propriedades elétricas na saída.

O termo "sensor" não deve ser confundido com transdutor. Este último converte um tipo de energia noutra, enquanto que o primeiro converte qualquer tipo de energia em energia elétrica. Por exemplo, um alto-falante é um transdutor, já que transforma energia elétrica em som. Podemos ter, porém, um sensor que integra um transdutor.

Os sensores podem ser, genericamente, de dois tipos: passivos ou ativos [Sousa A.S., Carvalho P.S.-2004].

Entendem-se como sensores passivos os que geram diretamente um sinal elétrico como resposta a um estímulo externo, sem necessidade de uma fonte de alimentação adicional. Exemplos: um termopar é um sensor termoelétrico.

Os sensores ativos necessitam de uma fonte de alimentação externa e/ou um sinal de excitação. Este sinal é modificado para produzir então o sinal de saída. Tem-se como exemplo um sensor de presença tipo ultra-som.

Os sensores podem ser classificados de acordo com critérios diversos, como por exemplo [Sousa A.S., Carvalho P.S.-2004]:

- características técnicas;
- material de que são fabricados;
- meios de detecção utilizados;
- mecanismo de conversão;
- tipo de estímulo que medem;
- campos de aplicação.

A classificação pode ser feita de acordo com o tipo de energia envolvida, por exemplo, mecânica, térmica, magnética e outras. Entretanto, o dispositivo MEMS, geralmente, não pertence a uma só categoria, sobrepondo-se em várias delas.

Essa introdução serve para situar o sensor a ser usado neste trabalho. O ADXL210E, da Analog Devices (ADI), é um sensor do tipo micro-eletromecânico, ou seja, ativo, que incorpora um circuito eletrônico interno. Todos os sensores MEMS são do tipo ativo.

2.2 Classificação dos dispositivos MEMS

Temos hoje vários tipos de micro-acelerômetros, que possuem princípios diferentes de transdução. Novos tipos estão sendo pesquisados, bem como o aprimoramento das características dos tipos existentes [PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004].

2.2.1 Tipo piezoresistivo

Este dispositivo, que possui tem piezoresistores como viga de suspensão, foi um dos primeiros desenvolvidos e também comercializados. Desde que haja movimento, a massa de prova tenciona essas vigas ou cordas, alterando seu perfil e, conseqüentemente, alterando o valor dos piezoresistores. Dessa forma, temos uma

relação direta entre o movimento e o valor resistivo do componente, como ilustrado na figura 3 [PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004]. Pode-se usar dois ou quatro resistores, de forma a se ter meia ponte ou ponte completa.

Temos como vantagem deste tipo de sensor MEMS:

- simplicidade da estrutura;
- circuito de leitura simples, já que temos uma baixa impedância de saída.

Desvantagens conhecidas:

- sensibilidade à temperatura;
- baixa sensibilidade se compararmos com o tipo capacitivo.

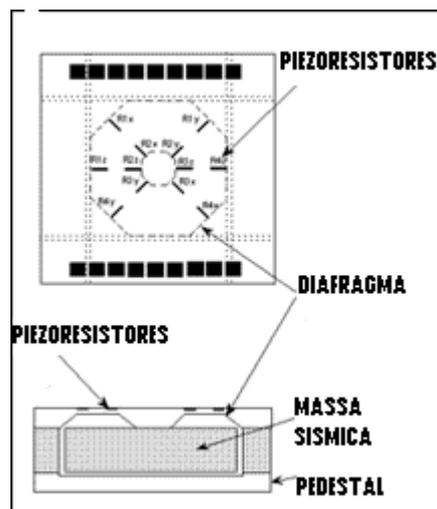


Figura 3 – Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo piezoresistivo [PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004].

2.2.2 Tipo “tunneling”

Esse modelo usa uma corrente constante entre um terminal fixado na massa móvel e outro fixado na estrutura. Estes terminais estão muito próximos um do outro de forma a se produzir uma corrente entre eles. Se a distância entre eles permanece constante, bem como a tensão aplicada, não temos variação de corrente, mas se tivermos algum movimento, essa corrente varia, provocando alteração na tensão nesse

sistema de malha fechada. Na figura 4 está ilustrada a estrutura deste tipo de componente.

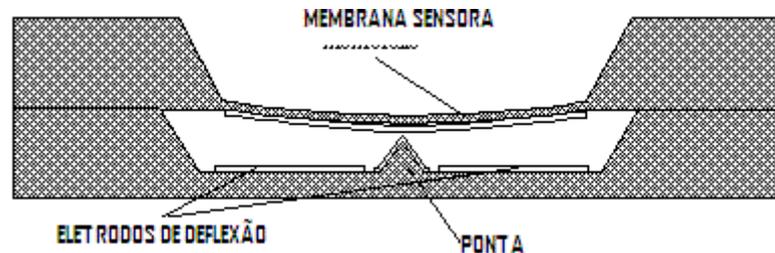


Figura 4 – Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo ‘tunneling’
[PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004] .

A grande vantagem deste tipo de acelerômetro é a alta sensibilidade. A principal desvantagem deste acelerômetro é o alto nível de ruído em baixas frequências. Outra limitação é a necessidade de tensão de alimentação muito elevada, o que pode inviabilizar certas aplicações.

2.2.3 Tipo ressonante

Esse tipo de micro-acelerômetro tem como vantagem sua saída digital. Os primeiros acelerômetros desse tipo eram fabricados com quartzo. Os acelerômetros ressonantes de silício são baseados na transferência da força inercial da massa de prova para as vigas ou cordas de quartzo e assim muda sua frequência de acordo com a deflexão, como está ilustrado na figura 5 [PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004]. Para cancelar os erros de variação e as não linearidades uma configuração diferencial pode ser usada. Como desvantagem esse tipo de componente tem uma largura de banda estreita (alguns Hertz), entretanto tem boa sensibilidade [PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004].

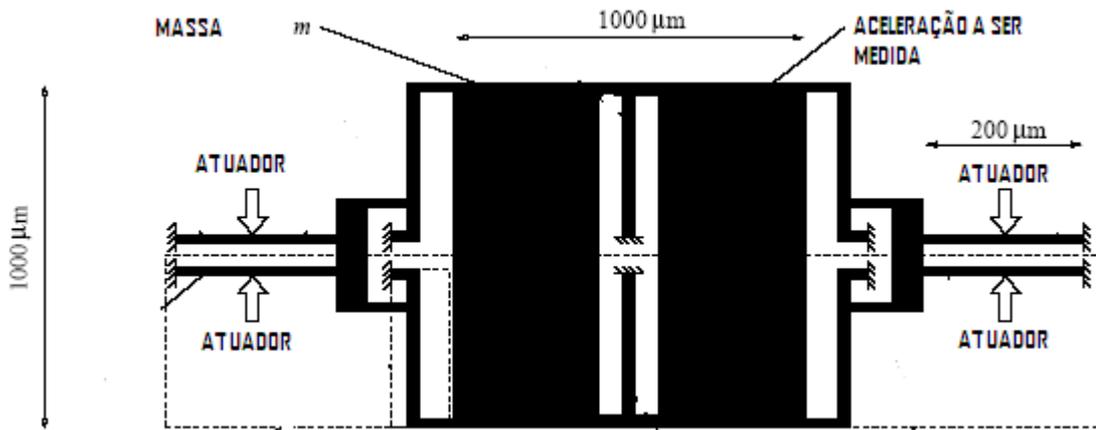


Figura 5 – Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo ressonante
[PEDERSEN C.B.W.; SESHIA A. A. – 2004].

2.2.4 Tipo térmico

Outro modelo de acelerômetro é o de princípio térmico. Um dos primeiros desse tipo usou o princípio no qual o fluxo de temperatura de um aquecedor para um dissipador é inversamente proporcional a sua separação. Logo, se medirmos a temperatura usando termopares capilares, a separação entre as placas pode ser calculada. Pode-se fabricar dispositivos com aquecimento fixo e capilar móveis ou vice e versa.

Com esse mesmo princípio, mas com tecnologia mais recente, temos o tipo “bolha”. Esse tipo de acelerômetro não tem peças móveis. Seu funcionamento é baseado na transferência livre de calor de uma pequena bolha de ar quente numa câmara selada. Este dispositivo consiste de um aquecedor termicamente isolado que forma uma bolha de ar quente. Nas figuras 6 e 7 [Bugnacki M.; Pyle J., Memsic Inc.- 2004] tem-se dois momentos dinâmicos diferentes atuando neste tipo de sensor.

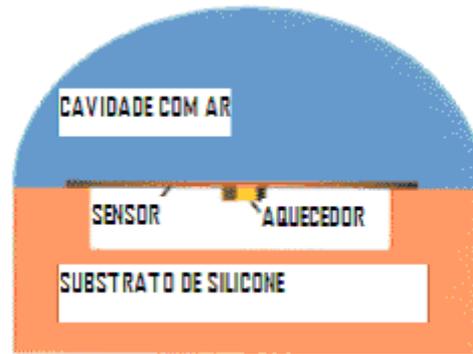


Figura 6 – Estrutura de um acelerômetro MEMS tipo térmico.

[Bugnacki M.; Pyle J., Memsic Inc.- 2004]

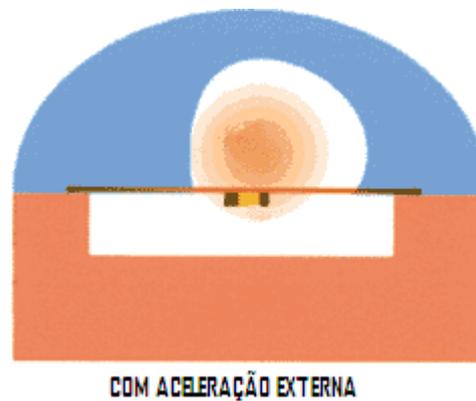


Figura 7 – Acelerômetro MEMS tipo térmico com aceleração externa.

[Bugnacki M.; Pyle J., Memsic Inc.- 2004]

A distribuição do calor nesta bolha muda com a presença de uma aceleração e se torna assimétrica com relação à placa aquecedora. Esta variação de temperatura pode ser sentida por dois sensores térmicos simetricamente colocados e, desta forma, temos uma relação com a aceleração aplicada. Temos dispositivos que atingiram um nível de sensibilidade de 0,6 [mg], e, logo, teremos os que atingirão abaixo de [μ g], sendo, portanto, muito útil em aplicações onde a sensibilidade é fator essencial.

[Bugnacki M.; Pyle J., Memsic Inc.- 2004]

2.2.5 Outros tipos de acelerômetros MEMS

Existem várias pesquisas em andamento, e, por ser uma área onde os avanços são constantes, torna-se difícil prever-se o limite dos novos desenvolvimentos. Entre os acelerômetros que têm princípios diferentes dos mencionados, pode-se citar [SWART J. W.2000]:

- Óptico
- Eletromagnético
- Piezelétrico

O desenvolvimento de acelerômetros ópticos combina elementos ópticos e de micromáquina para usufruir as vantagens de ambas tecnologias, visando conseguir componentes com alta imunidade a ruídos eletromagnéticos e boa linearidade [SWART J. W.2000].

Os do tipo eletromagnético utiliza dois núcleos, um no topo da massa de prova, e o outro separado por uma abertura de ar na base. Quando temos um deslocamento na massa de prova, a indutância mútua entre as duas bobinas altera-se, conseguindo-se saber o valor do deslocamento [SWART J. W.2000].

Materiais piezelétricos, principalmente o óxido de zinco (ZnO), também tem sido usados em acelerômetros para converter diretamente a força atuante na massa de prova em sinal elétrico [SWART J. W.2000].

Um dos problemas que afetam os materiais piezelétricos é o vazamento de corrente que deteriora a sua resposta. Existem meios de isolar esse vazamento, o que melhora a performance do componente [SWART J. W.2000].

2.3 Acelerômetros micro-eletromecânicos capacitivos

Os princípios da tecnologia MEMS são baseados nas propriedades mecânicas do silício, para criar estruturas em movimento. Combinado com a micro-eletrônica, os sinais gerados pelas estruturas conseguem ser percebidos e controlados, surgindo uma nova geração de sensores. Tipicamente, um acelerômetro MEMS consiste em estruturas entrelaçadas que são ora fixas ora móveis. A aceleração é sentida pela

medição da capacitância da estrutura, que varia na proporção da mudança na aceleração. Os elementos podem ser arrançados como pentes para fazer um acelerômetro linear, como os usados em airbag, ou como raios de uma roda, para fazer acelerômetros rotacionais, para aceleração angular.

Enquanto o desenvolvimento da micro-eletrônica convencional consegue algumas melhorias nessa tecnologia bem conhecida, o desafio da área micro-mecânica para os projetistas é bem maior, obrigando que eles adquiram uma mistura de capacidade multidisciplinar, uma combinação de conhecimentos em eletro-eletrônica, semicondutores e mecânica.

Como acontece com qualquer tecnologia, certas demandas de mercado (principalmente automotivo no caso do MEMS) devem ser alcançadas antes do uso difundido da tecnologia. No caso de tecnologia de MEMS, sensibilidades mais altas (movimentos e acelerações detectados com maior precisão) tiveram que ser alcançadas, antes do seu uso em outras áreas. Esse trabalho trata exatamente desse desenvolvimento, ocorrido na última década [SWART J. W.2000].

Hoje, as áreas de comunicação, bens de consumo (entretenimento) e industrial são consideradas as mais promissoras para este dispositivo e, conseqüentemente, impulsionarão mais ainda o seu desenvolvimento. Acelerômetros foram uma das primeiras aplicações do dispositivo MEMS. Existem inúmeras aplicações importantes como já citado, incluindo sistemas inerciais, robótica e detectores para “airbag”, onde a medição de aceleração em duas dimensões é necessária [SWART J. W.2000].

Sensores MEMS se tornaram atrativos se comparados a outros tipos devido ao pequeno tamanho e peso, encapsulado num único chip juntamente com componentes eletrônicos, com alta confiabilidade, durabilidade e baixo consumo. O mais importante é o fato de ser fabricado no mesmo processo padrão do circuito integrado. A prática comum era utilizar dois acelerômetros perpendicularmente. Isso era muito difícil de se conseguir com precisão. Hoje, temos dispositivos que possuem sensor nas três dimensões, o que facilita muito o seu uso [Fukuda T.; Menz W.; 2001].

Sistemas inerciais de guiagem são equipamentos nos quais a medição da aceleração é usada para determinar a posição através de dupla integração e, a partir

daí, corrigir o movimento. Estes sistemas há muito tempo são usados numa grande variedade de produtos incluindo sistemas de guiagem para armamento aéreo.

A tecnologia que une a estrutura do sensor de aceleração e a eletrônica para condicionamento do sinal se desenvolveu a ponto de hoje esse dispositivo ser considerado um produto que pode ser usado potencialmente num grande número de artigos de consumo como, por exemplo, estabilização de câmeras de mão ou sistema de navegação (sistemas “stand alone” ou sistemas que incluem GPS) [Fukuda T.; Menz W.; 2001].

A primeira onda de miniaturização de sistemas ocorreu na década de 50 com a criação dos transistores. Esta evolução, conhecida como era do silício, em analogia às eras do bronze e do ferro, ocasionou mudanças culturais significativas na sociedade como, por exemplo, a transformação de televisores e radios em aparelhos portáteis.

A evolução verificada na área da microeletrônica decorre da consolidação dos fundamentos teóricos elaborados na era da corrida espacial, o que permitiu o desenvolvimento de novos componentes. Uma das principais áreas teóricas que colaboraram para o desenvolvimento da microeletrônica foram as descobertas da física quântica. A influência dos fundamentos teóricos da física foram importantes não só no projeto dos dispositivos micro-eletrônicos mas também na tecnologia de fabricação tal como o processo de foto-litografia [Fukuda T.; Menz W.; 2001].

A miniaturização extrema com alta densidade de componentes obtida pelos métodos ópticos de transferências de imagem das formas numa peça a ser trabalhada, trouxeram reduções sensíveis no preço final. Essa melhora no preço final vem acompanhada também pela melhoria da qualidade [Fukuda T.; Menz W.; 2001].

2.3.1 Princípio de operação

A avaliação dos níveis de aceleração de um corpo em movimento pode ser obtida de várias formas. Dentre os métodos possíveis pode-se destacar:

- medida da posição, usando GPS ou outra técnica, e obtenção da aceleração derivando o sinal duas vezes com relação ao tempo.

- medida da velocidade através de um sensor de velocidade e obtenção da aceleração derivando o sinal com relação ao tempo.
- medida da força atuante numa massa padrão.

O conceito de medir a força atuante numa massa padrão, é o usado no sensor de aceleração tipo MEMS. Pode-se descrever esse princípio da forma como indica a figura 8 [ADI].

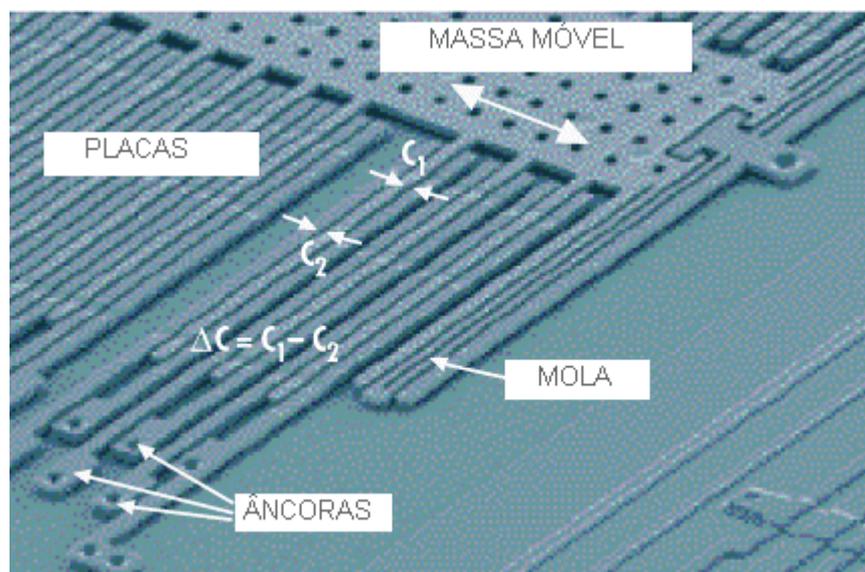


Figura 8 – Foto com detalhes de um sensor MEMS (acelerômetro capacitivo) – [Analog Devices].

O princípio de operação do sensor consiste em medir a diferença de capacitância que surge com a variação da distância entre duas placas metálicas, sendo uma fixa e outra móvel. A placa móvel é suspensa através de elementos elásticos de polissilício. Estas placas formam uma estrutura em pente a qual é denominada “comdrive”, que consiste de um conjunto de dentes fixos ao substrato de silício e de outro conjunto posicionado sobre a massa de prova. A estrutura “comdrive” pode ser disposta horizontalmente ou verticalmente. Com o acelerômetro fixo a uma estrutura em movimento, o sensor opera em decorrência do efeito da aceleração na massa de

prova. Na figura 9 é ilustrado o princípio de operação do acelerômetro capacitivo [Lyshevski, 2001], [Miyara - 2002].

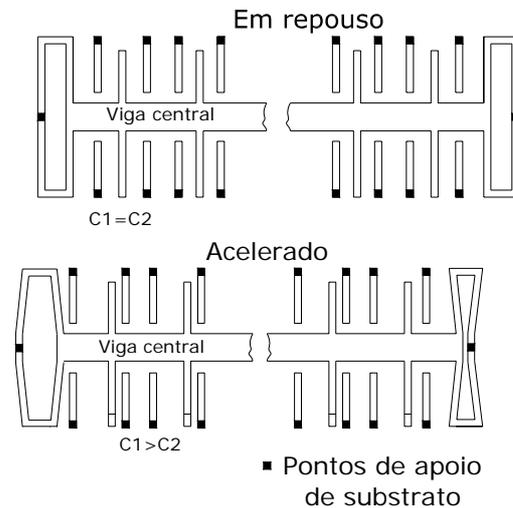


Figura 9 - Esquema mostrando o princípio de operação do sensor [Lyshevski, 2001], [Miyara - 2002].

De acordo com o esquema da figura 9, quando o sistema está em repouso as capacitâncias das placas paralelas são $C_1=C_2=C$ e quando a massa de prova sofre uma aceleração na direção do eixo central, esta se desloca de modo que a capacitância de uns dos capacitores diminui e a do outro aumenta. As relações para obtenção dos valores das capacitâncias são:

$$C_1 = \varepsilon \frac{S}{x_1 + x} \quad \text{e} \quad C_2 = \varepsilon \frac{S}{x_2 - x}, \quad (1)$$

onde ε é a constante dielétrica do meio, S é a área das placas, x é a distância entre as placas (em repouso), e x_1 e x_2 são os deslocamentos devido a uma aceleração externa (x_1 e x_2 indicados na figura 10). A diferença de capacitância é obtida através da relação,

$$\Delta C = C_1 - C_2 = 2\varepsilon \frac{x}{x_2 - x_1}. \quad (2)$$

Portanto a idéia é obter a diferença de capacitância conectando os capacitores na forma de divisor capacitivo. Manipulando a equação e utilizando a segunda lei de Newton pode-se mostrar que:

$$a = -\frac{Kx_1^2}{2m\epsilon S} \Delta C , \quad (3)$$

Sendo, que m é a massa padrão e K é a constante elástica da mola (veja figura 10).

A equação (3) pode ser utilizada para calcular a aceleração através da diferença de capacitância. A medida da aceleração é inversamente proporcional a massa, que é constante [Miyara - 2002].

Os valores medidos da aceleração podem ser integrados para obter a correspondente velocidade, e, integrando-a novamente, o deslocamento na direção da aceleração. Isto é muito mais fácil do que a medição direta da velocidade e da distancia, já que tanto uma com outra necessitam de um ponto de referência.

Uma estrutura de movimento livre é afetada por uma força induzida por uma aceleração aplicada. Este efeito aparece mecanicamente como uma flexão ou torção dependendo do tipo de estrutura na qual a massa esta montada (se é viga ou barra de torção). Esta estrutura é o sensor , enquanto o papel do transdutor é transformar a deformação mecânica em um sinal que é mensurável eletricamente [Lyshevski, 2001], [Miyara - 2002].

Graças ao menor coeficiente de temperatura e a maior sensibilidade em relação aos tipos piezoresistivos, os acelerômetros capacitivos são mais promissores em relação a necessária performance sob altas temperaturas. O conceito é que o fenômeno medido (neste caso aceleração), causará uma mudança no valor da capacitância formada entre duas placas, uma delas fixa, e a outra formando parte da estrutura que se movimenta [Lyshevski, 2001], [Miyara - 2002].

Se for necessário maior precisão, um capacitor diferencial pode ser formado entre três placas. A placa central se torna parte da estrutura em movimento, enquanto as outras duas placas são fixas. Este capacitor diferencial tem como vantagem a redução do efeito de capacitores parasitas no circuito eletrônico e, desse modo, aumenta a precisão [Lyshevski, 2001], [Miyara - 2002].

O problema associado com estes micro-sensores capacitivos é a necessidade de circuito de processamento de sinais sofisticados devido aos baixos valores de capacitância envolvidos (na faixa de [pF] ou até menos). Portanto, a variação devido à aceleração estará tipicamente na faixa de 1[fF] a 100[fF] .

Quanto mais baixo o valor do capacitor mais cuidado deve-se tomar e mais importante torna-se o uso de acelerômetro monolítico. Em acelerômetros híbridos, os fios que ligam o sensor aos circuitos eletrônicos externos podem adicionar uma capacitância parasita de valor não desprezível, que deve ter seu efeito considerado em todas as frequências. Nota-se, portanto, que os modelos híbridos são mais susceptíveis a interferência eletromagnética. Acelerômetros tipo MEMS são aplicáveis em baixos valores de aceleração devido a sua massa padrão com valor relativamente mais alto. Sabe-se que algumas têm valor na faixa de [μ g].

A tabela 1 indica, a título de informação, as características dimensionais de um sensor típico.

Tabela 1 – Valores dimensionais típicos encontrados num acelerômetro MEMS capacitivo – [Ahmad et al. - 1996]

PARÂMETRO	VALOR
PROFUNDIDADE DO SENSOR	2[μ m]
LARGURA DOS DENTES	2[μ m]
COMPRIMENTO DOS DENTES	184[μ m]
COMPRIMENTO DO CORPO DO SENSOR	368[μ m]
NUMERO DE DENTES DE UM MESMO CAPACITOR	31
ESPAÇO ENTRE OS DENTES DE UM MESMO CAPACITOR	2[μ m]
COMPRIMENTO DO LADO FIXO (ÂNCORA)	40[μ m]
LARGURA DAS CORDAS	5[μ m]
COMPRIMENTO DAS CORDAS	226,7[μ m]

A figura 10 mostra, no sensor esquematizado, onde estão localizados os componentes. Observando-se o esquema do acelerômetro nesta figura, deduz-se que é possível aumentar a sensibilidade mecânica do sensor das seguintes maneiras [Ahmad et al. - 1996]:

- aumentando-se a massa do sensor;
- aumentando-se o comprimento das cordas;
- diminuindo-se a largura das cordas;
- diminuindo-se a espessura das cordas.

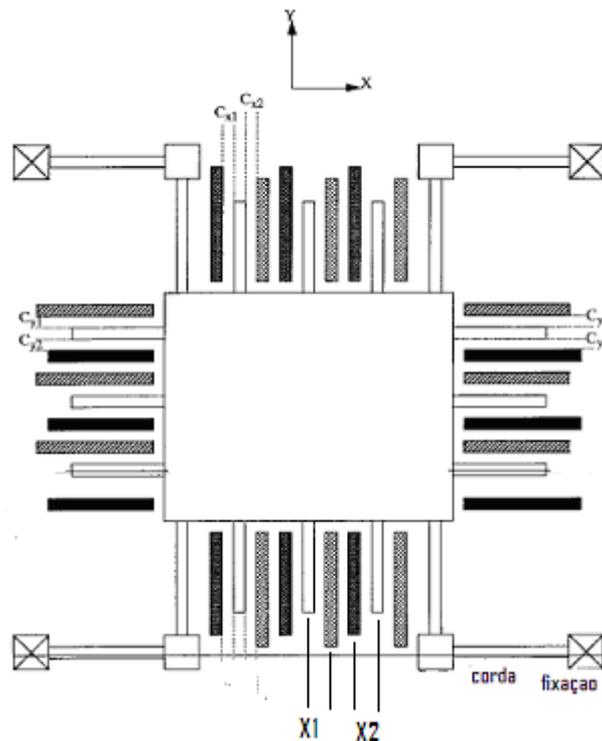


Figura 10 – Esquema de um acelerômetro MEMS tipo capacitivo
[Ahmad et al. - 1996].

Aumentar a massa do sensor aumentaria a sensibilidade em todas as direções, incluindo-se as que não são desejadas. Se aumentar o seu peso, a frequência natural do sistema mecânico irá cair. Por outro lado, aumentar a massa significaria aumentar a deflexão da massa de prova devido ao seu peso próprio, a ponto de diminuir o gap entre a massa e o substrato, podendo inclusive ter como resultado um contato e, conseqüentemente, fricção [Ahmad et al. - 1996].

Aumentar o comprimento das cordas fará com que a constante da mola [k] caia reduzindo a sua frequência natural. Aumentar esse comprimento, irá, também, aumentar a sensibilidade em todas as direções inclusive as não desejadas. Além disso, existem limitações práticas para se aumentar este comprimento, como por exemplo as limitações mecânicas das propriedades do silício usado para criar estas cordas.

Diminuir a largura ou a espessura das cordas irá também diminuir a constante da mola [k], principalmente nas direções X e Y e, desse modo, reduzir a frequência natural. Isso também faria com que a sensibilidade na direção Z aumentasse [Ahmad et al. - 1996]. Existe um problema técnico em se diminuir a largura devido ao processo de tolerância do material, que faz com que aumente a fadiga no ponto de apoio, o que inviabiliza a construção do sensor.

Com o intuito de se manter a não linearidade do sensor dentro de um limite de 1%, a variação máxima de leitura do capacitor não deve exceder 10% do valor da capacitância na aceleração zero (sem aceleração) [Ahmad et al. - 1996].

Como pode ser concluído, devido aos vários parâmetros envolvidos, inclusive problema construtivo do material, existem alguns limites práticos para o projeto e construção do acelerômetro tipo MEMS. Por outro lado, pode-se analisar o sensor MEMS capacitivo de acordo com a função de transferência mecânica, facilitando a compreensão e análise do dispositivo.

Um acelerômetro geralmente consiste de uma massa de prova, suspensa por vigas ancoradas em superfícies fixas. A massa de prova tem a massa M , as vigas têm um coeficiente de mola constante K , e existe um fator de amortecimento D , afetando o movimento dinâmico da massa. O acelerômetro pode ser modelado pelo sistema de segunda ordem massa-amortecedor-mola, como mostrado na figura 11. Uma aceleração externa movimentada a massa em relação ao suporte, que por sua vez muda a tensão na mola de suspensão. Ambos, o deslocamento e a tensão podem ser usados para a medição da aceleração externa.

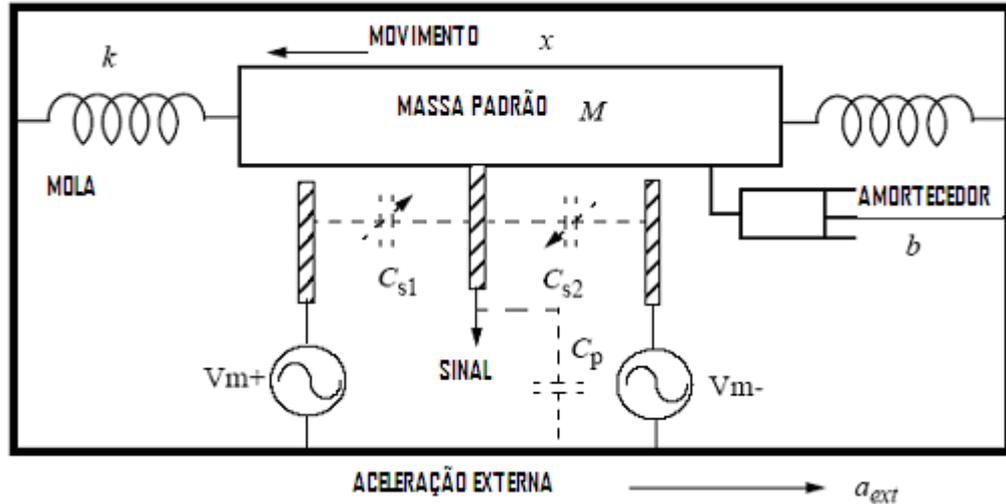


Figura 11 – Componentes de um acelerômetro tipo capacitivo MEMS

Usando a segunda lei de Newton e a modelagem do acelerômetro, a função de transferência pode ser obtida:

$$H(s) = \frac{x(s)}{a(s)} = \frac{1}{s^2} + \frac{D}{M}s + \frac{K}{M} = \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \quad (4)$$

Onde,

a é a aceleração externa,

x é o deslocamento da massa de prova,

$\omega_r = \sqrt{\frac{K}{M}}$ é a frequência natural, e,

$Q = \frac{\sqrt{KM}}{D}$ é o fator de qualidade.

Portanto, tem-se que, a sensibilidade estática do acelerômetro é:

$$\frac{x_{estatica}}{a} = \frac{M}{K} = \frac{1}{\omega_r^2} \quad (5)$$

Nota-se que a frequência de ressonância da estrutura pode ser aumentada se aumentarmos a constante da mola e diminuindo-se a massa de prova, enquanto que o fator de qualidade do dispositivo pode ser aumentado reduzindo-se o amortecimento,

ou aumentando-se a massa de prova e a constante da mola. A resposta estática do dispositivo pode ser melhorada reduzindo-se a sua frequência de ressonância. Existem softwares que otimizam o projeto desses componentes, através do método dos elementos finitos, facilitando o projeto e desenvolvimento de uma forma rápida e precisa.

Outro item importante é a definição do dispositivo que se deseja utilizar. Pode-se considerar as seguintes características como sendo fundamentais para a especificação desse tipo de componente:

- sensibilidade;
- máxima gama de operação (limite máximo de aceleração);
- resposta em frequência;
- resolução;
- linearidade;
- “offset” (variação em torno do zero);
- sensibilidade a movimentos fora do eixo;
- choque máximo permissível.

Em função de uma determinada aplicação específica, observa-se que uma ou outra característica do componente pode ser mais importante. Os fabricantes disponibilizam essas informações, bem como sinais e diagramas elétricos, em forma de datasheet. No anexo A, está reproduzido o Datasheet referente ao acelerômetro usado no projeto.

CAPÍTULO 3

DESCRIÇÃO DO MONITOR DE SINAIS DE VIBRAÇÕES

3.1 Concepção do monitor de vibrações

Considera-se um monitor de vibrações autônomo, aquele que é capaz de fornecer um valor correspondente ao sinal que está sendo monitorado, sem o auxílio de outros equipamentos. Nesse caso optou-se por se desenvolver um aparelho com leitura digital, autônomo e portátil.

Após uma análise do que seria importante a se considerar neste tipo de equipamento, foram impostos alguns requisitos que deveriam ser respeitados:

- baixo custo;
- facilidade no manuseio;
- precisão adequada;
- indicação da grandeza desejada – de forma direta ou relativa;
- portabilidade.

No estudo preliminar observou-se a necessidade, por praticidade e por motivos técnicos, de se dividir o equipamento em três partes distintas:

- unidade sensora;
- fonte de alimentação;
- condicionador de sinais.

Um outro recurso interessante seria a possibilidade de leitura desse sinal por um sistema externo de aquisição e análise de sinais. Para essa finalidade, foi acrescentado um borne no monitor, que contém uma amostra do sinal de aceleração que está sendo medido. Esse sinal é retirado logo após o amplificador, antes do filtro.

3.2 Detalhamento do equipamento

O equipamento desenvolvido consta de três partes distintas: fonte de alimentação, condicionador e sensor (placa sensora).

A separação física do transformador da fonte de alimentação foi uma solução adotada com o objetivo de se minimizar o efeito da interferência induzida.

3.2.1 Unidade Sensora

O elemento sensor utilizado foi o ADXL210E, da Analog Devices (anexo A), que é um sensor tipo MEMS completo, com baixo custo (em torno de U\$ 8,5/um.), capaz de medir aceleração em dois eixos pois utiliza duas massas de prova. Apesar de possuir saídas digitais em ambos os eixos (por variação da largura do pulso), nesse projeto usamos apenas as saídas analógicas.

Esse dispositivo contém um sensor de polisilício, implementado numa arquitetura de malha aberta. Consegue-se medir a aceleração através do movimento proporcional que ocorre nas placas dos capacitores internos. O componente detecta aceleração positiva e negativa com níveis máximos de +/- 10 [g]. Também é possível usá-lo em medição da aceleração estática, como a da gravidade, permitindo o seu uso como inclinômetro.

A resposta em frequência do sensor é de 5 [kHz], o que atende a faixa de frequência, para o tipo de máquina que se quer monitorar.

Uma característica deste sensor é que a faixa de frequência pode ser sintonizada (filtrada) através de um único capacitor, para cada eixo. Esta característica permite melhorar a resolução em frequências mais baixas.

Características Gerais do ADXL210E:

- sensor de aceleração em dois eixos, num único chip;
- 5mmx5mmx2mm (L-A-P) – tamanho reduzido;
- 2 [mg] de resolução a 50 [Hz];
- baixo consumo: 0,6 [mA];
- interface direta com o microprocessador;
- ajuste de banda com um único capacitor por eixo;
- 3 [Vcc] - 5,25 [Vcc] – fonte única;
- suporta choque mecânico de 1000 [g];

A placa de circuito impresso onde alojamos o sensor é baseada no circuito típico da Analog Devices. Foi feita uma placa específica, com desenho próprio, para se adequar as características de tamanho e disposição desejadas, conforme ilustrado na figura 12.

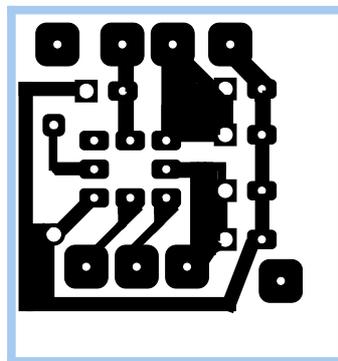


Figura 12– Placa do sensor - dimensões reais: 23mmX24,5 mm.

Na figura 13 é apresentado o diagrama dos elementos do circuito da placa sensora. Ao todo são seis componentes mais o sensor. A montagem da placa pode ser feita com componentes convencionais, sendo que o acelerômetro é do tipo 'montagem em superfície'. A posição relativa do acelerômetro na placa é muito importante, pois dela vai depender a correta medição da aceleração. Esta posição deve ser ortogonal ao perímetro da placa, para facilitar quando da instalação do dispositivo na máquina.

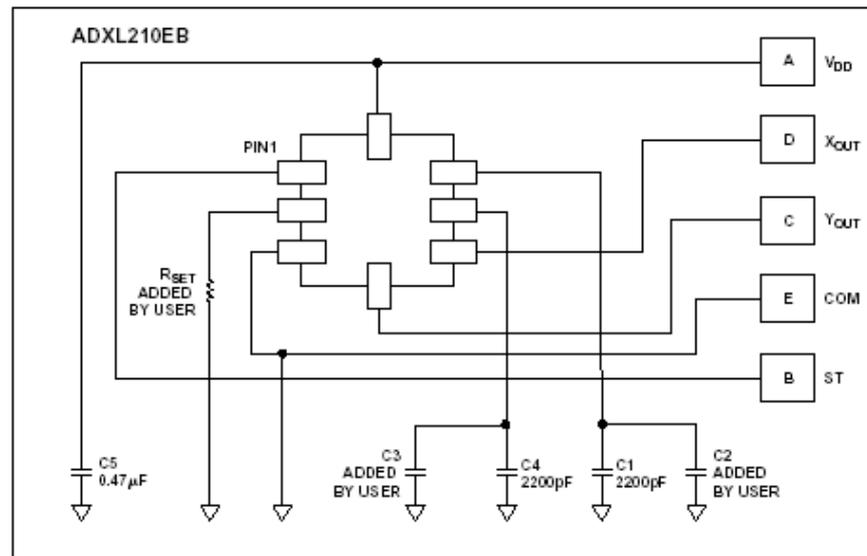


Figura 13 – Circuito típico para uso com o ADXL210E – [ADI].

Para o ajuste da largura de banda do sinal de saída usa-se uma tabela fornecida pelo fabricante que indica o valor do capacitor que deve ser usado (C3 e C2).

O resistor do circuito (Rset) é necessário, ainda que não se tenha intenção de usar a saída digital. O valor sugerido deve situar-se entre 500 [kΩ] e 2 [MΩ]. Usou-se um valor intermediário de 1 [MΩ]. O capacitor de desacoplamento utilizado tem valor de 0,1[μF], do tipo cerâmico, como os demais.

Como para o presente trabalho era necessário um sinal sem modulação, pois o condicionador a ser projetado era analógico, usou-se os terminais Xfilt e Yfilt . Esse é o sinal que ainda não passou pelo modulador (DCM).

Após o modulador (DCM) tem-se um sinal modulado por largura de pulso (PWM- “Pulse Width Modulator”), proporcional a intensidade da aceleração. Esse sinal modulado é próprio para uso com microprocessadores ou outra aplicação onde se deseja um sinal digital.

Na figura 14 é ilustrado o diagrama de blocos interno do ADXL210E [ADI].

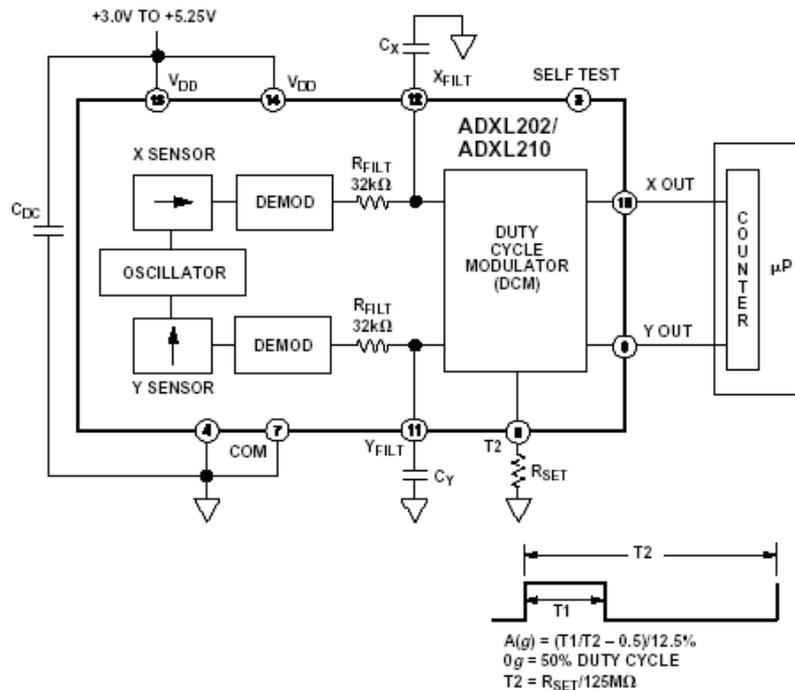


Figura 14 – Diagrama de Blocos – ADXL210E [ADI].

3.2.2 Fonte de alimentação

O projeto, a princípio, usaria uma bateria autônoma, de forma a ganhar mobilidade em determinadas aplicações, mas optou-se pelo uso de uma fonte de alimentação pois, o fato de alguns circuitos serem alimentados por fonte dupla, haveria necessidade de se desenvolver um circuito chaveador para transformar a tensão da bateria nos valores desejados, o que encareceria o projeto.

Partiu-se para o projeto de uma fonte de alimentação do tipo linear, com três saídas: $5[V_{cc}]$, $+12[V_{cc}]$ e $-12[V_{cc}]$. O circuito é convencional usando para a estabilização das tensões de saída três circuitos integrados de saída fixa. A figura 15 ilustra o esquema adotado.

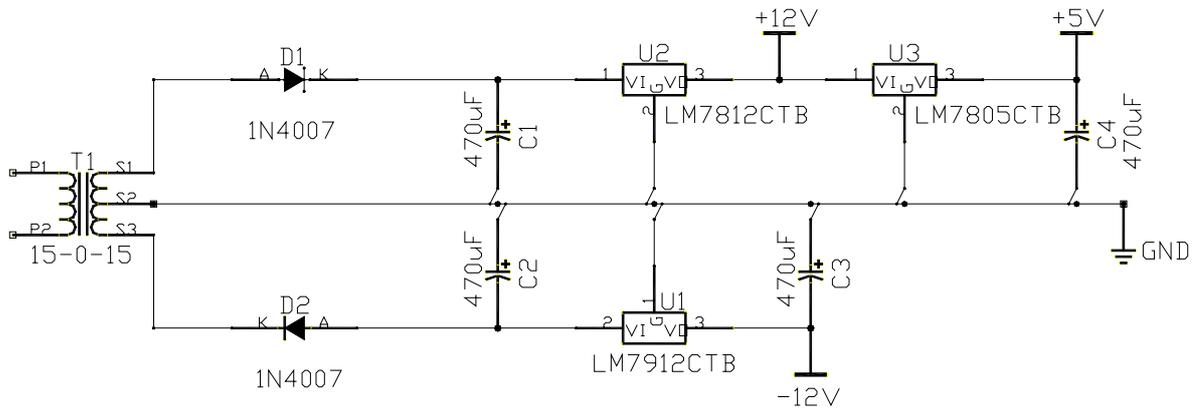


Figura 15 – Esquema elétrico da Fonte de Alimentação.

A capacidade da fonte depende do transformador adotado. Nesse caso foi usado um transformador de 15 [Vac]+15 [Vac] – 500 [mA]. Com o objetivo de se reduzir o ruído induzido, optou-se por colocar o transformador fora da caixa do monitor.

O secundário do transformador, composto de dois enrolamentos com derivação central (“center-tap”), tem suas tensões retificadas e filtradas, obtendo-se uma tensão positiva e outra negativa em relação centro, o qual é referenciado como terra (GND). Estas tensões são aplicadas a reguladores LM7812 e LM7912, para tensão positiva e negativa respectivamente. Na saída do LM7812 foi colocado um outro CI, o LM7805 para obtermos uma tensão de 5[Vcc]. A rejeição de “ripple” já seria suficiente com os CI’s adotados, mas foi melhorada essa filtragem com o uso de capacitores externos.

3.2.3 Condicionador de sinais

O condicionador de sinais é a parte principal do monitor. Este circuito é o responsável pelo tratamento e amplificação do sinal de entrada, não podendo, entretanto, distorcer a forma do sinal coletado. Para tanto, é necessário que o circuito apresente uma grande impedância na entrada, o que é conseguido com o uso de amplificadores operacionais.

O circuito possui três componentes principais (Circuitos Integrados), com funções específicas – como ilustrado na figura 19:

- O circuito amplificador e integrador (LM324) da National – que é um C.I. composto de quatro amplificadores operacionais;
- O circuito do filtro (UAF42) da Texas – que é um componente eletrônico dedicado para soluções de filtragem;
- O circuito conversor RMS (AD736) da Analog Devices – que é um C.I. com função “True RMS”;

Após a amplificação, o sinal é filtrado (CI UAF42), em uma configuração passa-baixa, com frequência de corte de 1 [kHz]. Esse sinal filtrado é injetado no conversor “true RMS” (AD736), que converte o sinal original num sinal DC proporcional ao valor eficaz da forma de onda, o qual é enviado ao display digital.

Pode-se observar que após a amplificação retirou-se uma amostra do sinal, que é enviado para o conector de saída (aceleração) e também para o circuito integrador, de onde se obtém o sinal da velocidade.

3.2.3.1 Circuito amplificador e integrador

Seguindo-se o diagrama da figura 19, o sinal que vem do sensor MEMS, entra no CI LM324 que faz a amplificação.

O amplificador escolhido foi do tipo não-inversor, que é o mais indicado para uso em instrumentação, com ganho máximo em torno de 10 (ajustável). Foi utilizado este circuito integrado, que possui quatro amplificadores conforme ilustrado na figura 16. Outra característica interessante deste componente é a sua capacidade de ser alimentado por uma fonte de alimentação simples.

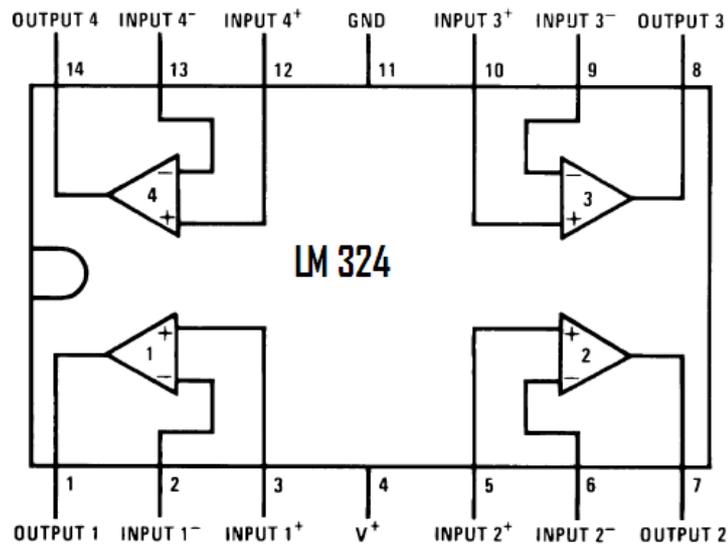


Figura 16 – LM324 – Circuito Integrado com 4 amplificadores operacionais [National].

No projeto foi utilizado um dos operacionais para a amplificação e outro para o integrador, cujo circuito está ilustrado na figura 18. Uma vantagem deste componente é a capacidade de operação com fonte simples – foi usada a fonte de 5 [Vcc]. Nessa configuração temos a fase da saída igual à fase da entrada. Um seguidor de emissor se aproxima destas especificações, mas podemos usar um amplificador operacional na configuração da figura 17, onde o sinal não inversor é utilizado para a entrada, enquanto o terminal inversor é utilizado para a realimentação de tensão.

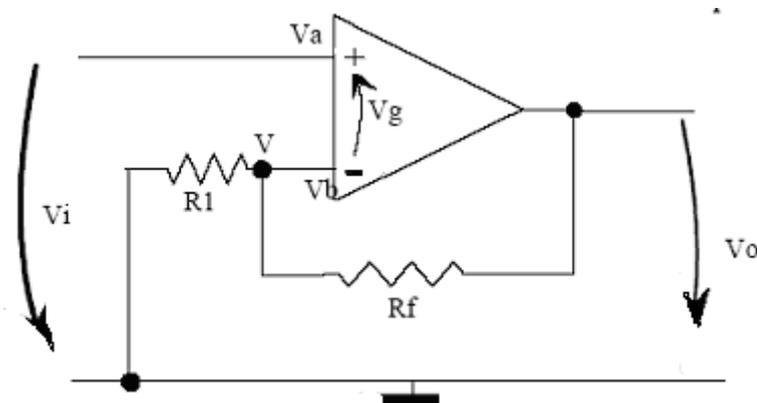


Figura 17 – Amplificador operacional em montagem não-inversora

A configuração não inversora é a indicada para o tipo de utilização proposto.

Nessa configuração temos:

$$V_i = R_1 / (R_1 + R_f) \cdot V_o \quad (6)$$

Portanto, o ganho é:

$$A_v = V_o / V_i = R_1 + R_f / R_1 \quad (7)$$

Percebe-se assim que o ganho em malha fechada é sempre maior do que a unidade. Se R_1 é infinito e/ou $R_f = 0$, temos um seguidor de tensão ($A_v = 1$).

Optou-se para R_1 um valor de 100 [k Ω] e para R_f um valor variável de 1 [M Ω], ou seja, como foi mencionado, pode-se variar o ganho na saída de 1 a 11. Nos ensaios realizados, o ganho foi ajustado entre 1 e 5. O amplificador mostrou-se estável, sem auto-oscilações e, para os níveis de entrada usados, não houve saturação no sinal de saída.

Para o circuito integrador o circuito adotado está apresentado na figura 18. Em função dos valores esperados de frequência para os sinais de entrada, adotou-se para o capacitor um valor de 0,01 [μ F] e, para o resistor um valor de 100 [K Ω]. Como essa frequência pode ser variável, é indicado aqui o uso de um trimpot ou de um potenciômetro para ajuste externo. Não foi usado esse resistor variável no protótipo.

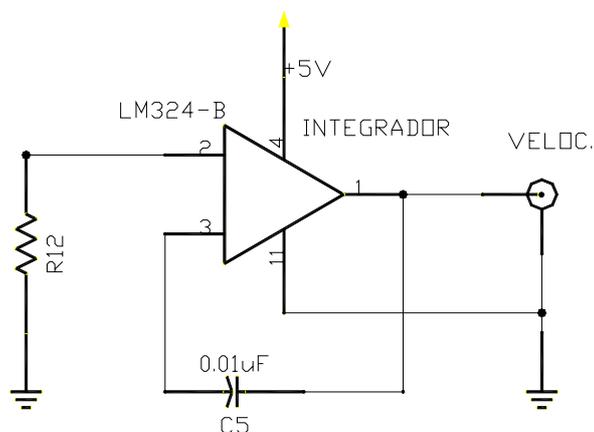


Figura 18 – Circuito do integrador.

Na figura 19 está ilustrado o circuito completo do condicionador.

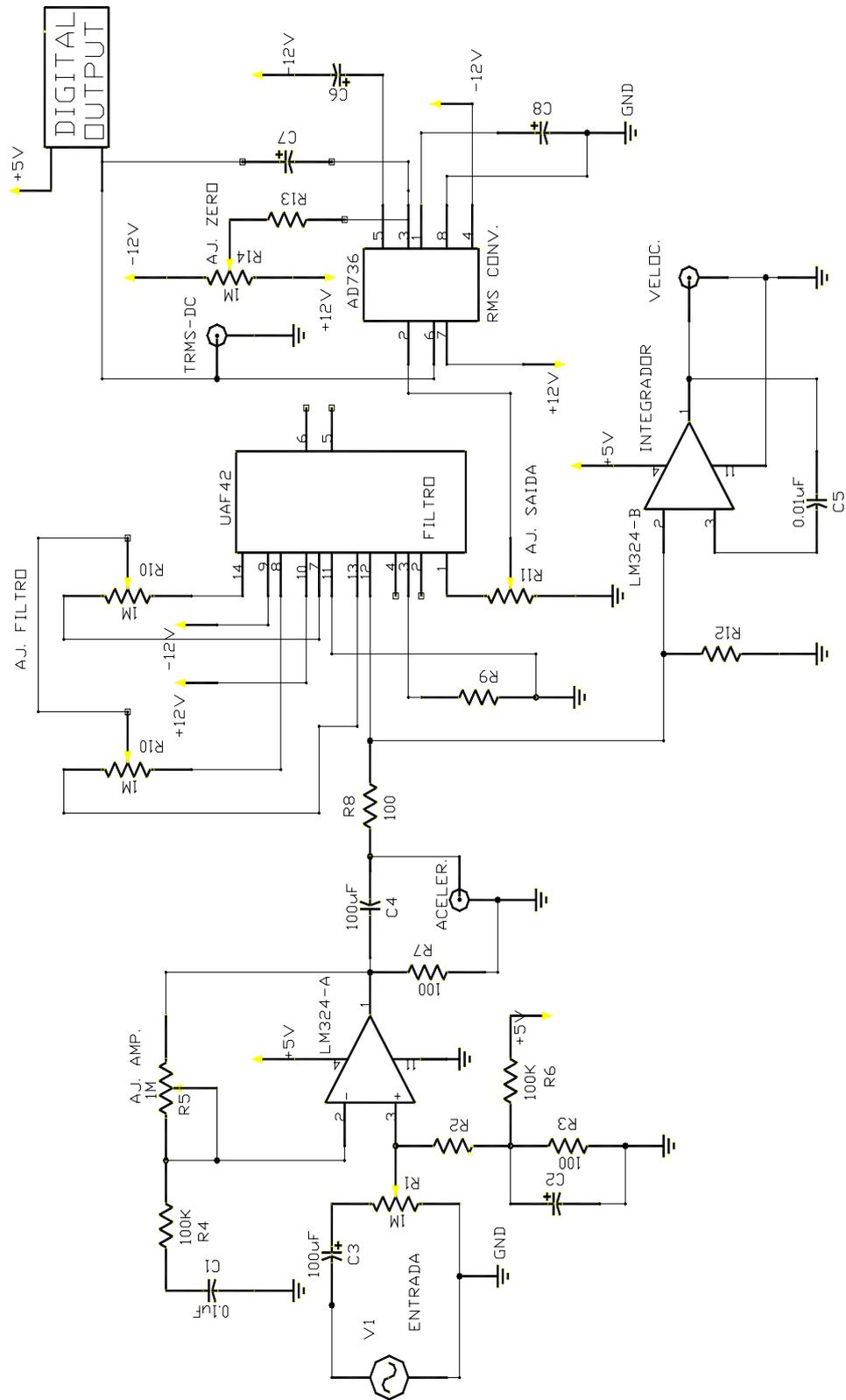


Figura 19 – Circuito completo do condicionador de sinais.

3.2.3.2 Circuito filtro

Um dos pontos críticos no projeto foi a escolha do filtro a ser adotado, pois este circuito pode afetar de maneira negativa, distorcendo o sinal de entrada. Após um estudo prévio, foram testados vários componentes e configurações. Foi escolhido o UAF42 (figura 20), que é um componente da BURR-BROWN. É um CI desenvolvido para aplicação onde se deseja uma filtragem ativa com o uso de poucos componentes externos. O fabricante disponibiliza o uso de um software específico (Filter-ProTM), que facilita muito o projeto.

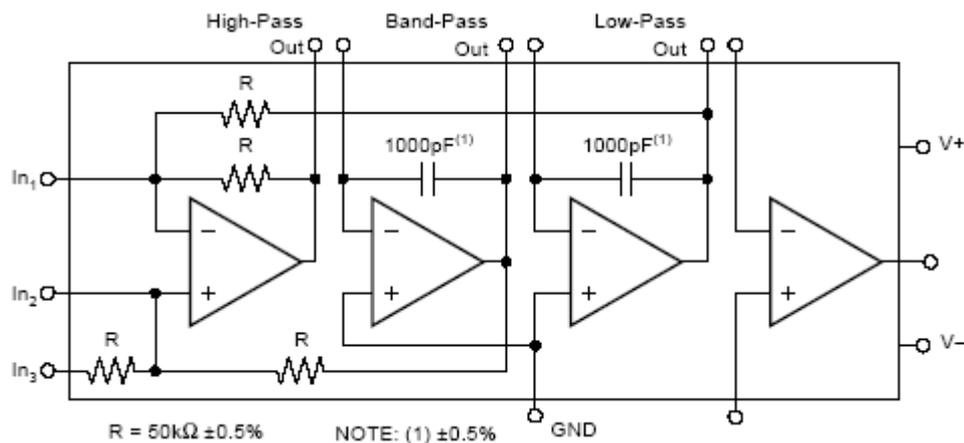


Figura 20 – UAF42 – Esquema interno – [Burr-Brown].

A maior vantagem deste componente é a possibilidade de se implementar várias topologias de filtros, com grande flexibilidade e poucos componentes. É possível escolher entre tipos Butterworth, Chebyshev ou Bessel. É possível também se determinar a ordem, o tipo de filtro (passa-baixa, passa-faixa ou passa-alta), além de outros parâmetros.

Optou-se pela possibilidade de se variar a frequência de corte, o que se confirmou muito útil na prática. Pelas características descritas a seguir, foi escolhido o filtro tipo Butterworth de segunda ordem, passa-baixas com frequência de corte variável entre 50 [Hz] a 1000 [Hz].

O filtro tipo Butterworth tem as seguintes características:

- A resposta em amplitude na banda-passante é muito plana;
- A resposta em sinal pulsante é melhor do que o tipo Chebyshev;
- A taxa de atenuação é melhor do que a do tipo Bessel;

No resultado apresentado pelo software verifica-se que não houve necessidade de capacitores no circuito, tornando-o muito simples.

Com a decisão de torná-lo variável, foi colocado um potenciômetro duplo, linear, com o valor de 1 [M Ω], do lado externo. Esse potenciômetro substitui os resistores RF1 e RF2 na topologia PP3, como ilustrado na figura 21 [Burr-Brown].

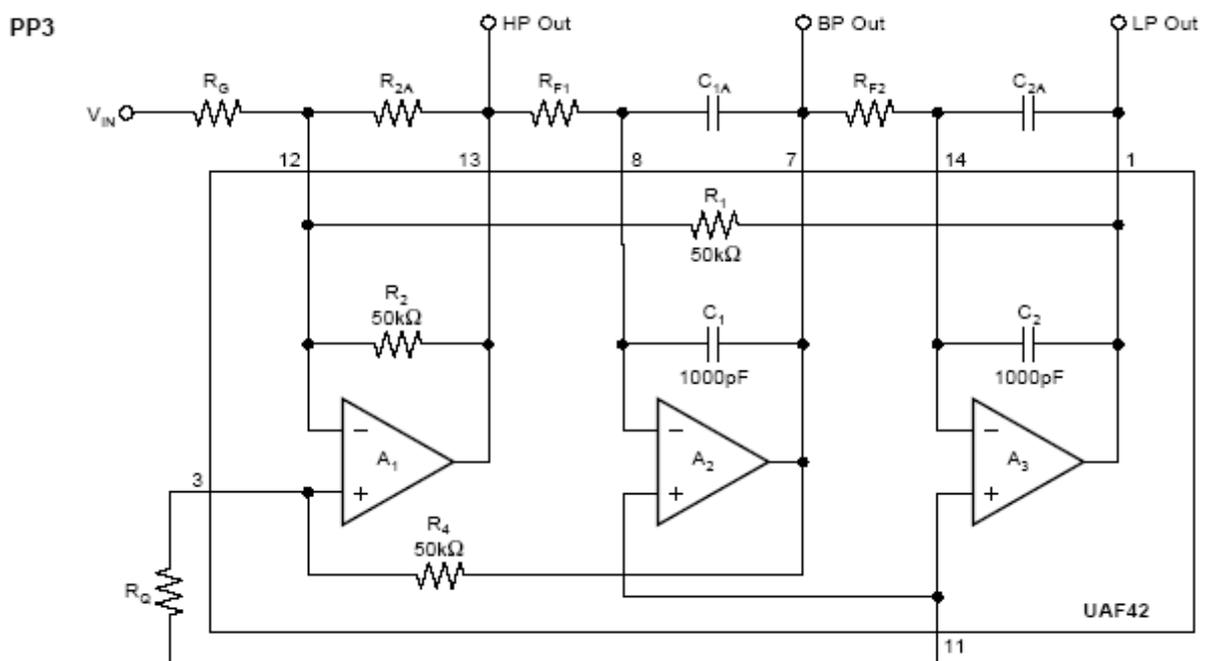


Figura 21 – Esquema elétrico da topologia PP3 – [Burr-Brown].

Nas figuras 22, 23, 24 e 25, tem-se as telas do aplicativo, desde o início do projeto. Pode-se observar a praticidade do uso desse software, pelos resultados obtidos, que foram muito precisos e rápidos. A ferramenta é usada juntamente com um “Bulletin” do fabricante, onde se tem os diversos tipos de configurações possíveis.

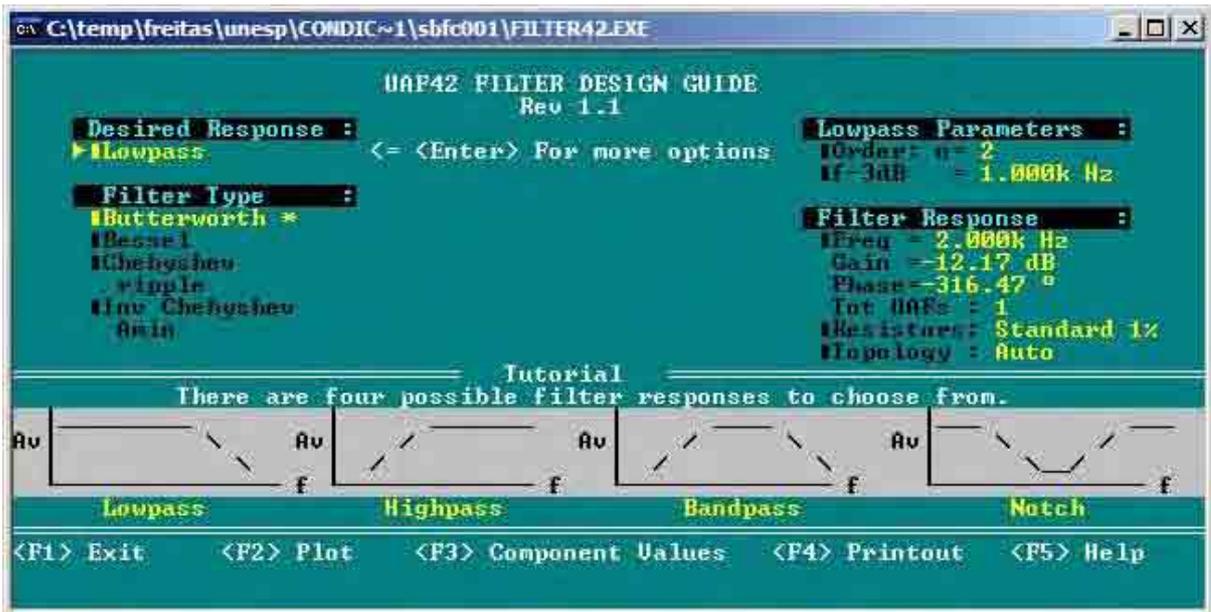


Figura 22 – Tela do software Filter-Pro™ onde é selecionado o tipo de filtro.

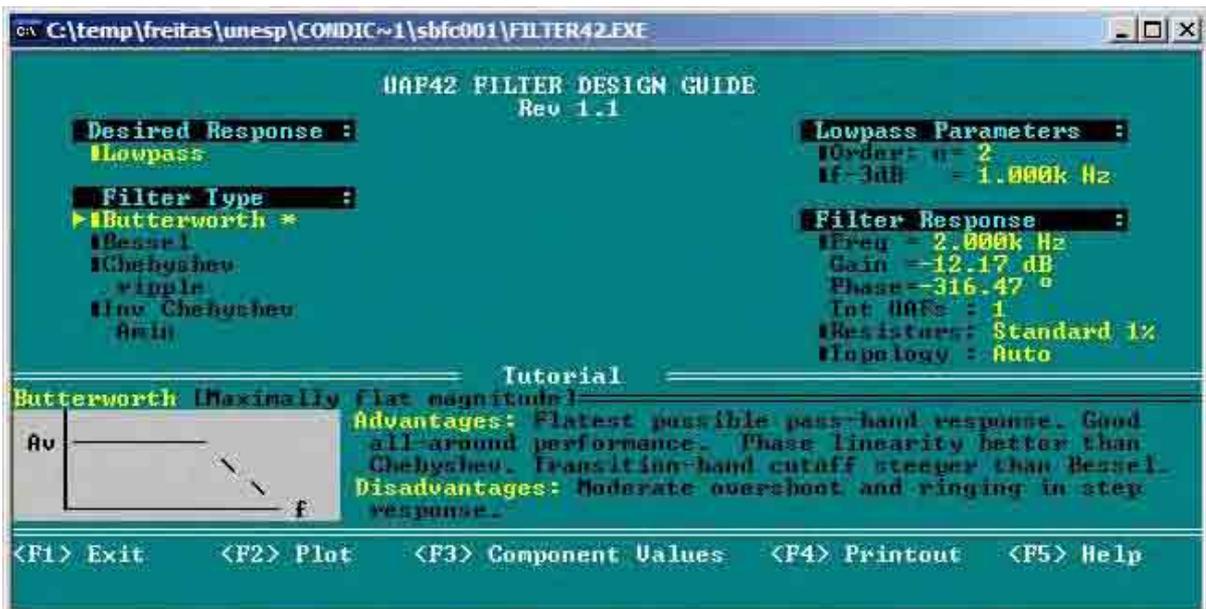


Figura 23 – Tela do software Filter-Pro™ – onde são escolhidas as características

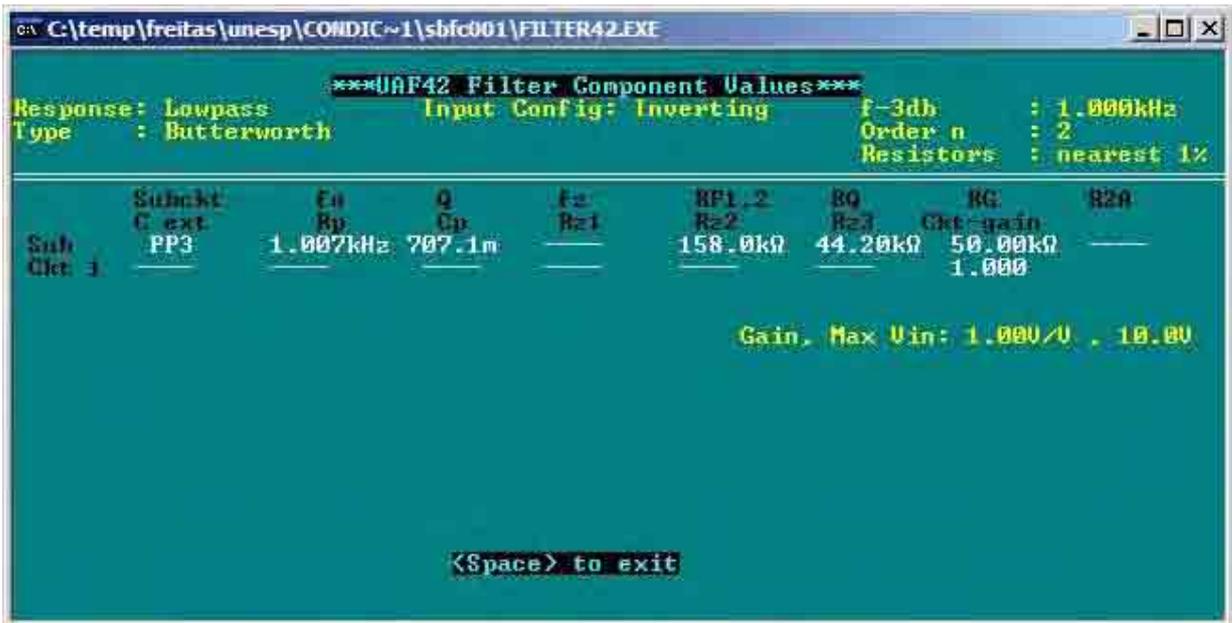


Figura 24 – Tela do software Filter-Pro™ – onde são vistos os valores dos componentes



Figura 25 – Filter-Pro™ – tela final mostrando detalhes do projeto [Burr-Brown].

Primeiro foi definido o tipo de filtro e a frequência de corte, em seguida outras características como a ordem. Após o uso do software, aplicamos o resultado obtido no Application Bulletin – “Filter design program for the UAF42 universal active filter” do fabricante [Burr-Brown].

3.2.3.3 Circuito conversor RMS

Outro circuito com função específica, no condicionador, é o conversor RMS, tarefa que é desempenhada pelo C.I. AD736, da ADI.

No projeto foi utilizado um conversor RMS, visto que no monitoramento aplicado a manutenção preditiva a indicação do valor global (valor RMS) é um dos parâmetros requeridos por norma. No indicador de painel (display) do sistema desenvolvido é apresentado um valor numérico relacionado com o nível de aceleração. Para tanto é necessário um meio de se converter este sinal para o seu real valor em RMS, que é o valor eficaz da forma de onda [AN-268-ADI] .

Os primeiros multímetros usavam um simples retificador e um circuito de média para medição AC. Estes aparelhos eram então calibrados para ler o valor RMS, mas isso só era válido para uma onda de formato senoidal.

Por outro lado, um conversor RMS pode medir o valor real, independentemente da forma de onda. Isso tornou-se ainda mais evidente nesse projeto, onde observou-se formas de onda de diferentes tipos [AN-268-ADI].

Esses sinais diferem quanto ao fator de crista, que é definido como a razão entre a amplitude do sinal de pico e a amplitude RMS, ou seja:

$$F_c = V_p / V_{RMS} \quad (8)$$

Algumas formas de onda, como a senoidal ou a triangular tem valor de crista relativamente baixo (≤ 2). Outras formas de onda como trem de pulso, ou as geradas por SCR, tem alto valor de crista. A grande vantagem de usar um C.I. deste tipo é a capacidade que eles possuem de converter sinais com variados fatores de crista [AN-268-ADI].

Simplificando, a definição do valor eficaz (valor médio quadrático) de uma forma de onda qualquer é:

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \quad (9)$$

Onde V_{RMS} é o valor da tensão em RMS, T é a duração da medição (amostra do sinal) e $V(t)$ é a tensão instantânea, uma função do tempo, mas não necessariamente periódica. Elevando ao quadrado ambos os lados da equação tem-se:

$$V_{\text{RMS}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt \quad (10)$$

A integral pode ser aproximada com a média:

$$\text{Avg}[V(t)]^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt \quad (11)$$

Logo, a equação (9) pode ser simplificada para:

$$V_{\text{RMS}}^2 = \text{Avg}[V^2(t)] \quad (12)$$

Dividindo-se ambos os lados por V_{RMS} :

$$V_{\text{RMS}} = \text{Avg}[V^2(t)] / V_{\text{RMS}} \quad (13)$$

Esta expressão é a base para a solução implícita do valor V_{RMS} e é a técnica adotada pela ADI na sua linha de conversores.

De acordo com Bob Clarke, Mark Fazio e Dave Scott, [AN-268-ADI], o método implícito é preferível ao método explícito, por conseguir converter os sinais numa gama dinâmica maior.

A figura 26, mostra um circuito conversor qualquer, que faz a conversão da tensão de entrada para um valor RMS, como indicado na equação (13).

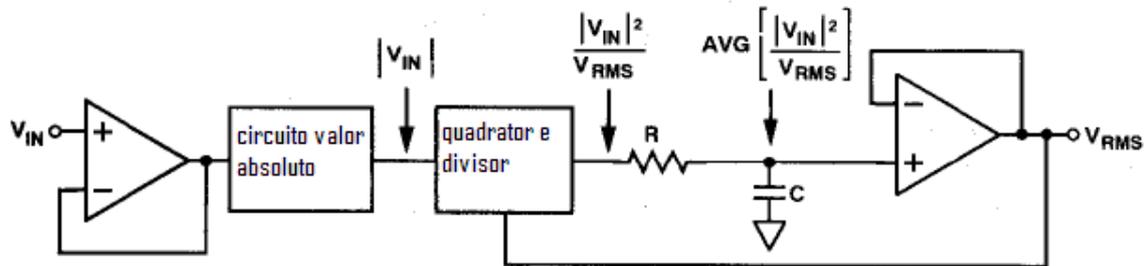


Figura 26 – Diagrama de blocos que mostra o método implícito.

Nota-se um buffer de entrada, que pode ser usado ou não, dependendo da impedância do sinal a ser trabalhado.

Em seguida temos o circuito de valor absoluto, que nada mais é do que um retificador de onda completa de precisão. Na sua saída tem-se um circuito que quadra o sinal e o divide. Esse circuito, de forma analógica, quadra o sinal depois o divide pelo sinal de saída, que é a média do sinal de saída do circuito que quadra. Fazendo um ciclo de retorno do sinal nesse divisor, tem-se a solução da equação 13 resolvida continuamente [AN-268-ADI].

Na figura 27 tem-se o diagrama interno do AD736, que ajuda a entender o seu funcionamento e se fazer um paralelo com o conversor universal.

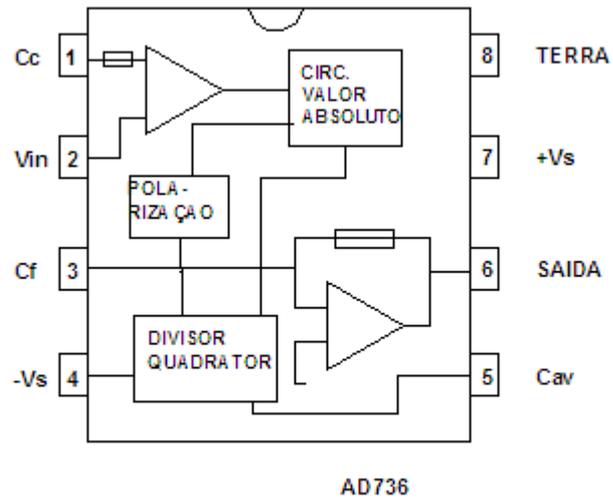


Figura 27 – Diagrama de blocos simplificado do AD736 – [ADI].

A figura 28 mostra o mesmo diagrama, mas com a adição do capacitor de média (C_{AV}) e de filtro (C_F).

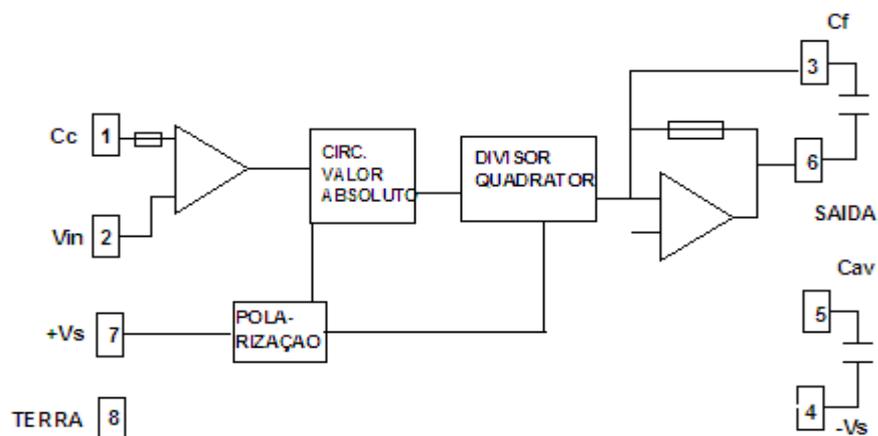


Figura 28 – Diagrama interno do AD736, redesenhado [AN-268-ADI].

A entrada é através de um amplificador operacional tipo FET, na configuração ganho unitário [AN-268-ADI]. Este amplificador possibilita termos uma entrada de baixa impedância (pino 1) e uma amplificada (pino 2), o que aumenta a gama dinâmica do sinal a ser medido. O pino 2, também é capaz de ser usado com um atenuador de impedância (que foi o escolhido no projeto).

A saída desse amplificador alimenta um retificador de onda completa, que por sua vez alimenta o circuito que divide e que quadra. Na saída desse circuito tem-se um nó com um amplificador operacional na configuração inversora, ligado como um conversor corrente-tensão. O pino 3 dá acesso a esse nó para conectar-se um capacitor de filtro (C_f) em paralelo com o resistor de realimentação para formar um filtro passa baixo de um pólo. Deve-se ter cuidado na escolha do capacitor de média (C_{av}), o qual mantém o sinal retificado durante o cálculo RMS, já que essa escolha afeta diretamente a precisão das medições, principalmente em baixas frequências. Como regra, o fabricante diz que quanto mais alto o valor desse componente menor o erro. No presente projeto foi usado um capacitor de 10 [μ F].

Entende-se, portanto, que quanto menor a amplitude do sinal na entrada, melhor para a performance do circuito, devido ao aumento da média. Mas, em contraposição, aumenta o tempo de espera entre as medições porque o capacitor demora mais para descarregar. Portanto, deve-se fazer um julgamento entre a precisão requerida e o tempo de amostragem. Existem outras considerações que podem ser feitas, como por exemplo análise do ripple, erro DC, etc.

Na tabela 2 são mostrados os valores indicados pelo fabricante para o C_{av} e o C_f , para um sinal de entrada genérico, entretanto, quando houver necessidade de se aplicar o componente em sinais de características específicas outros valores serão indicados.

Tabela 2 – Valores práticos para Cav e Cf

Aplicação	RMS Nível de entrada	Corte em baixa frequência	Max. Valor de crista	Cav	Cf	Valor do período de leitura 1%
Sinais variados	0[V]-1[V]	20[Hz]	5	150[μ F]	10[μ F]	360[mS]
		200[Hz]	5	15[μ F]	1[μ F]	36[mS]
	0-200[mV]	20[Hz]	5	33[μ F]	10[μ F]	360[mS]
		200[Hz]	5	3,3[μ F]	1[μ F]	36[mS]

3.2.4 Instrumento digital

O instrumento digital selecionado é um voltímetro de painel do tipo LCD, de 3 1/2 dígitos, mod. SP400, da LASCAR. É um conversor analógico/digital de grande precisão e baixo consumo. O diagrama interno pode ser visto na figura 29.

Injeta-se o sinal no pino INH, colocando o pino INL no terra comum. Alimenta-se o instrumento com +5 [Vcc], sendo que não foi usado o pino DP3, que indica o ponto na escala.

Esse milivoltímetro tem fundo de escala de 200 [mVcc]. Para sinais maiores, deve-se usar um divisor resistivo.

Para se zerar o instrumento, ele possui um “trimpot” que, uma vez ajustado, não deve ser alterado.

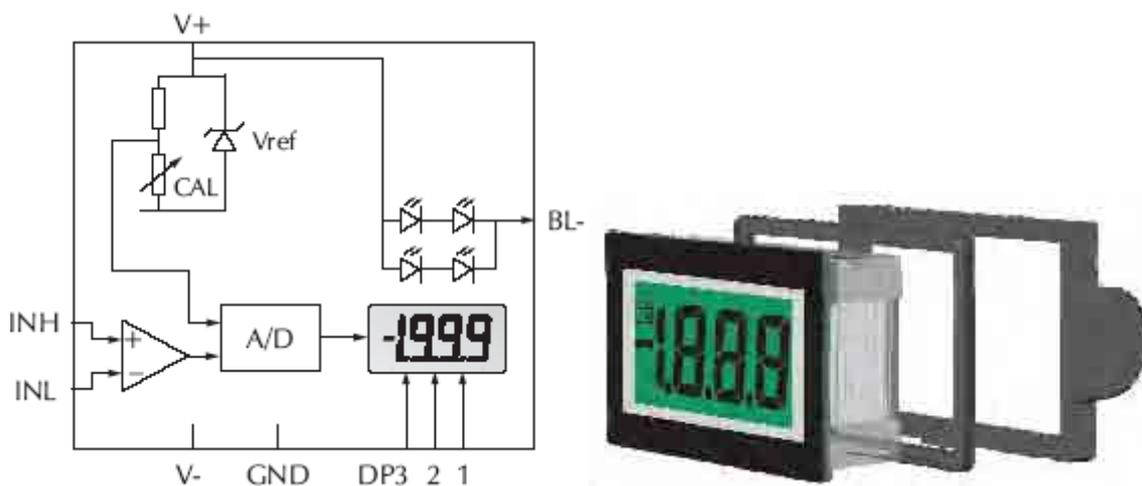


Figura 29 – Diagrama interno e desenho do voltímetro SP400 – [LASCAR]

3.3 Considerações sobre ruído

O mais importante em aquisição de dados é a capacidade do sistema de filtrar o sinal desejado. Basicamente, temos dois tipos importantes de ruídos: o irradiado e o conduzido.

O ruído irradiado é o que chega ao aparelho através da propagação no espaço livre, enquanto que o conduzido é aquele que chega através de cabos externos, de conectores, etc. Não vimos necessidade de usar caixa metálica no protótipo, para uso no laboratório mas, para um ambiente mais ruidoso, pode ser uma melhoria a ser implementada.

Outro termo a ser definido é a compatibilidade eletromagnética, que é a capacidade do equipamento em operar no ambiente eletromagnético desejado dentro de uma margem de segurança previamente definida, com as características definidas em projeto, sem interferir e sem ser interferido. O medidor, por ser analógico e com sinais de baixa potência, não gera nenhum tipo de interferência em outros equipamentos.

Logicamente, num caso prático de aplicação, o equipamento deverá suportar ambientes com diferentes níveis de interferência eletromagnética, o que torna necessário alguns testes para assegurar esta compatibilidade eletromagnética. O que se

fez foi aplicar algumas ações conhecidas para a diminuição do problema, tais como, reduzir comprimentos de fios internos ao aparelho, colocação de um único ponto de terra como referência geral, cabos blindados para o sensor, capacitores diversos para filtragem nos circuitos e separação física do transformador da fonte de alimentação.

Notou-se, nos testes feitos, alguma influência de campos externos, principalmente os 60 [Hz] da rede. O filtro variável do condicionador foi útil na eliminação de algumas interferências de frequências maiores, provavelmente oriundas do conversor chaveado de frequência variável que alimentava o motor sob monitoramento.

3.4 Montagem do protótipo

Na montagem do protótipo, optou-se por desenhar uma placa de circuito impresso, de forma a se evitar o uso de placa padrão que poderia acarretar erros e problemas diversos, como por exemplo, ruído.

Até finalizar a configuração do circuito, houve muito trabalho em bancada com o uso de placa universal (placa de protótipos). Foram feitos vários testes, com diversos componentes, até chegar-se a uma configuração aceitável. Principalmente na parte de filtragem e no conversor True RMS, foram usados vários componentes existentes no mercado, alguns com soluções inovadoras, como por exemplo, filtragem com chaveamento de capacitor.

Com relação ao filtro passa-baixa ativo, como comentado no item 3.2.3.2., usou-se alguns tipos e configurações de amplificadores operacionais, além de circuitos integrados dedicados, mas sempre os resultados foram insatisfatórios, até se obter o resultado desejado com o circuito final. Na figura 30, observa-se o desenho da placa de circuito impresso final e, na figura 31, uma foto dela pronta.

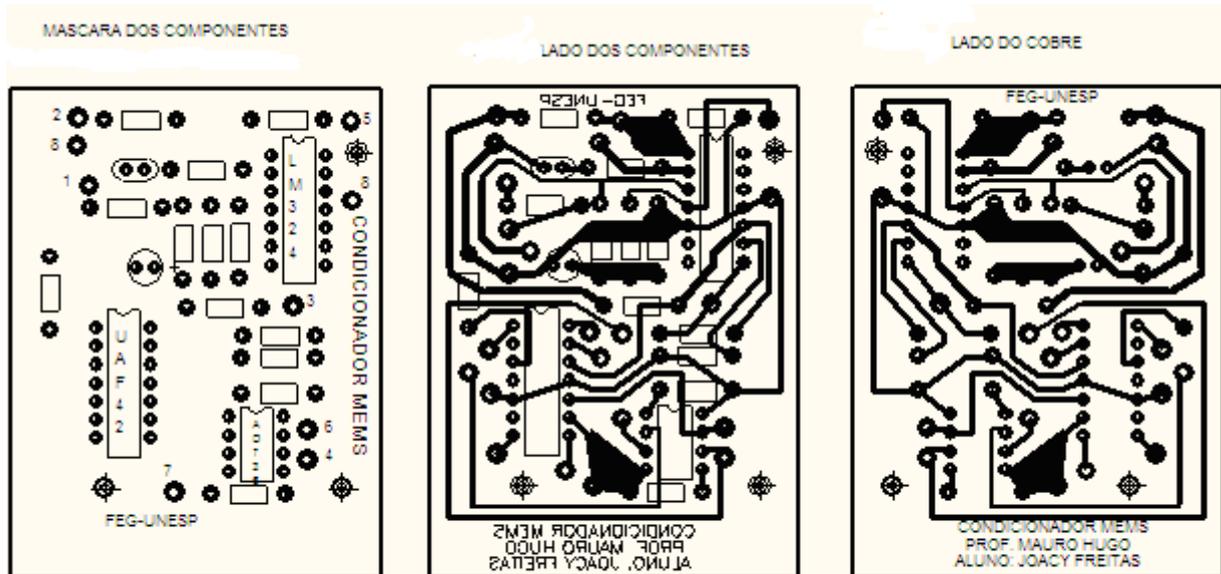


Figura 30 – Desenho da placa de circuito impresso – 50mmX65mm.

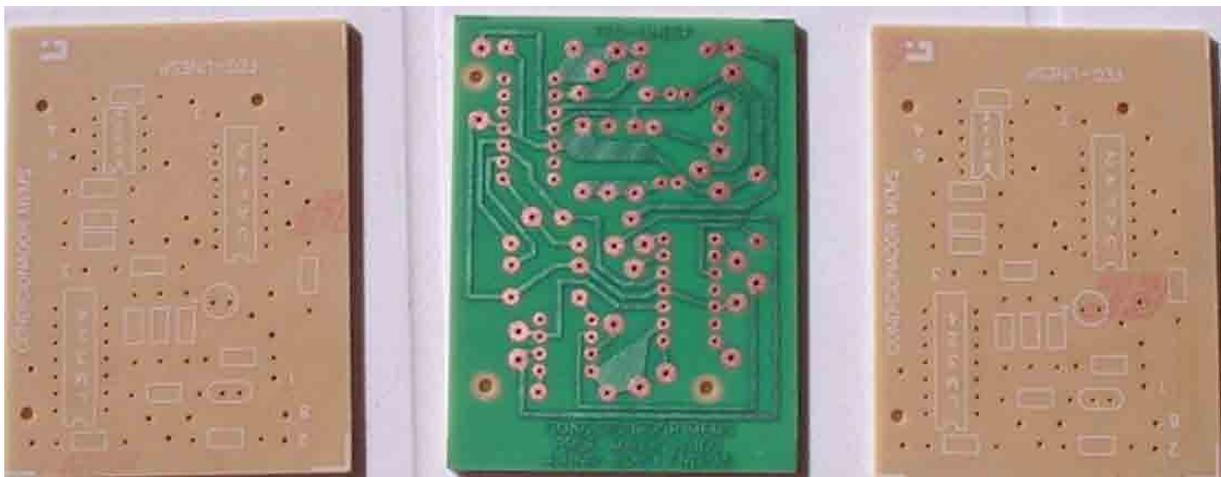


Figura 31 – Foto da placa de circuito impresso pronta.

Para alojar o protótipo fez-se uma avaliação das caixas disponíveis comercialmente e optou-se por uma caixa plástica padrão, de dimensão 110[mm] X 70[mm] X 30[mm] (AxLxP), para abrigar o condicionador.

Para o transformador da fonte usou-se uma caixa de 85[mm] X 68[mm] X 40[mm] (AxLxP). A segregação do transformador do resto do sistema se mostrou importante para a diminuição dos ruídos conduzidos.

Para o sensor usou-se uma caixa plástica de dimensão 55[mm] X 50[mm] X 20[mm] (AxLxP). A opção de usar a caixa plástica foi devido a vantagens como o peso, a facilidade de manuseio/adaptação, além de, no modelo utilizado, ter um conector embutido, tipo RJ45, o que torna a operação do equipamento mais prática.

Pode-se ver na figura 32, uma foto mostrando a caixa plástica onde está alojado o sensor. A placa foi colocada de forma que o lado sem componentes ficasse faceando a base da caixa, e então foi aplicado cola quente para fixação.

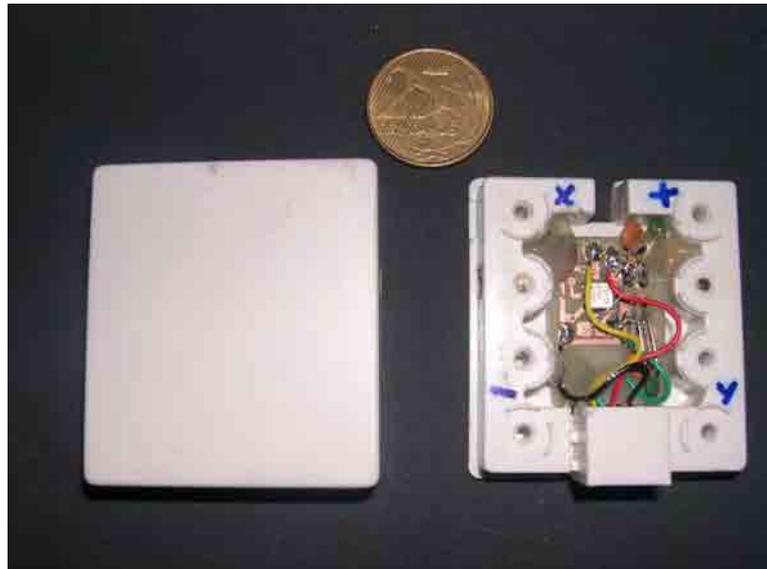


Figura 32 – Caixa do Sensor com a placa alojada

O condicionador foi montado na tampa da caixa, o que facilitou a fixação. Junto com a placa de circuito impresso do condicionador, colocou-se a placa da fonte de alimentação. Após os testes, verificou-se que os semicondutores da fonte não necessitavam de dissipadores de calor. O voltímetro de painel ficou disposto numa posição central e as conexões para saída dos sinais de aceleração e velocidade foram fixadas lateralmente.

A chave lateral, responsável pela seleção do eixo a ser medido (X ou Y), foi testada nos testes preliminares. Posteriormente foi trocado o cabo de interligação do sensor com o condicionador para um de menor seção, de três veias, do tipo 3 X 26 [AWG], blindado, com um peso menor.

Outro ponto importante foi os modos de fixação do sensor na carcaça da máquina a ser monitorada. Essa fixação é fundamental para a correta medição dos sinais, dado que, se houver folgas ou inclinações na montagem, provavelmente teremos sinais espúrios mesclados com o sinal a ser medido. Primeiramente foi usado um ímã, depois se testou o uso de uma placa metálica e, por fim, foi colocado um parafuso engastado que se mostrou mais funcional.

A placa de circuito impresso do sensor foi fixada com cola quente na caixa, sendo que os componentes foram soldados do lado do cobre para que se conseguisse um perfeito faceamento da placa (lado sem cobre) no fundo da caixa, pois desse correto posicionamento relativo é que dependerá a medição.

Outra mudança que ocorreu foi a retirada de vários conectores entre as placas. Esses conectores, apesar de práticos na montagem/desmontagem, mostraram ser mais um ponto sensível para geração de ruído, do tipo induzido. Com o objetivo de minimizar este problema, optou-se pela retirada quase total desses conectores além do encurtamento dos fios de ligação entre as placas. Com o uso de solda, conseguiu-se um melhor contato e a conseqüente melhoria no nível da interferência induzida.

CAPÍTULO 4

CALIBRAÇÃO E ENSAIOS DO MONITOR DE SINAIS

4.1 Introdução

Nesta etapa são apresentados os procedimentos de calibração e operação do monitor de sinais desenvolvido. Para verificar o desempenho do sistema com relação à precisão, linearidade e repetibilidade dos dados medidos, ensaios foram realizados em um laboratório credenciado pelo INMETRO e no Laboratório de Mecatrônica do Departamento de Mecânica da Faculdade de Engenharia da UNESP/Guaratinguetá.

4.2 Procedimentos de calibração

O monitor foi desenvolvido de modo a indicar quando calibrado um valor RMS proporcional ao sinal da entrada. É importante notar que o conversor RMS consiste de um circuito Integrado AD736 que apresenta como característica um limite máximo de tensão de entrada da ordem de 200 [mVp-p].

Para estabelecer a metodologia de calibração do equipamento foram consideradas três possibilidades, conforme descrito nos itens 4.2.1, 4.2.2 e 4.2.3.

Dentre os processos descritos, foram adotados o 4.2.2, que foi realizado no laboratório da UNESP/Guaratinguetá, e o 4.2.3, que foi realizado na empresa Metrologia 9000 Ltda.

4.2.1 Calibração por comparação

Neste processo a calibração é efetuada com um outro aparelho padrão, que esteja reconhecidamente calibrado. O procedimento consiste em instalar o segundo equipamento em paralelo de modo a coletar os dados de um único sensor e através de comparação avaliar o desempenho do monitor que está sendo calibrado.

4.2.2 Calibração através de um excitador padrão

Neste processo um excitador eletrodinâmico que gera um sinal senoidal padrão de nível de aceleração de 1[g] a uma frequência de 1000 [rad/s] (159,16 [Hz]) é utilizado para excitar o sensor.

4.2.3 Calibração através da aplicação de um sinal elétrico padrão

Neste processo um sinal elétrico padrão gerado por equipamentos calibrados foi injetado na entrada do condicionador.

4.3 Ensaios realizados

Foram feitos ensaios no laboratório da empresa Metrologia 9000 Ltda. de São José dos Campos/SP, com o objetivo de se testar e calibrar o monitor eletronicamente.

Os testes com sinais eletrodinâmicos e em bancada com motor foram realizados no laboratório de mecatrônica da FEG, com o objetivo de se testar a linearidade e a repetibilidade da indicação do monitor.

4.3.1 Ensaio com sinais elétricos

O primeiro ensaio realizado foi feito com o objetivo de se verificar as reações do circuito de conversão RMS quando submetido a formas de onda diferentes com frequências e amplitudes diversas. Para tanto, aplicou-se três tipos padrões de forma de onda, em três níveis de tensões e com duas frequências diferentes, perfazendo um total de 18 medições. Utilizou-se nesse processo a instrumentação da empresa Metrologia 9000 Ltda, que possui uma vasta gama de equipamentos.

Nesse teste notou-se que o condicionador possui fidelidade nas indicações, mostrando-se praticamente imune às diferenças entre os sinais. É possível ajustar o valor indicado no condicionador dentro de uma certa escala, através do trimpot R11. Optou-se por uma indicação de 1000 no voltímetro para um valor de 2,5 [Vp-p] na entrada. Esta amplitude, de 2,5 [Vp-p], não tem relação com o valor de tensão fornecido pelo sensor.

Foram usados os seguintes valores para o sinal injetado:

- frequências – 100 [Hz] – 500 [Hz];
- tensões aplicadas – 0,5 [Vp-p] – 1,5 [Vp-p] – 2,5 [Vp-p];
- formas de onda: dente de serra – quadrada – senoidal;

O segundo ensaio foi feito com a intenção de se calibrar o aparelho. Pela facilidade em se conseguir um sinal elétrico de razoável precisão, foi importante adotar este método (sinal padrão) na calibração do aparelho.

Seguindo-se o diagrama apresentado na figura 19, observou-se a seguinte seqüência na calibração:

- Com um gerador de sinais, injetou-se, na entrada, uma senóide de 2,5 [Vp-p]. Reduziu-se esse valor com o trimpot R1 até conseguir-se uma tensão de 0,5 [Vp-p] no pino 3 do LM324;
- Em seguida ajustou-se o trimpot R5 para ter-se na saída (pino 1 do LM324) uma tensão de 1 [Vp-p], sendo que após o filtro passa-baixa (UAF42) haverá a mesma tensão;
- Ajustou-se o trimpot R11 do conversor RMS até conseguir-se uma tensão de 200 [mVp-p] no pino 2 deste C.I. (AD736);

Esse procedimento foi repetido para as outras formas de onda e para as outras frequências. Depois foi feito o mesmo para as tensões de 0,5 [Vp-p] e 1,5 [Vp-p]. Ao todo foram 18 pontos ensaiados, relacionados nas tabelas 3, 4 e 5. O conversor AD736 mostrou-se adequado para a aplicação, obtendo-se resultados satisfatórios.

Os dois ajustes de campo, para utilização do medidor são: zerar o indicador com o trimpot R14 e o ajuste do filtro passa-baixa, através do potenciômetro externo R10. Essas regulagens foram colocadas no lado externo porque são parâmetros variáveis, que irão depender de cada instalação, em função de ruídos locais induzidos, e da frequência do sinal monitorado.

Tabela 3 - Valores indicados no monitor, para tensão de entrada de 0,5 [VRMS].

Valor RMS de referência [V]	Frequência [Hz]	FORMA DE ONDA	INDICAÇÃO
0,5	100	QUADRADA	204
0,5	100	DENTE DE SERRA	203
0,5	100	SENOIDAL	201
0,5	500	QUADRADA	205
0,5	500	DENTE DE SERRA	202
0,5	500	SENOIDAL	200

Tabela 4 - Valores indicados no monitor, para tensão de entrada de 1,5 [VRMS].

Valor RMS de referência [V]	Frequência [Hz]	FORMA DE ONDA	INDICAÇÃO
1,5	100	QUADRADA	606
1,5	100	DENTE DE SERRA	602
1,5	100	SENOIDAL	599
1,5	500	QUADRADA	605
1,5	500	DENTE DE SERRA	603
1,5	500	SENOIDAL	601

Tabela 5 - Valores indicados no monitor, para tensão de entrada de 2,5 [VRMS].

Valor RMS de referência [V]	Frequência [Hz]	FORMA DE ONDA	INDICAÇÃO
2,5	100	QUADRADA	1004
2,5	100	DENTE DE SERRA	1001
2,5	100	SENOIDAL	1002
2,5	500	QUADRADA	1002
2,5	500	DENTE DE SERRA	1001
2,5	500	SENOIDAL	1002

Na figura 33 está ilustrado um diagrama de blocos representando os principais componentes e os ajustes a serem feitos no equipamento.

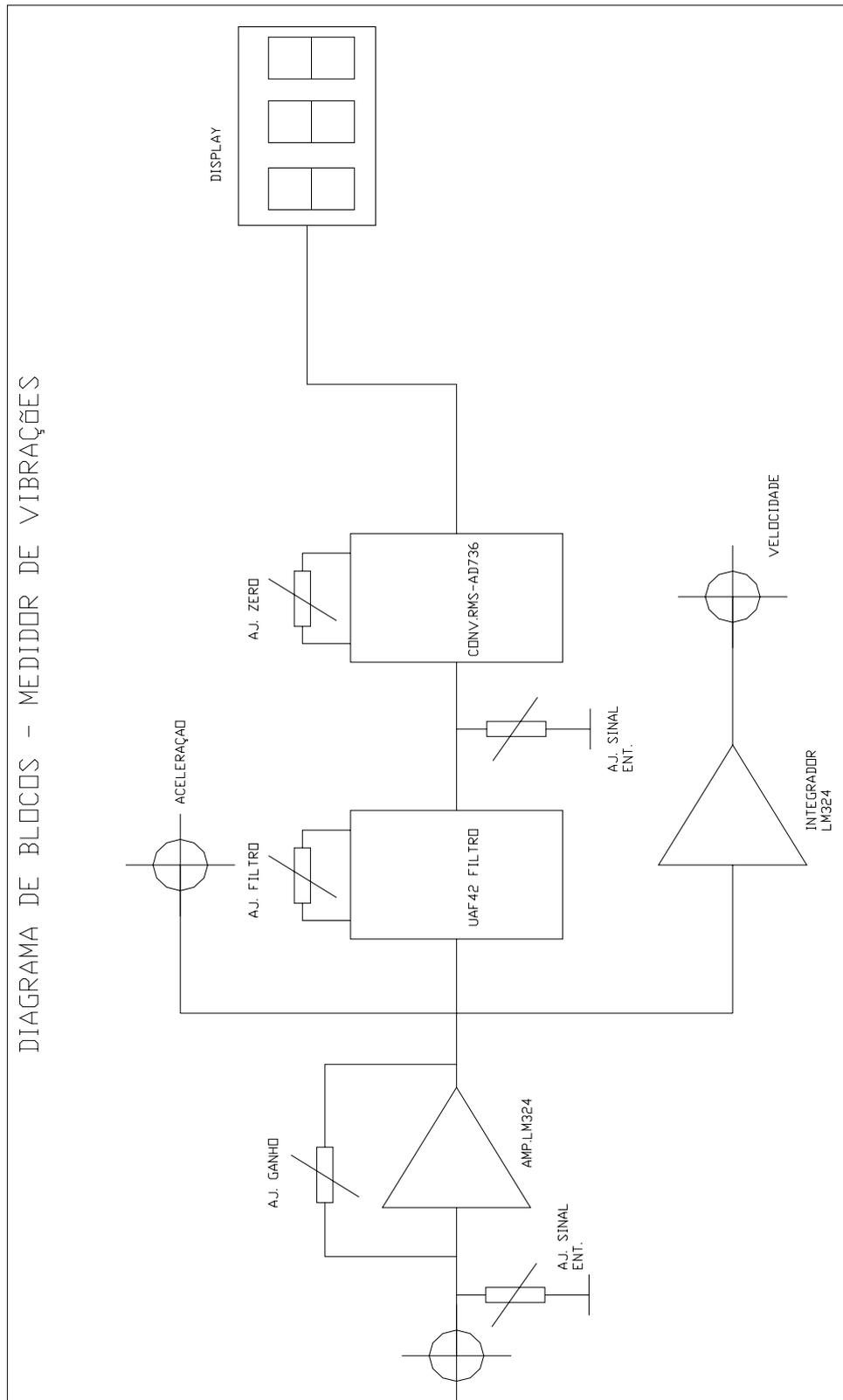


Figura 33 – Diagrama de blocos do medidor indicando os trimpot's de ajuste.

Foram usados os seguintes instrumentos, conforme ilustrado nas fotos da figura 34:

- freqüencímetro marca Keithley mod. 776;
- osciloscópio marca Goldstar mod. OS-3060 – 60 [MHz];
- gerador de sinais marca Philips mod. PM5131 – range 0,1[Hz] a 2 [MHz];
- multímetro digital de bancada marca Keithley mod. 2001 – True RMS.

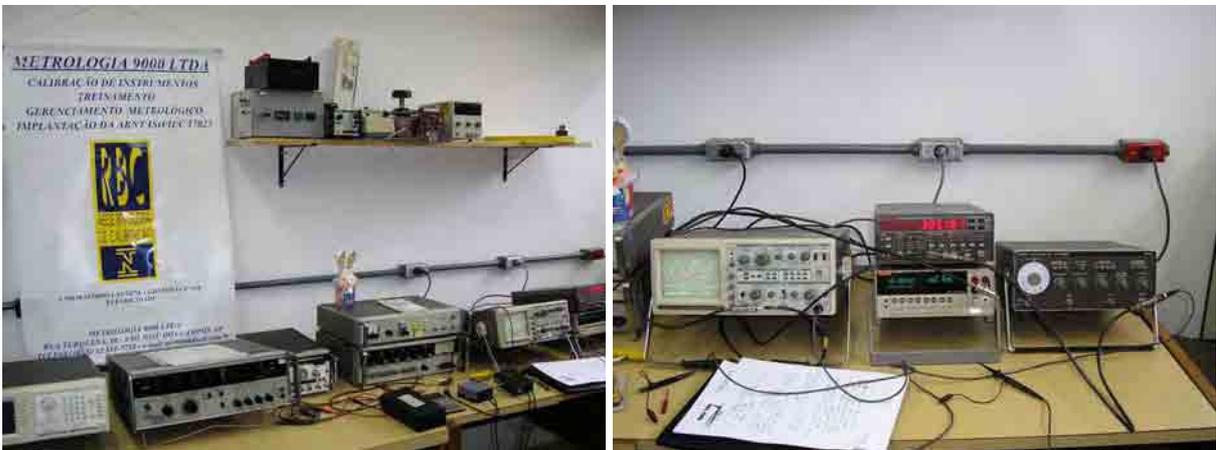


Figura 34 – Bancada de ensaio na empresa Metrologia 9000.

4.3.2 Ensaios com sinais eletrodinâmicos

Estes ensaios foram realizados nas instalações do laboratório de Mecatrônica do Departamento de Mecânica da Faculdade de Engenharia da Unesp, em Guaratinguetá/SP.

Inicialmente, para o desenvolvimento do trabalho, utilizou-se um excitador padrão para calibração de acelerômetros em campo. O excitador, da empresa Rion Company modelo VE-10 gera um sinal senoidal de 10 [m/s²]RMS na freqüência de 159,2 [Hz]. O sinal gerado pelo excitador foi aplicado ao sensor, cuja saída foi monitorada através de um osciloscópio digital Tectronix, modelo TDS-1002 de dois canais, 60 [MHz]. Para efeito de registro o sinal foi capturado pelo osciloscópio e foi

armazenado em um microcomputador, utilizando um programa específico e uma interface serial.

Na figura 35 é ilustrado o aparato utilizado no ensaio com o calibrador dinâmico.

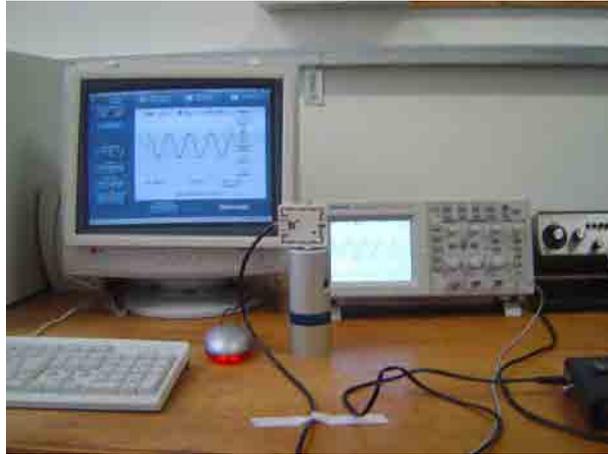


Figura 35 – Bancada de ensaio onde se vê o sensor junto ao excitador.

Na figura 36, tem-se o sinal coletado no excitador e após o amplificador de entrada do monitor. Pode-se notar uma pequena defasagem, mas que não influi no resultado final do condicionamento.

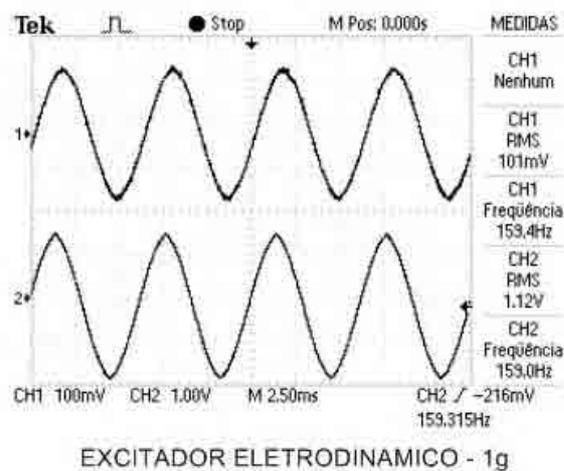


Figura 36 – Sinal coletado do excitador e após o amplificador.

O sinal correspondente à aceleração de $10 \text{ [m/s}^2\text{]}$ indica um nível no mostrador de 622. Para efeito de análise, este valor é correlacionado ao nível global de aceleração

de 1[g]. Esse valor pode ser ajustado para obtenção de uma relação numérica mais conveniente.

A figura 37 mostra a fotografia do aparelho medidor de vibrações e o detalhe da fixação do sensor no excitador. Convém ressaltar que a massa do conjunto caixa/sensor não influi no comportamento dinâmico das estruturas em análise.

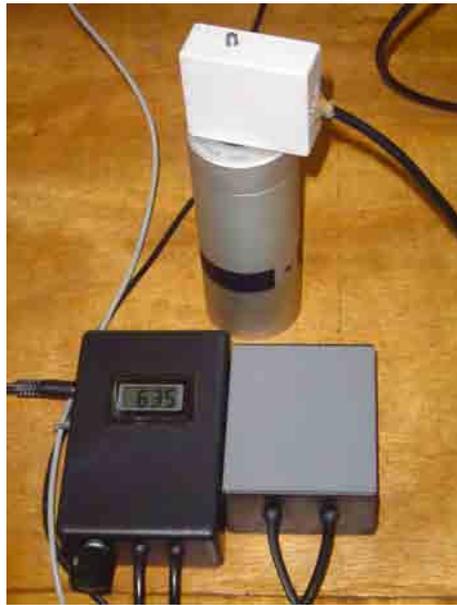


Figura 37 – Bancada de ensaio - monitor com o sensor instalado no excitador.

Para estabelecer medidas com valores superiores ao nível de vibração de 1 [g] um outro aparato instrumental foi utilizado Neste caso, foi introduzido um gerador de sinais e um amplificador de potência cuja saída alimenta um excitador eletrodinâmico tipo Robotron modelo ELN138.

Este aparato, ilustrado na figura 38, permitiu estabelecer uma curva de calibração controlada pela corrente de saída do excitador. A corrente de controle foi monitorada através de um multímetro digital Goldstar modelo DM-333.



Figura 38 – Bancada de ensaio - gerador de sinais, amplificador e shaker.

Na figura 39 é ilustrado um detalhe do indicador digital (display) mostrando um valor correspondente a uma excitação próxima de 1,5[g].



Figura 39 – Bancada de ensaio, onde se vê o monitor e o osciloscópio.

De forma a avaliar o desempenho do sistema sensor-monitor vários níveis de aceleração foram introduzidos através do excitador. Os níveis avaliados variaram de valores baixos, próximos a 0,1 [g] até níveis de 3 [g]. Este procedimento permitiu verificar as limitações do sensor nos níveis inferiores de medida com respeito a relação sinal-ruído (SNR).

Nas telas ilustradas na figura 40 verifica-se a influência dos ruídos nos sinais de níveis baixos, o que posteriormente foi corrigido com o ajuste do ganho (sensibilidade) do monitor.

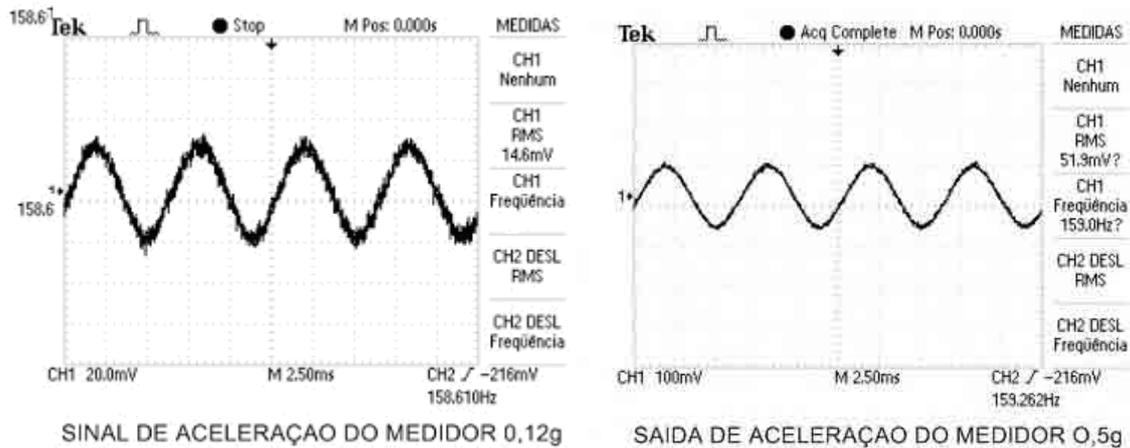


Figura 40 – Sinal coletado – antes do amplificador - aceleração 0,12 [g] e de 0,5 [g].

Das medidas realizadas, conforme ilustrado nas telas da figura 41, observa-se que a relação sinal-ruído melhora para níveis mais elevados de aceleração.

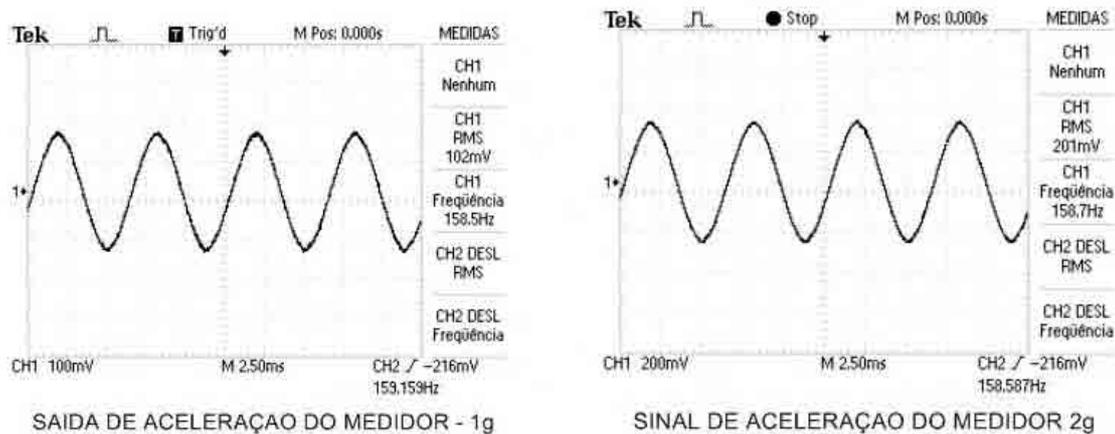


Figura 41 – Sinal coletado - antes do amplificador - aceleração de 1 [g] e de 2 [g].

O sensor utilizado possibilita monitorar níveis de vibração até 10 [g], no entanto para as aplicações previstas nesse projeto, os valores de medidas foram limitados para um fundo de escala de 3 [g].

Na figura 42 é ilustrada uma medida de um sinal correspondente ao fundo de escala de 3 [g], que em termos de valor RMS em tensão equivale a 300 [mV], como indicado.

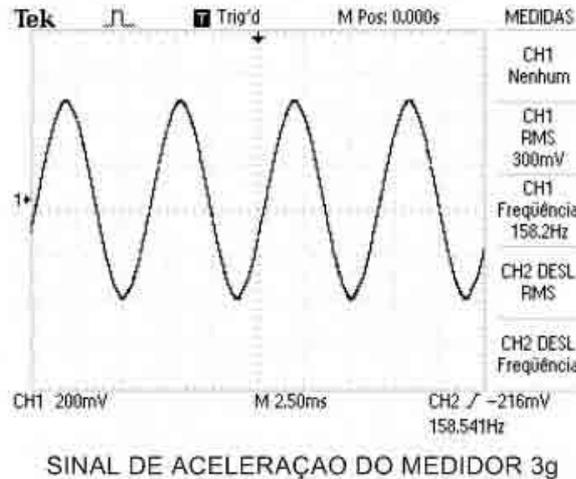


Figura 42 – Sinal coletado do sensor, para uma aceleração de 3 [g].

4.3.2.1 Ajuste da sensibilidade do condicionador

Dos ensaios realizados foi verificado que a relação sinal-ruído (SNR), era baixa para os limites inferiores da escala de medida, conforme ilustrado na figura 40. Para se melhorar esta relação o ganho do amplificador operacional do medidor de vibrações foi ajustado por um fator de 5. Este artifício resultou em um sinal mais limpo, ou seja, com uma relação sinal-ruído maior conforme ilustrado na figura 43.

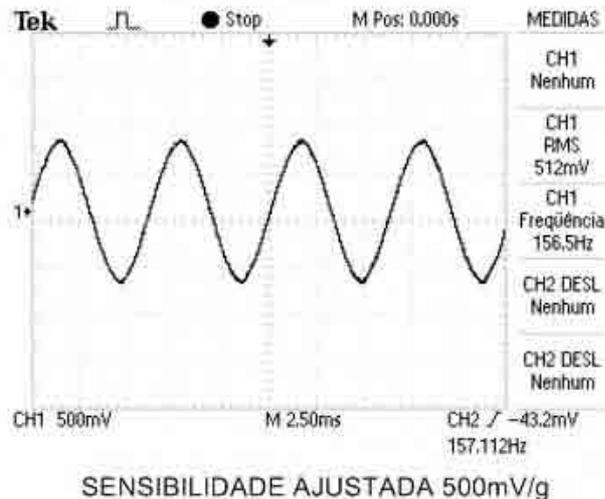


Figura 43 – Sinal coletado – após o amplificador - aceleração de 1[g] sens. 500 [mV/g].

4.3.2.2 Avaliação da linearidade e da repetibilidade do sistema

A avaliação da linearidade e a repetibilidade do sistema foi realizada com a coleta de dados feita com base no aparato do item anterior. Com o sinal de amplitude variável aplicado no excitador eletrodinâmico Robotron, através do amplificador de potência, foi possível verificar a linearidade do medidor. Foram varridos sinais desde o valor de 20 (apresentado no indicador digital) até o valor de 1866, equivalente a 3 [g]. A repetibilidade foi verificada com o “retorno” das medições feitas, e se mostrou satisfatória.

As figuras 44 e 45 mostram os gráficos feitos com os valores coletados, em função da corrente indicada no multímetro (corrente consumida pelo excitador). Os valores estão indicados na tabela 6.

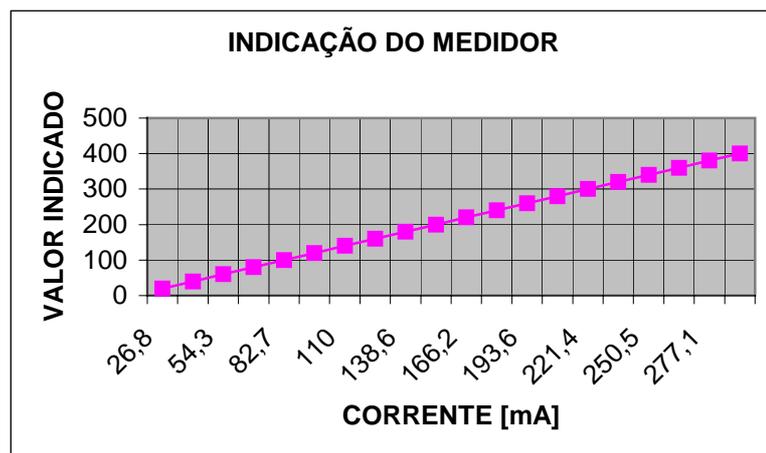


Figura 44 – Gráfico Valor indicado X Corrente [mA]

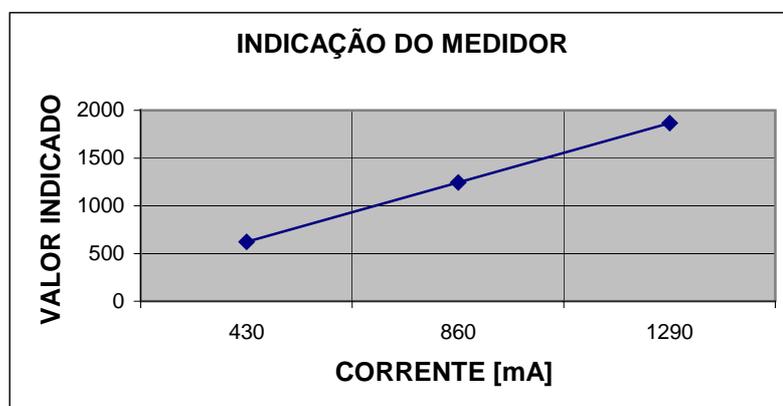


Figura 45 – Gráfico Valor indicado X Corrente [mA]

Tabela 6 – Valores coletados no ensaio de linearidade

INDICAÇÃO – VALOR ABSOLUTO	CORRENTE [mA]	ACELERAÇÃO [g]
20	26,8	-
40	40,6	-
60	54,3	-
80	68,6	-
100	82,7	-
120	96,4	-
140	110	-
160	124,3	-
180	138,6	-
200	152,2	-
220	166,2	-
240	180,6	-
260	193,6	-
280	208,3	-
300	221,4	-
320	236,1	-
340	250,5	-
360	263,7	-
380	277,1	-
400	292,2	-
622	430	1
1244	860	2
1866	1290	3

Na figura 46, é mostrado o gráfico do valor indicado em função da aceleração [g], indicando ótima linearidade, e comprovando que o sistema pode ser utilizado de forma satisfatória.

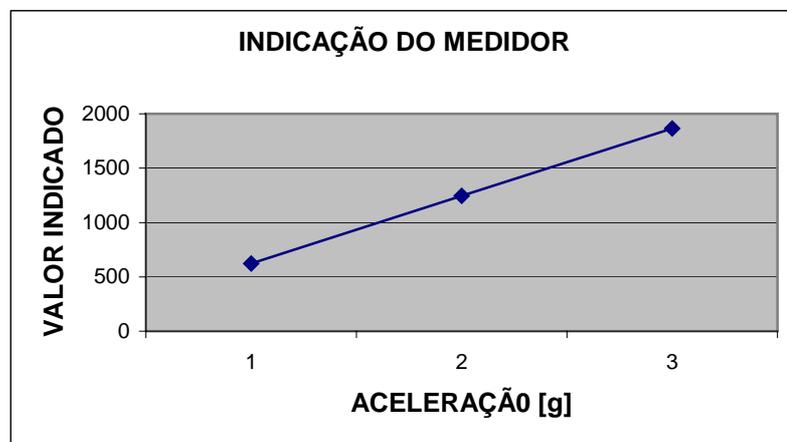


Figura 46 – Gráfico Valor Indicado (absoluto) X Aceleração [g]

4.3.3 Monitoramento de sinais de mancais de rolamento

Após a etapa de calibração, foram realizadas medidas em uma bancada de teste desenvolvida para ensaios em mancais de rolamento. A bancada ilustrada na figura 47, é parte de um outro projeto de mestrado do grupo do laboratório de mecatrônica.



Figura 47 – Bancada de teste onde se pode ver o sensor instalado.

Os ensaios foram efetuados com o monitor pré-ajustado na sensibilidade ideal, de forma a se medir sinais de vibração no mancal de rolamento e na carcaça do motor. A idéia destes ensaios não foi gerar o diagnóstico das falhas mas sim avaliar o comportamento do sistema de medição numa aplicação experimental.

Na figura 48, é ilustrado o sinal no domínio do tempo medido em um ponto da carcaça do motor. O valor de 51,6 [mV] RMS corresponde a uma aceleração de 0,1 [g], com o motor girando a uma rotação de 1500 [rpm].

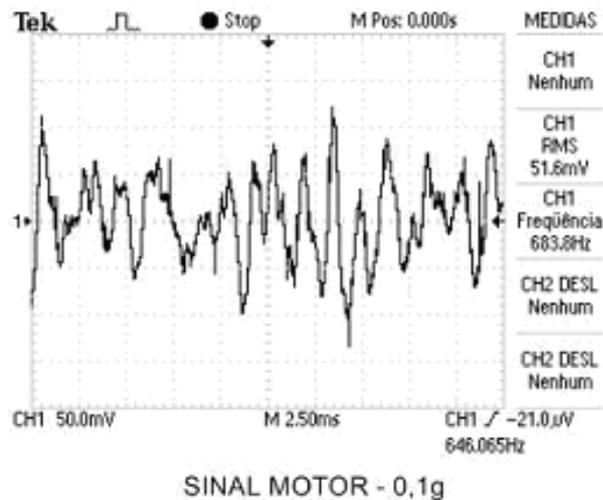


Figura 48 – Sinal coletado no motor.

Coletas também foram realizadas no mancal de rolamento. Em algumas medidas foram observados sinais apresentando um certo grau de saturação. Na figura 49 é ilustrado um sinal com características periódicas em que se observa a saturação no sinal. Durante a medição deste sinal foi observado um ruído atípico do sistema ensaiado. Através de uma análise posterior foi verificado que o eixo preso ao acoplamento apresentava folga, o que gera sinais semelhantes ao identificado.

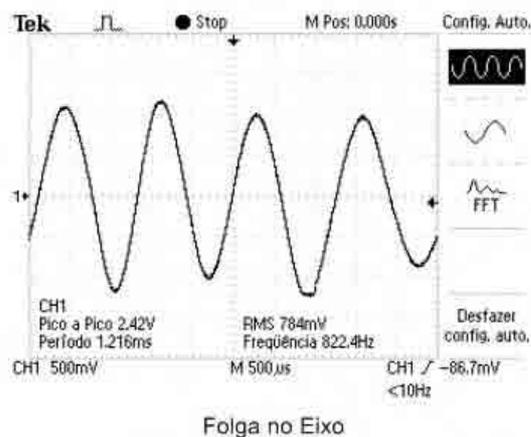


Figura 49 – Sinal coletado no mancal indicando folga no eixo.

Outro teste realizado consistiu em afrouxar os parafusos de fixação do sistema de acionamento (motor). Neste ensaio os níveis de vibração foram monitorados na carcaça do motor.

Na figura 50 é ilustrado o sinal medido na carcaça do motor próximo a ventoinha observando-se um sinal de comportamento periódico com vários componentes espectrais conforme visualizado nas telas do sinal no domínio do tempo (FFT) e da frequência.

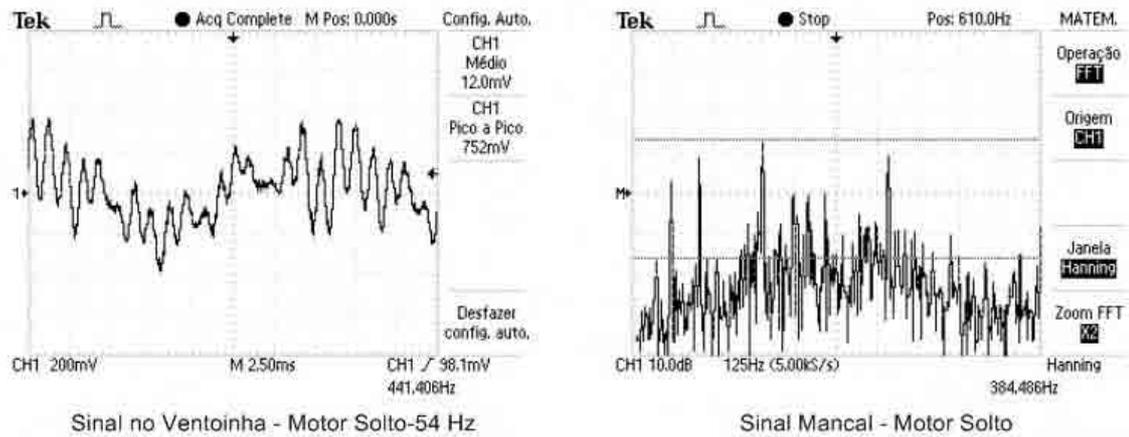


Figura 50 – Sinal coletado no motor.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

5.1 Considerações finais

Através desta pesquisa foi desenvolvido um projeto de um sistema de monitoramento de sinais de vibração aplicando sensores micro-eletromecânicos. O objetivo principal do trabalho foi explorar uma tecnologia inovadora aliada ao preço competitivo de desenvolvimento, se comparado aos sistemas de monitoramento convencionais que utilizam sensores piezoelétricos.

O sistema, desenvolvido com componentes próprios para uso em instrumentação eletrônica, permite monitorar o nível global de medidas de aceleração em um display digital de um módulo condicionador. O aparelho permite monitorar níveis de aceleração até 10g em uma faixa de frequência limite de 5kHz. Para efeito de avaliação de nível global de vibrações conforme previsto nas normas relacionadas a manutenção preditiva e para melhorar a relação sinal/ruído, o monitor foi ajustado para operar em níveis globais de aceleração limite de 3g na faixa de frequência de 10Hz a 1kHz. O aparelho também possui um módulo de integração para monitoramento de sinais de velocidade e uma saída amplificada para coleta de sinais através de um sistema de aquisição externo.

Como resultado dos testes de calibração e dos ensaios em bancada foi observado que o desempenho do sistema na aplicação prevista foi satisfatório, comprovando a possibilidade de se aplicar o mesmo em determinadas áreas da manutenção preditiva.

Finalmente, entende-se que o trabalho oferece uma perspectiva para novas pesquisas, as quais poderão ampliar o campo de aplicação desta tecnologia na área de monitoramento de sinais de vibração.

5.2 Recomendações para futuros trabalhos

Outras variantes ao sistema poderão ser estudadas, de forma a se conseguir uma otimização do projeto. A aplicação em sistemas microprocessados mostra-se interessante, com possibilidade de se automatizar algumas tarefas, apesar do aumento no custo final.

Como recomendações para futuros trabalhos, derivando-se do sistema apresentado, destacam-se:

- melhoria no processo de blindagem geral do aparelho;
- cálculo da precisão do aparelho;
- redesenhar a placa de circuito impresso, com a incorporação da fonte de alimentação na mesma placa do condicionador, evitando-se ligações externas que contribuem para a interferência eletromagnética;
- melhoria na fixação da caixa do sensor no motor;
- estudar a possibilidade de transformação do conjunto sensor/condicionador em sistema wireless (sistema sem fio);
- projeto de um sistema ou bancada de calibração, de forma a se otimizar essa tarefa;
- uso de "trimpot's" multivoltas no condicionador, o que melhoraria a exatidão final apresentada;
- além dessas observações, outros aspectos podem ser pesquisados tanto na melhoria do produto final como na busca de outras aplicações para este tipo de sensor.
- a robustez do equipamento também seria um ponto a se aprimorar, com a alteração, por exemplo, da caixa do condicionador para um modelo de metal, o que contribuiria, também para a maior imunidade a interferências.

REFERÊNCIAS

DALLY, J. W. **Instrumentation for engineering measurements**. 2nd ed, New York: John Wiley & Sons, 1993.

JURGEN, R. K. **Sensors and Transducers/Automotive Electronics Series**. Warrendale: SAE Publishers, 1997. 512 p.

GABRIELSON, T. B. Mechanical-thermal noise in micromachined acoustic and vibration sensors. **IEEE Transactions on Electrical Devices**, v.40, n.5 p. 903-909 – 1998.

LI, B.; LU, D.; WANG, W. Micromachined accelerometer with area -changed capacitance. **Mechatronics**, v.11, p. 811-819, 2001.

Technical Insights (Other Contributor). **MEMS: Powerhouse for Growth in Sensors, Actuators, and Control Systems**. New York: John Wiley & Sons, 1998.

YAZDI, N.; AYAZI, F.; NAJAFI, K.; Micromachined Inertial Sensors. **Proceedings of the IEEE**, v. 86,n.8, 1998. Disponível em:
< http://users.ece.gatech.edu/~ayazi/pub/Inertial_IEEE.pdf>. Acesso em: 23 jan. 2004.

LU, C.; LEMKIN, M.; BOSER B.E. A monolithic surface micromachined accelerometer with digital output. **IEEE J. Solid State Circuits**. V.30 p. 1367-1373 Dez, 1995.

FUKUDA T.; MENZ W. **Micromechanical Systems – principles and technology**” Amsterdam: Elsevier, 2001.

MILLMAN J.; HALKIAS C. C. **Eletrônica – dispositivos e circuitos**. São Paulo: Mc Graw do Brasil, 1981. v. 2

LYSHEVISK, S. E. **Nano and micro-electromechanical systems: Fundamentals of Nano-and Microengineering.** London: CRC Press, 2001.

MILLER, R. S. et al. (Ed.) **Microsensors.** New York: IEEE Press, 1990.

BUZDUGAN, et al. **Vibration Measurement.** Dordrecht: Marinus Nijhoff Publishers, 1986.

RIBAS, R. P. Micro-sistemas Integrados (MEMS). **Instituto de Informática - UFRGS** - 2001. Disponível em:<www.inf.ufrgs.br/gme/BolGME2Book.pdf>. Acesso em: 20 abril, 2004.

SOUSA, A. S.; CARVALHO P.S. Utilização de sensores no ensino das ciências. **Dept. Física Universidade do Porto.** 2004 Disponível em:< <http://www.up.pt/>>. Acesso em: 15 abril, 2004.

RISTIC, L.; SHAH M. Trends in MEMS technology. **WESCON/96**
Publication Date: 22-24 Oct 1996 - Anaheim, CA – USA.

SWART, J. W. Evolução de micro-eletrônica a micro-sistemas.

FEEC – UNICAMP – 2000 Disponível em:
<fisicanet.terra.com.br/eletronica/Evolu%E7%E3o%20de%20Microeletr%F4nica%20a%20Micro-Sistemas.pdf>. Acesso em: 16 abril, 2004.

FRAZIER, A. B.; WARRINGTON R. O.; FRIEDRICH, C. The miniaturization technologies: past, present and future. **IEEE Transaction on industrial electronics** - v.42 n 5, oct 1995.

AHMAD, H. et al. A 2D micromachined accelerometer. **Proceedings of the Third International Conference on Electronics, Circuits, and Systems ICECS'96.** (Rodas), pp. 908-911, Oct. 1996.

MIYARA, F. El acelerómetro monolítico ADXL05: un ejemplo de mecatrónica. 2002. Disponível em: <www.fceia.unr.edu.ar/enica3/adxl05.pdf>. Acesso em: 21 abril, 2004.

PEDERSEN, C.B.W.; SESHIA, A. A. **Compliant force amplifier mechanisms for surface micromachined resonant accelerometers.** University of Cambridge U. K. – 2004

BUGNACKI, M.; PYLE, J.; An introduction to MEMS. **Memsic Inc. Prime Faraday Technology Watch** 2001. Disponível em: <<http://www.memsic.com/memsic/corporate/publications.asp>>. Acesso em: 20 abril, 2004.

WEIDONG, H.; et al. Packaging effects on the performances of MEMS for high-G accelerometer with double-cantilevers. **Electronic Packaging Technology Proceedings, 2003. ICEPT 2003. Fifth International Conference.** Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/tocresult.jsp?isnumber=28848>>. Acesso em: 20 abril, 2004.

BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

CORE, T.; et al. **Fabrication Technology for an Integrated Surface-micromachined Sensor**. Solid State Technology, p.39 oct.1993.

Analog Devices. ADXL210E – Monolithic Accelerometer with Signal Conditioning. Datasheet, 1993.

GANG, Z. Design and simulation of a CMOS-MEMS accelerometer. **Tsinghua University**. 1994 – Disponível em: <www.ece.cmu.edu/~mems/pubs/pdfs/ece/ms_thesis/0049_zhang-1998.pdf>. Acesso em: 20 abril, 2004.

MICHAEL, H.; ALCIATORE, D.G. **Introduction to Mechatronics and Measurement Systems**. New York: McGraw Hill – 1999.

RAMSAY, D.C. **Principles of Engineering Instrumentation**. Oxford Butterworth – 2001.

KENNETH, M.G. **Vibration testing theory and practice**. John Wiley & Sons, Inc. – New York – 1995.

KENNETH , M.G. **Micro electrical mechanical system**. University of Central Florida – 2002.

VIGNA, B. MEMS Dilemma: How to move from the ‘Technology Push’ to the ‘Market pull’ category? **ST Microelectronics** 2002. Disponível em:<www.st.com/stonline/prodpres/dedicate/mems/document/tsa_03.pdf>. Acesso em: 18 abril, 2004.

Links na Internet consultados:

<http://www.memsnet.org/mems/what-is.html>

<http://www.mems-exchange.org/MEMS/>

<http://mems.nist.gov/>

<http://www.ece.cmu.edu/~mems/>

<http://www.analog.com/>

<http://www.micromagazine.com/>

<http://www.sensormag.com/articles/>

ANEXO A - Datasheet ADI – ADXL210E



Low-Cost $\pm 10 g$ Dual-Axis Accelerometer with Duty Cycle

ADXL210E

FEATURES

2-Axis Acceleration Sensor on a Single IC Chip
 5 mm \times 5 mm \times 2 mm Ultrasmall Chip Scale Package
 2 mg Resolution at 60 Hz
 Low Power < 0.6 mA
 Direct Interface to Low-Cost Microcontrollers via Duty Cycle Output
 BW Adjustment with a Single Capacitor
 3 V to 5.25 V Single-Supply Operation
 1000 g Shock Survival

APPLICATIONS

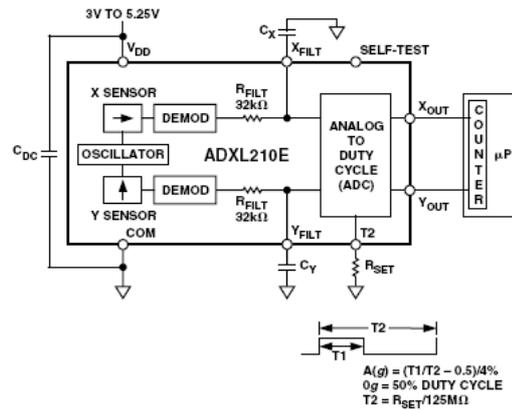
2-Axis Tilt Sensing with Faster Response than Electrolytic, Mercury, or Thermal Sensors
 Computer Peripherals
 Information Appliances
 Alarms and Motion Detectors
 Disk Drives
 Vehicle Security

GENERAL DESCRIPTION

The ADXL210E is a low-cost, low-power, complete 2-axis accelerometer with a digital output, all on a single monolithic IC. It is an improved version of the ADXL210AQC/JQC. The ADXL210E will measure accelerations with a full-scale range of $\pm 10 g$. The ADXL210E can measure both dynamic acceleration (e.g., vibration) and static acceleration (e.g., gravity).

The outputs are analog voltage or digital signals whose duty cycles (ratio of pulsewidth to period) are proportional to acceleration. The duty cycle outputs can be directly measured by a microprocessor counter without an A/D converter or glue logic. The duty cycle period is adjustable from 0.5 ms to 10 ms via a single resistor (R_{SET}).

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The typical noise floor is $200 \mu g \sqrt{Hz}$, allowing signals below $2 mg$ (at 60 Hz bandwidth) to be resolved.

The bandwidth of the accelerometer is set with capacitors C_X and C_Y at the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. An analog output can be reconstructed by filtering the duty cycle output.

The ADXL210E is available in a 5 mm \times 5 mm \times 2 mm 8-lead hermetic LCC package.

REV. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700
 Fax: 781/326-8703
www.analog.com
 © Analog Devices, Inc., 2002

ADXL210E—SPECIFICATIONS ($T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ for J Grade only, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $R_{SET} = 125\text{ k}\Omega$, Acceleration = 0 g , unless otherwise noted.)

Parameter	Conditions	ADXL210JE			ADXL210AE			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SENSOR INPUT	Each Axis							
Measurement Range ¹		±8	±10		±8	±10		<i>g</i>
Nonlinearity	Best Fit Straight Line		0.2			0.2		% of FS
Alignment Error ^{2, 3}			±1			±1		Degrees
Alignment Error	X Sensor to Y Sensor		0.01			0.01		Degrees
Cross-Axis Sensitivity ^{2, 4}			±2			±2		%
SENSITIVITY	Each Axis							
Duty Cycle per <i>g</i> ²	T1/T2, $V_{DD} = 5\text{ V}$	3.3	4.0	4.9	3.2	4.0	5	%/ <i>g</i>
Duty Cycle per <i>g</i> ²	T1/T2, $V_{DD} = 3\text{ V}$	3.2	3.8	4.4	3.0	3.8	4.6	%/ <i>g</i>
Sensitivity X_{FILT} , Y_{FILT} ²	$V_{DD} = 5\text{ V}$	85	100	125	80	100	130	mV/ <i>g</i>
Sensitivity X_{FILT} , Y_{FILT} ²	$V_{DD} = 3\text{ V}$	45	55	65	40	55	70	mV/ <i>g</i>
Temperature Drift ^{2, 5}	Delta from 25°C		±0.5			±0.5		%
ZERO <i>g</i> BIAS LEVEL	Each Axis							
0 <i>g</i> Duty Cycle ²	T1/T2, $V_{DD} = 5\text{ V}$	44	50	56	42	50	58	%
0 <i>g</i> Duty Cycle ²	T1/T2, $V_{DD} = 3\text{ V}$	40	50	60	38	50	62	%
0 <i>g</i> Voltage X_{FILT} , Y_{FILT} ²	$V_{DD} = 5\text{ V}$	2.3	2.5	2.7	2.3	2.5	2.7	V
0 <i>g</i> Voltage X_{FILT} , Y_{FILT} ²	$V_{DD} = 3\text{ V}$	1.35	1.5	1.65	1.3	1.5	1.7	V
0 <i>g</i> Duty Cycle vs. Supply ²			1.0	4.0		1.0	4.0	%/V
0 <i>g</i> Offset vs. Temperature ^{2, 5}	Delta from 25°C		2.0			2.0		mg ² /°C
NOISE PERFORMANCE								
Noise Density ²	@ 25°C		200			200	1000	$\mu\text{g}\sqrt{\text{Hz}}$ rms
FREQUENCY RESPONSE								
3 dB Bandwidth	At Pins X_{FILT} , Y_{FILT}		6			6		kHz
Sensor Resonant Frequency			10			10		kHz
FILTER								
R_{FILT} Tolerance	32 k Ω Nominal		±15			±15		%
Minimum Capacitance	At Pins X_{FILT} , Y_{FILT}	1000			1000			pF
SELF-TEST								
Duty Cycle Change	Self-Test “0” to “1”		3			3		%
DUTY CYCLE OUTPUT STAGE								
F_{SET}	$R_{SET} = 125\text{ k}\Omega$	0.7		1.3	0.7		1.3	kHz
Output High Voltage	$I = 25\ \mu\text{A}$	$V_S - 200\text{ mV}$			$V_S - 200\text{ mV}$			V
Output Low Voltage	$I = 25\ \mu\text{A}$			200			200	mV
T2 Drift vs. Temperature			50			50		ppm/°C
Rise/Fall Time			200			200		ns
POWER SUPPLY								
Operating Voltage Range		3		5.25	3.0		5.25	V
Quiescent Supply Current			0.6	1.0		0.6	1.0	mA
Turn-On Time	C_{FILT} in μF	$160 \times C_{FILT} + 0.3$			$160 \times C_{FILT} + 0.3$			ms
TEMPERATURE RANGE								
Specified Performance AE					-40		+85	°C
Operating Range		0		70	-40		+85	°C

NOTES

¹Guaranteed by measurement of initial offset and sensitivity.

²See Typical Performance Characteristics.

³Alignment error is specified as the angle between the true and indicated axis of sensitivity (see TPC 15).

⁴Cross-axis sensitivity is the algebraic sum of the alignment and the inherent sensitivity errors.

⁵Defined as the output change from ambient to maximum temperature or ambient to minimum temperature.

Specifications subject to change without notice.

ADXL210E

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Acceleration (Any Axis, Unpowered for 0.5 ms) 1000 g
 Acceleration (Any Axis, Powered for 0.5 ms) 500 g
 +V_S -0.3 V to +6.0 V
 Output Short Circuit Duration, (Any Pin to Common)
 Indefinite
 Operating Temperature -55°C to +125°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C

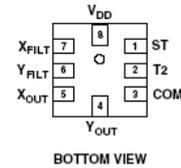
*Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Drops onto hard surfaces can cause shocks of greater than 1000 g and exceed the absolute maximum rating of the device. Care should be exercised in handling to avoid damage.

PACKAGE CHARACTERISTICS

Package Weight	θ_{JA}	θ_{JC}	Device
8-Lead LCC	120°C/W	TBD°C/W	<1.0 grams

PIN CONFIGURATION



PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Mnemonic	Description
1	ST	Self-Test
2	T2	Connect R _{SET} to Set T2 Period
3	COM	Common
4	Y _{OUT}	Y-Channel Duty Cycle Output
5	X _{OUT}	X-Channel Duty Cycle Output
6	Y _{FILT}	Y-Channel Filter Pin
7	X _{FILT}	X-Channel Filter Pin
8	V _{DD}	3 V to 5.25 V

ORDERING GUIDE

Model	No. of Axes	Specified Voltage	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADXL210JE	2	3 V to 5 V	0 to 70°C	8-Lead LCC	E-8
ADXL210AE*	2	3 V to 5 V	-40°C to +85°C	8-Lead LCC	E-8

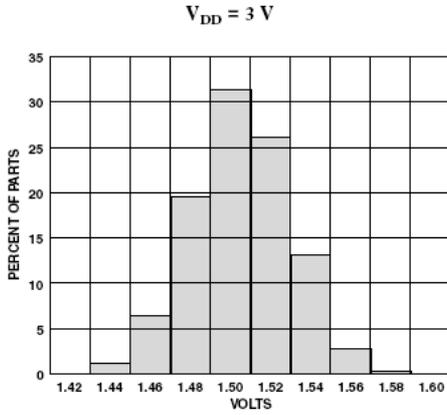
*Available Soon

CAUTION

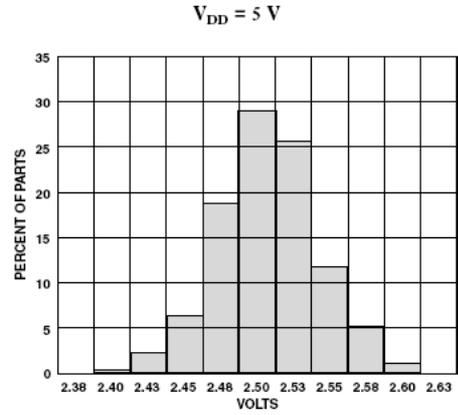
ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the ADXL210E features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



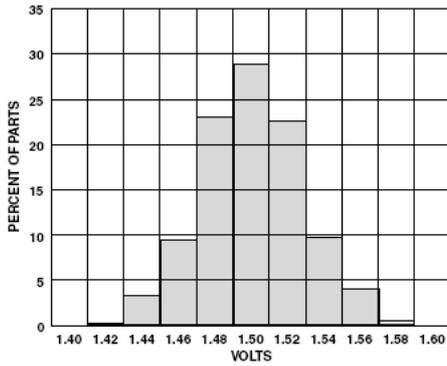
ADXL210E—Typical Performance Characteristics*



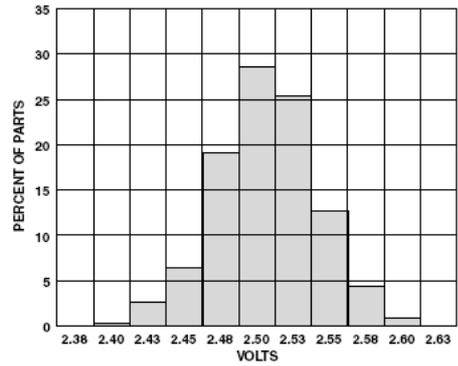
TPC 1. X-Axis Zero g Bias Distribution at X_{RLT}, V_{DD} = 3 V



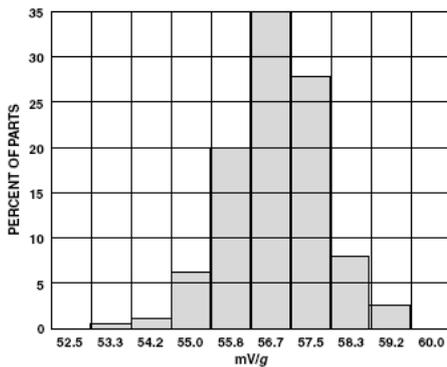
TPC 4. X-Axis Zero g Bias Distribution at X_{RLT}, V_{DD} = 5 V



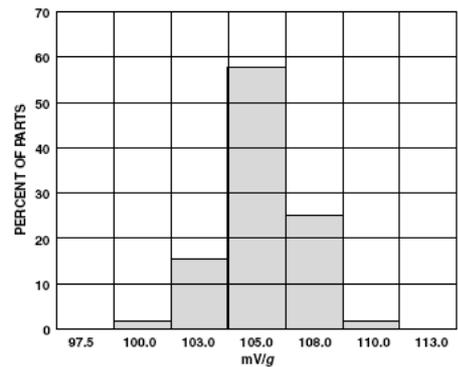
TPC 2. Y-Axis Zero g Bias Distribution at Y_{RLT}, V_{DD} = 3 V



TPC 5. Y-Axis Zero g Bias Distribution at Y_{FILT}, V_{DD} = 5 V



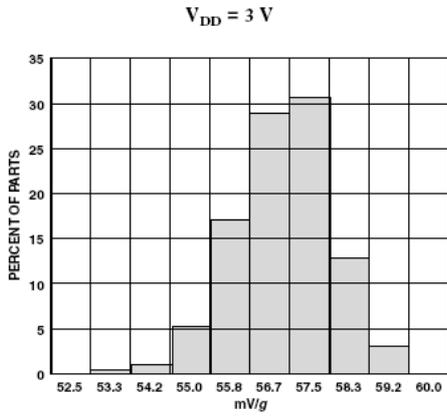
TPC 3. X-Axis Sensitivity Distribution at X_{RLT}, V_{DD} = 3 V



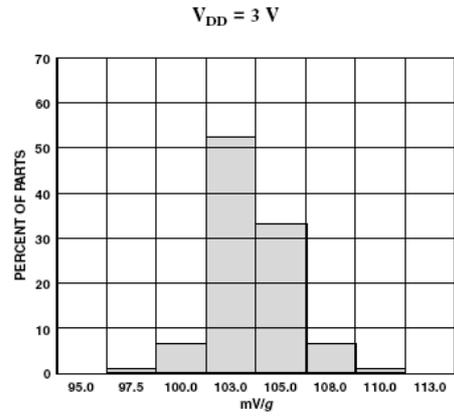
TPC 6. X-Axis Sensitivity Distribution at X_{RLT}, V_{DD} = 5 V

*Data taken from 14,500 parts over 3 lots minimum.

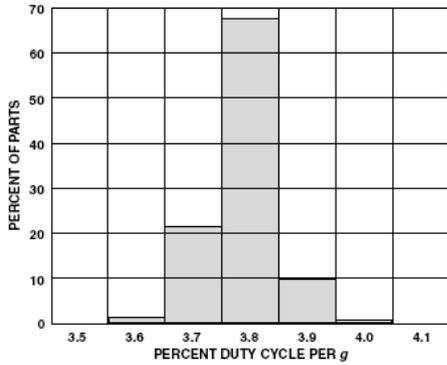
ADXL210E



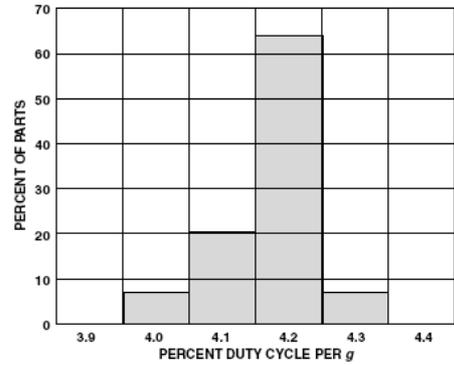
TPC 7. Y-Axis Sensitivity Distribution at Y_{FLT} , $V_{DD} = 3 V$



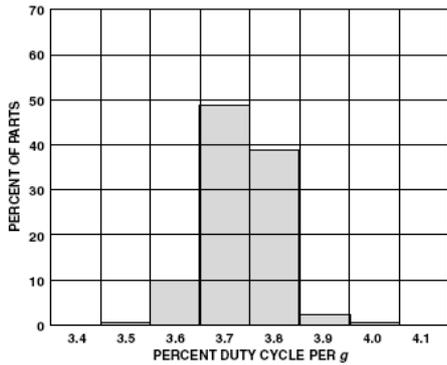
TPC 10. Y-Axis Sensitivity Distribution at Y_{FLT} , $V_{DD} = 5 V$



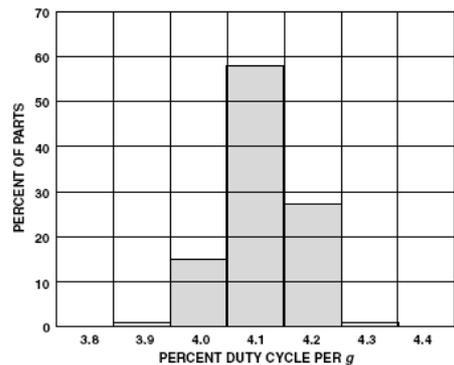
TPC 8. X-Axis Sensitivity Distribution at X_{OUT} , $V_{DD} = 3 V$



TPC 11. X-Axis Sensitivity Distribution at X_{OUT} , $V_{DD} = 5 V$

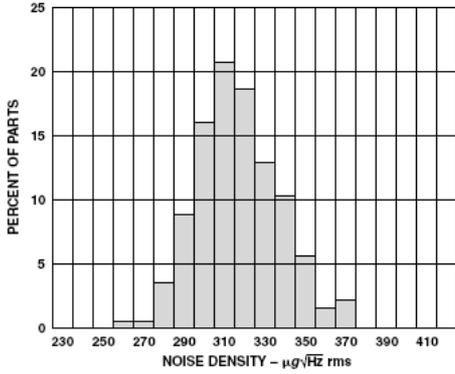


TPC 9. Y-Axis Sensitivity Distribution at Y_{OUT} , $V_{DD} = 3 V$

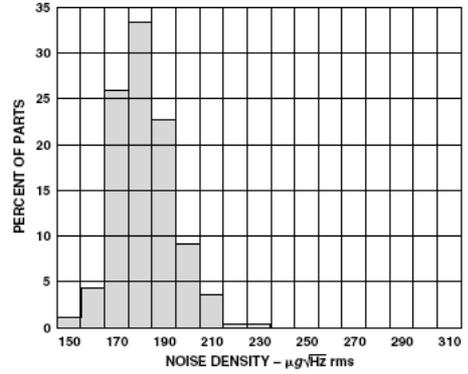


TPC 12. Y-Axis Sensitivity Distribution at Y_{OUT} , $V_{DD} = 5 V$

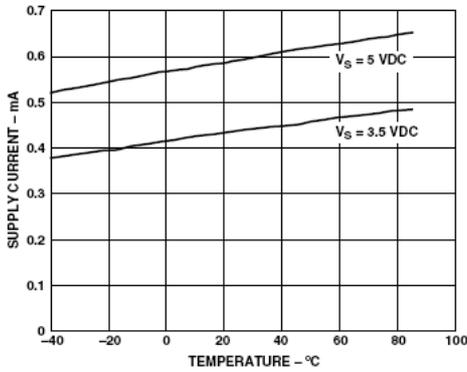
ADXL210E



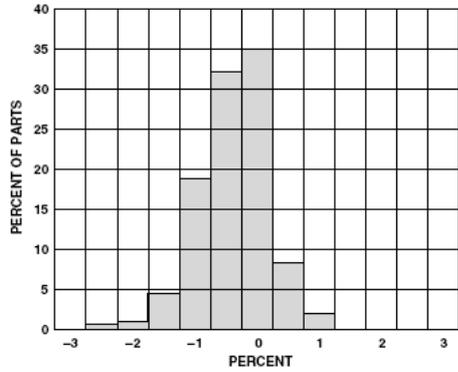
TPC 13. Noise Density Distribution, $V_{DD} = 3\text{ V}$



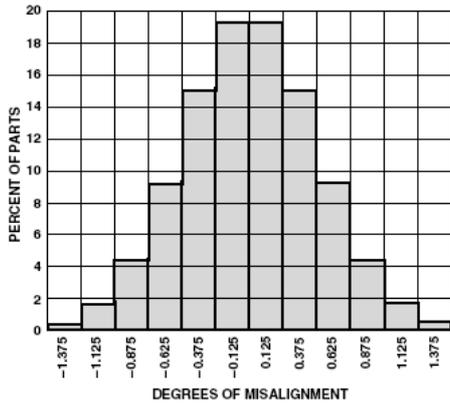
TPC 16. Noise Density Distribution, $V_{DD} = 5\text{ V}$



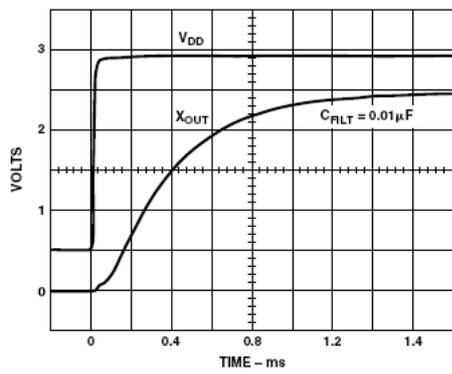
TPC 14. Typical Supply Current vs. Temperature



TPC 17. Cross-Axis Sensitivity Distribution

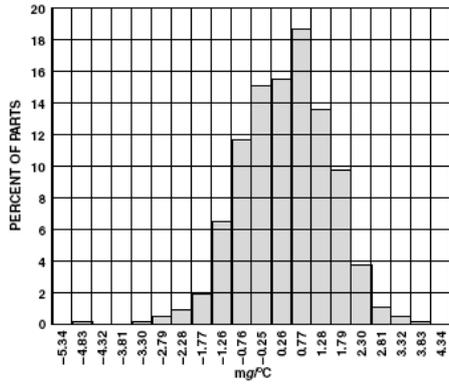


TPC 15. Rotational Die Alignment

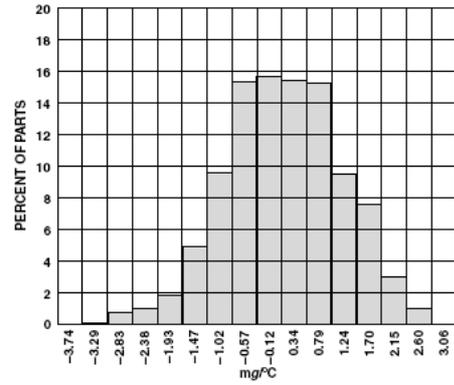


TPC 18. Typical Turn-On Time

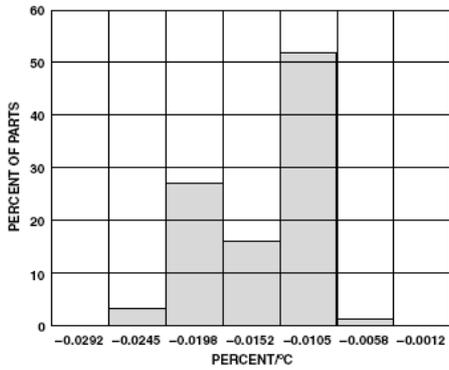
ADXL210E



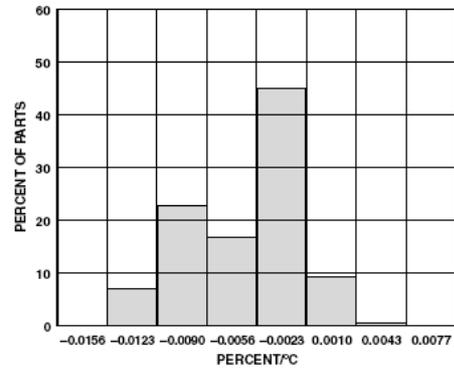
TPC 19. X-Axis Zero g Drift Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C



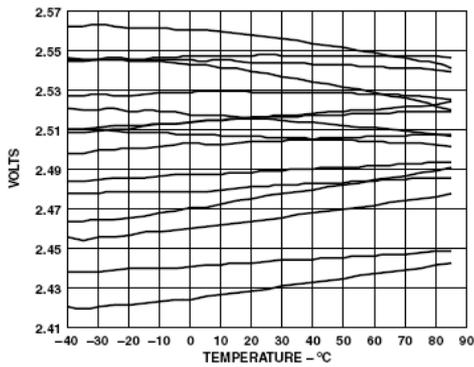
TPC 22. Y-Axis Zero g Drift Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C



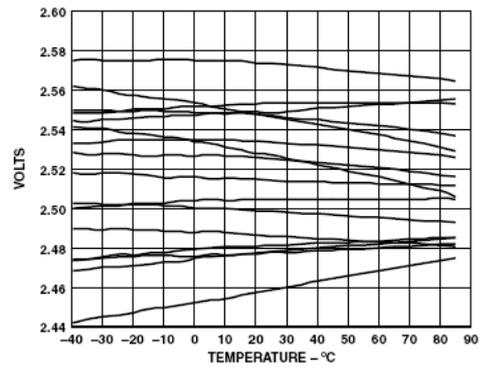
TPC 20. X-Axis Sensitivity Drift at X_{FILT} Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C



TPC 23. Y-Axis Sensitivity Drift at X_{FILT} Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C

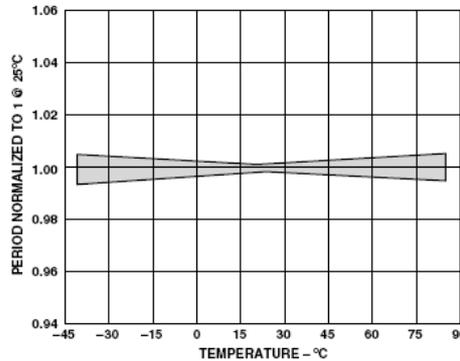


TPC 21. Typical X-Axis Zero g Output vs. Temperature for 16 Parts



TPC 24. Typical Y-Axis Zero g Output vs. Temperature for 16 Parts

ADXL210E



TPC 25. Normalized DCM Period (T2) vs. Temperature

DEFINITIONS

- T1 Length of the “on” portion of the cycle.
- T2 Length of the total cycle.
- Duty Cycle Ratio of the “on” time (T1) of the cycle to the total cycle (T2). Defined as T1/T2 for the ADXL210E/ADXL210.
- Pulsewidth Time period of the “on” pulse. Defined as T1 for the ADXL210E/ADXL210.

THEORY OF OPERATION

The ADXL210E is a complete, dual-axis acceleration measurement system on a single monolithic IC. It contains a polysilicon surface-micromachined sensor and signal conditioning circuitry to implement an open loop acceleration measurement architecture. For each axis, an output circuit converts the analog signal to a duty cycle modulated (DCM) digital signal that can be decoded with a counter/timer port on a microprocessor. The ADXL210E is capable of measuring both positive and negative accelerations to $\pm 10 g$. The accelerometer can measure static acceleration forces such as gravity, allowing it to be used as a tilt sensor.

The sensor is a surface micromachined polysilicon structure built on top of the silicon wafer. Polysilicon springs suspend the structure over the surface of the wafer and provide a resistance against acceleration forces. Deflection of the structure is measured using a differential capacitor that consists of independent fixed plates and central plates attached to the moving mass. The fixed plates are driven by 180° out of phase square waves. An acceleration will deflect the beam and unbalance the differential capacitor, resulting in an output square wave whose amplitude is proportional to acceleration. Phase sensitive demodulation techniques are then used to rectify the signal and determine the direction of the acceleration.

The output of the demodulator drives a duty cycle modulator (DCM) stage through a 32 k Ω resistor. At this point a pin is available on each channel to allow the user to set the signal bandwidth of the device by adding a capacitor. This filtering improves measurement resolution and helps prevent aliasing.

After being low-pass filtered, the analog signal is converted to a duty cycle modulated signal by the DCM stage. A single resistor sets the period for a complete cycle (T2), which can be set between 0.5 ms and 10 ms (see TPC 12). A 0 g acceleration produces a

nominally 50% duty cycle. The acceleration signal can be determined by measuring the length of the T1 and T2 pulses with a counter/timer or with a polling loop using a low cost microcontroller.

An analog output voltage can be obtained either by buffering the signal from the X_{FILT} and Y_{FILT} pin, or by passing the duty cycle signal through an RC filter to reconstruct the dc value.

The ADXL210E will operate with supply voltages as low as 3.0 V or as high as 5.25 V.

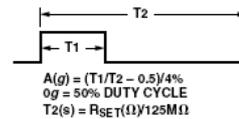


Figure 1. Typical Output Duty Cycle

APPLICATIONS

POWER SUPPLY DECOUPLING

For most applications a single 0.1 μF capacitor, C_{DC}, will adequately decouple the accelerometer from signal and noise on the power supply. However, in some cases, especially where digital devices such as microcontrollers share the same power supply, digital noise on the supply may cause interference on the ADXL210E output. This may be observed as a slowly undulating fluctuation of voltage at X_{FILT} and Y_{FILT}. If additional decoupling is needed, a 100 Ω (or smaller) resistor or ferrite beads, may be inserted in the supply line of the ADXL210E.

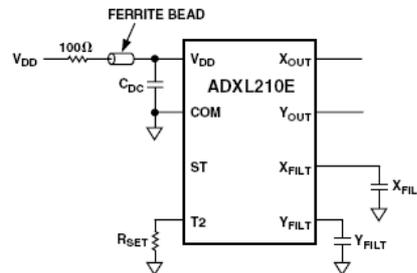


Figure 2.

+

ADXL210E

DESIGN PROCEDURE FOR THE ADXL210E

The design procedure for using the ADXL210E with a duty cycle output involves selecting a duty cycle period and a filter capacitor. A proper design will take into account the application requirements for bandwidth, signal resolution and acquisition time, as discussed in the following sections.

Decoupling Capacitor C_{DC}

A 0.1 μF capacitor is recommended from V_{DD} to COM for power supply decoupling.

ST

The ST pin controls the self-test feature. When this pin is set to V_{DD}, an electrostatic force is exerted on the beam of the accelerometer. The resulting movement of the beam allows the user to test if the accelerometer is functional. The typical change in output will be 3% at the duty cycle outputs (corresponding to 800 mg). This pin may be left open circuit or connected to common in normal use.

Duty Cycle Decoding

The ADXL210E's digital output is a duty cycle modulator. Acceleration is proportional to the ratio T1/T2. The nominal output of the ADXL210E is:

$$0 g = 50\% \text{ Duty Cycle}$$

Scale factor is 4% Duty Cycle Change per g

These nominal values are affected by the initial tolerance of the device including zero g offset error and sensitivity error.

T2 does not have to be measured for every measurement cycle. It need only be updated to account for changes due to temperature (a relatively slow process). Since the T2 time period is shared by both X and Y channels, it is necessary only to measure it on one channel of the ADXL210E. Decoding algorithms for various microcontrollers have been developed. Consult the appropriate Application Note.

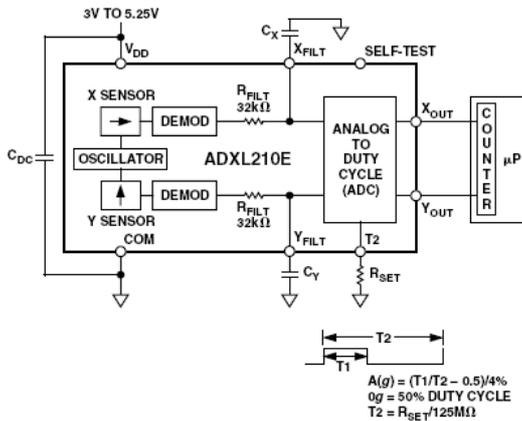


Figure 3. Block Diagram

Setting the Bandwidth Using C_X and C_Y

The ADXL210E has provisions for bandlimiting the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. Capacitors must be added at these pins to implement low-pass filtering for antialiasing and noise reduction. The equation for the 3 dB bandwidth is:

$$F_{-3dB} = \frac{1}{(2 \pi (32 \text{ k}\Omega) \times C_{(x,y)})}$$

or, more simply,

$$F_{-3dB} = \frac{5 \mu F}{C_{(x,y)}}$$

The tolerance of the internal resistor (R_{FILT}), can vary typically as much as ±15% of its nominal value of 32 kΩ; so the bandwidth will vary accordingly. A minimum capacitance of 1000 pF for C_(X, Y) is required in all cases.

Table I. Filter Capacitor Selection, C_X and C_Y

Bandwidth	Capacitor Value
10 Hz	0.47 μF
50 Hz	0.10 μF
100 Hz	0.05 μF
200 Hz	0.027 μF
500 Hz	0.01 μF
5 kHz	0.001 μF

Setting the DCM Period with R_{SET}

The period of the DCM output is set for both channels by a single resistor from R_{SET} to ground. The equation for the period is:

$$T2 = \frac{R_{SET} (\Omega)}{125 \text{ M}\Omega}$$

A 125 kΩ resistor will set the duty cycle repetition rate to approximately 1 kHz, or 1 ms. The device is designed to operate at duty cycle periods between 0.5 ms and 10 ms.

Table II. Resistor Values to Set T2

T2	R _{SET}
1 ms	125 kΩ
2 ms	250 kΩ
5 ms	625 kΩ
10 ms	1.25 MΩ

Note that the R_{SET} should always be included, even if only an analog output is desired. Use an R_{SET} value between 500 kΩ and 2 MΩ when taking the output from X_{FILT} or Y_{FILT}. The R_{SET} resistor should be placed close to the T2 Pin to minimize parasitic capacitance at this node.

Selecting the Right Accelerometer

For most tilt sensing applications the ADXL202E is the most appropriate accelerometer. Its higher sensitivity (12.5%/g) allows the user to use a lower speed counter for PWM decoding while maintaining high resolution. The ADXL210E should be used in applications where accelerations of greater than ±2 g are expected.

ADXL210E

MICROCOMPUTER INTERFACES

The ADXL210E is specifically designed to work with low-cost microcontrollers. Specific code sets, reference designs, and application notes are available from the factory. This section will outline a general design procedure and discuss the various trade-offs that need to be considered.

The designer should have some idea of the required performance of the system in terms of:

Resolution: the smallest signal change that needs to be detected.

Bandwidth: the highest frequency that needs to be detected.

Acquisition Time: the time that will be available to acquire the signal on each axis.

These requirements will help to determine the accelerometer bandwidth, the speed of the microcontroller clock and the length of the T₂ period.

When selecting a microcontroller it is helpful to have a counter timer port available. The microcontroller should have provisions for software calibration. While the ADXL210E is a highly accurate accelerometer, it has a wide tolerance for initial offset. The easiest way to null this offset is with a calibration factor saved on the microcontroller or by a user calibration for zero *g*. In the case where the offset is calibrated during manufacture, there are several options, including external EEPROM and microcontrollers with “one-time programmable” features.

DESIGN TRADE-OFFS FOR SELECTING FILTER CHARACTERISTICS: THE NOISE/BW TRADE-OFF

The accelerometer bandwidth selected will determine the measurement resolution (smallest detectable acceleration). Filtering can be used to lower the noise floor and improve the resolution of the accelerometer. Resolution is dependent on both the analog filter bandwidth at X_{FILT} and Y_{FILT} and on the speed of the microcontroller counter.

The analog output of the ADXL210E has a typical bandwidth of 5 kHz, while the duty cycle modulators' bandwidth is 500 Hz. The user must filter the signal at this point to limit aliasing errors. To minimize DCM errors the analog bandwidth should be less than one-tenth the DCM frequency. Analog bandwidth may be increased to up to half the DCM frequency in many applications. This will result in greater dynamic error generated at the DCM.

The analog bandwidth may be further decreased to reduce noise and improve resolution. The ADXL210E noise has the characteristics of white Gaussian noise that contributes equally at all frequencies and is described in terms of μg per root Hz; i.e., the noise is proportional to the square root of the bandwidth of the accelerometer. It is recommended that the user limit bandwidth to the lowest frequency needed by the application to maximize the resolution and dynamic range of the accelerometer.

With the single pole roll-off characteristic, the typical noise of the ADXL210E is determined by the following equation:

$$\text{Noise (rms)} = (200 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{\text{BW} \times 1.6})$$

At 100 Hz the noise will be:

$$\text{Noise (rms)} = (200 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{100 \times (1.6)}) = 2.53 \text{ mg}$$

Often the peak value of the noise is desired. Peak-to-peak noise can only be estimated by statistical methods. Table III is useful for estimating the probabilities of exceeding various peak values, given the rms value.

Table III. Estimation of Peak-to-Peak Noise

Nominal Peak-to-Peak Value	% of Time that Noise Will Exceed Nominal Peak-to-Peak Value
2.0 × rms	32%
4.0 × rms	4.6%
6.0 × rms	0.27%
8.0 × rms	0.006%

The peak-to-peak noise value will give the best estimate of the uncertainty in a single measurement.

Table IV gives typical noise output of the ADXL210E for various C_X and C_Y values.

Table IV. Filter Capacitor Selection, C_X and C_Y

Bandwidth	C _X , C _Y	rms Noise	Peak-to-Peak Noise Estimate 95% Probability (rms × 4)
10 Hz	0.47 μF	0.8 mg	3.2 mg
50 Hz	0.10 μF	1.8 mg	7.2 mg
100 Hz	0.05 μF	2.5 mg	10.1 mg
200 Hz	0.027 μF	3.6 mg	14.3 mg
500 Hz	0.01 μF	5.7 mg	22.6 mg

CHOOSING T₂ AND COUNTER FREQUENCY: DESIGN TRADE-OFFS

The noise level is one determinant of accelerometer resolution. The second relates to the measurement resolution of the counter when decoding the duty cycle output.

The ADXL210E's duty cycle converter has a resolution of approximately 14 bits; better resolution than the accelerometer itself. The actual resolution of the acceleration signal is, however, limited by the time resolution of the counting devices used to decode the duty cycle. The faster the counter clock, the higher the resolution of the duty cycle and the shorter the T₂ period can be for a given resolution. The following table shows some of the trade-offs. It is important to note that this is the resolution due to the microprocessors' counter. It is probable that the accelerometer's noise floor may set the lower limit on the resolution, as discussed in the previous section.

ADXL210E

Table V. Trade-Offs Between Microcontroller Counter Rate, T2 Period, and Resolution of Duty Cycle Modulator

T2 (ms)	R _{SET} (kΩ)	ADXL210E Sample Rate	Counter-Clock Rate (MHz)	Counts per T2 Cycle	Counts per g	Resolution (mg)
1.0	124	1000	2.0	2000	80	12.50
1.0	124	1000	1.0	1000	40	25.00
1.0	124	1000	0.5	500	20	50.00
5.0	625	200	2.0	10000	400	2.50
5.0	625	200	1.0	5000	200	5.00
5.0	625	200	0.5	2500	100	10.00
10.0	1250	100	2.0	20000	800	1.25
10.0	1250	100	1.0	10000	400	2.50
10.0	1250	100	0.5	5000	200	5.00

USING THE ANALOG OUTPUT

The ADXL210E was specifically designed for use with its digital outputs, but has provisions to provide analog outputs as well.

Duty Cycle Filtering

An analog output can be reconstructed by filtering the duty cycle output. This technique requires only passive components. The duty cycle period (T₂) should be set to <1 ms. An RC filter with a 3 dB point at least a factor of >10 less than the duty cycle frequency is connected to the duty cycle output. The filter resistor should be no less than 100 kΩ to prevent loading of the output stage. The analog output signal will be ratiometric to the supply voltage. The advantage of this method is an output scale factor of approximately double the analog output. Its disadvantage is that the frequency response will be lower than when using the X_{FILT}, Y_{FILT} output.

X_{FILT}, Y_{FILT} Output

The second method is to use the analog output present at the X_{FILT} and Y_{FILT} pin. Unfortunately, these pins have a 32 kΩ output impedance and are not designed to drive a load directly. An op amp follower may be required to buffer this pin. The advantage of this method is that the full 5 kHz bandwidth of the accelerometer is available to the user. A capacitor still must be added at this point for filtering. The duty cycle converter should be kept running by using R_{SET} <10 MΩ. Note that the accelerometer offset and sensitivity are ratiometric to the supply voltage. The offset and sensitivity are nominally:

$$0 \text{ g Offset} = V_{DD}/2$$

$$\text{ADXL210E Sensitivity} = (20 \text{ mV} \times V_S)/\text{g}$$

USING THE ADXL210E IN VERY LOW POWER APPLICATIONS

An application note outlining low power strategies for the ADXL210E is available. Some key points are presented here. It is possible to reduce the ADXL210E's average current from 0.6 mA to less than 20 μA by using the following techniques:

1. Power cycle the accelerometer.
2. Run the accelerometer at a lower voltage (down to 3 V).

Power Cycling with an External A/D

Depending on the value of the X_{FILT} capacitor, the ADXL210E is capable of turning on and giving a good reading in 1.6 ms. Most microcontroller-based A/Ds can acquire a reading in another 25 μs. Thus it is possible to turn on the ADXL210E and take a reading in <2 ms. If we assume that a 20 Hz sample rate is sufficient, the total current required to take 20 samples is:

$$2 \text{ ms} \times 20 \text{ Samples/s} \times 0.6 \text{ mA} = 24 \text{ μA}$$

Running the part at 3 V will reduce the supply current from 0.6 mA to 0.4 mA, bringing the average current down to 16 μA.

The A/D should read the analog output of the ADXL210E at the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. A buffer amplifier is recommended, and may be required in any case to amplify the analog output to give enough resolution with an 8-bit to 10-bit converter.

Power Cycling When Using the Digital Output

An alternative is to run the microcontroller at a higher clock rate and put it into shutdown between readings, allowing the use of the digital output. In this approach the ADXL210E should be set at its fastest sample rate (T₂ = 0.5 ms), with a 500 Hz filter at X_{FILT} and Y_{FILT}. The concept is to acquire a reading as quickly as possible and then shut down the ADXL210E and the microcontroller until the next sample is needed.

In either of the above approaches, the ADXL210E can be turned on and off directly using a digital port pin on the microcontroller to power the accelerometer without additional components.

CALIBRATING THE ADXL210E

The initial value of the offset and scale factor for the ADXL210E will require calibration for applications such as tilt measurement. The ADXL210E architecture has been designed so that these calibrations take place in the software of the microcontroller used to decode the duty cycle signal. Calibration factors can be stored in EEPROM or determined at turn-on and saved in dynamic memory.

For low g applications, the force of gravity is the most stable, accurate and convenient acceleration reference available. A reading of the 0 g point can be determined by orientating the device parallel to the earth's surface and then reading the output.

A more accurate calibration method is to make measurements at +1 g and -1 g. The sensitivity can be determined by the two measurements.

To calibrate, the accelerometer's measurement axis is pointed directly at the earth. The 1 g reading is saved and the sensor is turned 180° to measure -1 g. Using the two readings, the sensitivity is:

$$\text{Let } A = \text{Accelerometer output with axis oriented to } +1 \text{ g}$$

$$\text{Let } B = \text{Accelerometer output with axis oriented to } -1 \text{ g then:}$$

$$\text{Sensitivity} = [A - B]/2 \text{ g}$$

For example, if the +1 g reading (A) is 55% duty cycle and the -1 g reading (B) is 47% duty cycle, then:

$$\text{Sensitivity} = [55\% - 47\%]/2 \text{ g} = 4\%/g$$

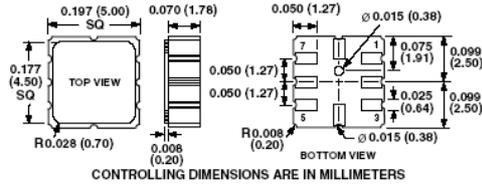
These equations apply whether the output is analog or duty cycle.

Application notes outlining algorithms for calculating acceleration from duty cycle and automated calibration routines are available from the factory.

ADXL210E

OUTLINE DIMENSIONS Dimensions shown in inches and (mm).

8-Terminal Ceramic Leadless Chip Carrier (E-8)



C02778-0-2/02(0)

PRINTED IN U.S.A.